

“БЛИЖНЕПОЛЬНОЕ” ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ОБЪЕКТА, ОСНОВАННОЕ НА ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛА

© 2010 г. Б. М. Салин, О. Н. Кемарская, М. Б. Салин

Институт прикладной физики РАН

603950 Н.Новгород, ул.Ульянова 46

E-mail: salin@hydro.appl.sci-nnov.ru

Поступила в редакцию 15.02.10 г.

Измерение характеристик рассеяния движущегося объекта возможно выполнить при его подсветке тональным источником и приеме рассеянного сигнала линейной антенной, расположенной в ближней зоне объекта. В работе рассматриваются возможные алгоритмы обработки рассеянного сигнала, направленные на измерение угловой зависимости силы цели рассеивателя. На основе экспериментальных данных по угловым и частотным характеристикам реверберации, возникающей при подсветке морской акватории тональным источником, оценивается возможность выполнения измерений и определяются минимальные значения угловой зависимости силы цели рассеивателя, которые можно измерить в акватории при слабом ветровом волнении.

Ключевые слова: измерение в ближнем поле, сила цели рассеивателя, движущийся рассеиватель, эффект Доплера, спектральная плотность мощности реверберации, пределы измерения.

Амплитудно-фазовые схемы контроля диаграммы направленности акустического излучения (рассеяния) протяженных объектов основываются на измерении в ближней зоне объекта амплитуды и фазы излученного (рассеянного) поля и пересчете с использованием функции Грина результатов измерения в уровни дальнего поля или диаграмму направленности. Для объектов, имеющих осевую симметрию поля, или в тех случаях, когда продольный размер объекта D на порядок превышает поперечный размер d , который в свою очередь не превышает 2–3 длин волн замкнутая поверхность из приемных элементов может быть заменена линейной приемной системой с физической или синтезированной апертурой, расположенной в плоскости измерения диаграммы направленности [1–5].

Основная величина, которую, как правило, требуется контролировать при измерении внешних характеристик рассеивателя – это частотно-угловая зависимость бистатической силы цели $СЦ(\alpha, \beta, f)$. Здесь α и β (см. рис. 1) – углы падения и отражения акустической волны, лежащие в плоскости измерения, которые отсчитываются в данной случае относительно направления движения рассеивателя, положи-

тельные значения углов (вид сверху) – по часовой стрелке¹.

Традиционное измерение параметров рассеяния объекта (см. рис. 1б) выполняется при облучении рассеивателя и приеме отраженного от него импульсного сигнала на больших дистанциях, определяемых радиусом дальней зоны рассеивателя. Например, для характерного размера протяженного рассеивателя $D \sim 100$ м и длине волны (в воде) ~ 6 м ($f_0 = 250$ Гц) дальняя зона рассеивателя $2D^2/\lambda$ составляет порядка 3 км, что в значительной степени затрудняет проведение измерений характеристик рассеяния из-за ослабления отраженного сигнала, наличия переотражений и реверберационных явлений.

На рис. 1а представлена типовая схема измерения СЦ в ближней зоне движущегося рассеивателя [6–8]. При данном измерении выполняются следующие операции. В дальней зоне рассеива-

¹ Вообще говоря, для тел сложной формы и больших волновых размеров значение бистатической силы цели зависит от четырех угловых координат двух азимутальных углов α , β и двух вертикальных углов. При малом вертикальном волновом размере рассеивателя характерная величина изрезанности вертикальной диаграммы направленности оканчивается больше угла захвата волновода. Поэтому для описания угловой зависимости силы цели малоразмерного (по z) рассеивателя, находящегося в волноводе, можно ограничиться двумя азимутальными переменными.

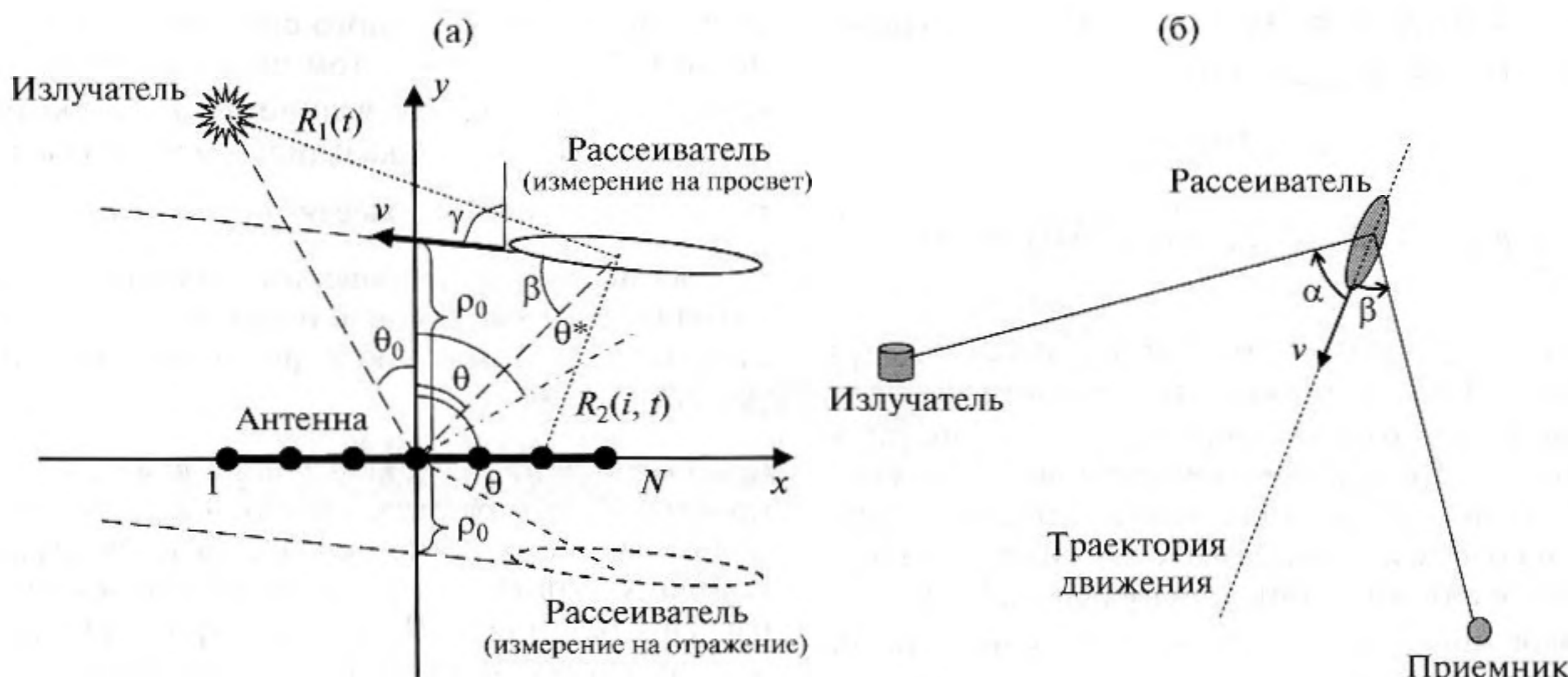


Рис. 1. (а) — амплитудно-фазовая схема измерения бистатической силы цели $СЦ(\alpha, \beta, f)$, выполняемого в секторе углов: по направлению на рассеиватель $\theta = \pm 180^\circ$, по углу фазирования антенны $\theta^* = \pm 90^\circ$; θ_0 — направление на тональный источник подсветки, ρ_0 — траверзная дистанция; (б) — традиционная схема измерения $СЦ(\alpha, \beta, f)$ в дальнем поле рассеивателя.

теля стационарно располагается тональный или политональный (многочастотный) излучатель, который в непрерывном режиме подсвечивает движущийся рассеиватель, создавая плоскую падающую волну на его апертуре.

Рассеиватель с постоянной скоростью v проходит (или буксируется) на небольшой траверзной дистанции ρ_0 ($\rho_0 \geq 2d^2/\lambda$) от линейной приемной системы, расположенной по оси x , которая в непрерывном режиме по t производит измерение (и регистрацию) суммы прямого и рассеянного сигналов $p_{meas}(x)$. В дальнейшем, на основе данных о временной зависимости $p_{meas}(x)$, с учетом параметров траектории движения рассеивателя рассчитывается угловая зависимость силы цели. Траектория движения рассеивателя для повышения точности должна быть параллельна (насколько это возможно) приемной антенне.

В результате применения амплитудно-фазовых методов измерения СЦ, дистанция от рассеивателя до приемной антенны может быть сокращена с 3 км до $\rho_0 = 50-100$ м (см. рис. 1а), при этом появляется дополнительный выигрыш в соотношении сигнал/шум (за счет сокращения дистанции) более 20 дБ и частично устраняется фактор влияния на измерение условий распространения рассеянного сигнала. Также амплитудно-фазовый метод позволяет использовать тональную подсветку, что необходимо, например, при исследовании резонансных свойств рассеивателя.

Еще одним достоинством указанного метода является быстрота выполнения измерения угловой зависимости СЦ. Перебор значений углов рассеяния β от 0 до 180° (или от 0 до -180°) про-

исходит при скорости движения рассеивателя ~ 3 м/сек за 100 сек, при классической схеме измерения — на порядок дольше.

При рассмотрении схемы измерения в ближней зоне объекта будем использовать следующую систему координат: ось X совместим с линией расположения антенны ($x = 0$ — центр антенны), номера гидрофонов i увеличиваются по направлению оси X ($x_i = (i - I/2)\Delta x$, где I — число гидрофонов); ось Y направим по нормали к центру антенны в плоскости движения рассеивателя (см. рис. 1а).

Введем обозначения: \mathbf{v} — вектор скорости движения рассеивателя; γ — угол между осью Y и вектором \mathbf{v} (положительное значение — по часовой стрелке относительно оси Y); θ — угол между осью Y и направлением из центра антенны на центр рассеивателя; θ_0 — угол между осью Y и направлением на излучатель; траверзная дистанция ρ_0 — расстояние от центра антенны до точки пересечения траектории с осью Y ; $R_1(t)$ — расстояние от источника до центра рассеивателя ($R_1(t) \gg \rho_0$); $R_2(i, t)$ — расстояние от центра рассеивателя до i -го гидрофона антенны; L — длина линейной приемной антенны ($L > D$).

Как следует из теории амплитудно-фазовых измерений [1, 2, 5], в статике, для вытянутых тел, размеры которых удовлетворяют условию $d \ll D \ll L$ и $2d^2/\lambda < \rho_0$, при определении на дискретных частотах диаграммы направленности излучения $P_{rad}(\theta)$ или рассеяния $P_{scat}(\theta)$ (угол θ пересчитывается через γ в угол β) может быть использована

линейная антенна и обработка сигнала с гидрофонов антенны $p_{\text{rad(scats)}}(x)$ в виде

$$P_{\text{rad(scats)}}(\theta) = \left(\int_{-L/2}^{+L/2} p_{\text{rad(scats)}}(x) e^{ikx \sin \theta} dx \right) / i\pi H_0^{(1)}(k\rho_0 \cos \theta). \quad (1)$$

Здесь $p_{\text{rad(scats)}}(x)$ — комплексная амплитуда (на частоте ω_0) излученного (рассеянного) сигнала, измеренного в точке с координатой x на апертуре антенны L , $P_{\text{rad(scats)}}(\theta)$ — приведенная к 1 м комплексная амплитуда диаграммы направленности поля излучателя (рассеивателя), измеренная в плоскости антенна — объект измерения; $k = \omega_0/c$ — волновое число, $\omega_0 = 2\pi f_0$ — рабочая частота, на которой производится измерение диаграммы направленности, $H_0^{(1)}$ — функция Ханкеля первого рода нулевого порядка. Выражения (1) справедливо для случая, когда продольная ось объекта (направление вектора скорости) образует по отношению к нормали антенны угол, близкий по модулю к 90° ($|\gamma| \approx 90^\circ$).

Выражение (1) широко используется при измерении диаграммы направленности шумоизлучения протяженных источников на дискретных частотах [2] или в широкой полосе частот [3, 4]. При этом $p_{\text{rad}}(x)$ представляет собой распределение по элементам антенны комплексных амплитуд шумового поля источника на частоте ω_0 , полученное после Фурье преобразования широкополосных выходных сигналов гидрофонов линейной антенны.

При нахождении, согласно (1), диаграммы направленности рассеяния $P_{\text{scat}}(\theta)$, основная трудность состоит в измерении самого поля рассеяния $p_{\text{scat}}(x)$, которое составляет разность измеренного поля $p_{\text{meas}}(x)$ (поле на антенне при наличии рассеивателя) и падающего на рассеиватель поля $p_{\text{inc}}(x)$ (поле источника подсветки, измеренное при отсутствии рассеивателя)

$$p_{\text{scat}}(x) = p_{\text{meas}}(x) - p_{\text{inc}}(x). \quad (2)$$

Для дистанции от рассеивателя до измерительной антенны $\rho_0 \sim 10d$, рассеянный сигнал $p_{\text{scat}}(x)$ может быть на порядок слабее измеряемого сигнала $p_{\text{meas}}(x)$. В работе [6] был предложен прямой способ измерения комплексной величины $p_{\text{scat}}(x)$ путем выполнения двукратного измерения. В экспериментах, описанных в [6], первоначально измерялось распределение падающего на антенну поля $p_{\text{inc}}(x)$, затем после подхода к антенне рассеивателя измерялось суммарное поле $p_{\text{meas}}(x)$ и по разности вычислялась искомая комплексная компонента поля $p_{\text{scat}}(x)$. Основным препятстви-

ем к применению данного способа явились медленные флуктуации (в том числе фазовые) комплексной измеряемой величины $p_{\text{inc}}(x)$, которые на временах $\sim 3L/v$ оказались сопоставимыми с малыми величинами рассеянного поля².

Рассмотрим доплеровский способ выделения сигнала рассеивателя, как наиболее помехозащищенный по отношению к флуктуациям прямого сигнала $p_{\text{inc}}(x)$.

Соотношение (1) справедливо для свободного пространства и размера антенны L , значительно превышающего длину источника D . В реальных условиях, когда длина антенны сопоставима с рассеивателем ($L \geq D$), а также присутствуют отражения звука от границ, при обработке сигнала антенны и нахождения СЦ используется модификация выражения (1), где вместо функции Ханкеля подставляется интеграл в конечных пределах от расчетного поля эталонного точечного рассеивателя $p_{\text{etalon}}(x)$ с нулевой силой цели $\text{СЦ}_{\text{etalon}}(\alpha, \beta, f) = 0$ дБ. Геометрически эталон располагается центре апертуры измеряемого рассеивателя, при этом предполагается, что амплитуды поля подсветки для рассеивателя и для эталона одинаковы.

Для повышения точности измерения, при расчете поля эталона на элементах антенны $p_{\text{etalon}}(x)$, по возможности, учитываются реальные условия распространения акустического сигнала, например, отражение звука от дна и поверхности. Для случая $\rho_0 \ll R_1$ и одинакового заглубления антенны и рассеивателя, амплитуда падающего на рассеиватель (эталон) поля p_0 рассчитывается исходя из среднего по элементам антенны значения поля подсветки $p_0 = \sqrt{|p(x)|^2}$. Более подробно схема расчета комплексной амплитуды поля эталонного рассеивателя на элементах антенны $p_{\text{etalon}}(x)$ приведена далее в описании экспериментальной части работы.

С учетом поля эталона, угловая зависимость СЦ рассеивателя (выраженная в дБ) преобразует-

² Можно также упомянуть угловой способ селекции рассеянного сигнала, основанный на том, что первоначально на антенне фиксируется пространственный спектр прямого сигнала, затем аналогичный спектр сигнала в присутствии рассеивателя и по разности определяется пространственный спектр рассеянного сигнала, необходимый, согласно (1), для определения угловой зависимости уровня рассеяния. Метод имеет определенные преимущества, так как, во-первых, рассеянный сигнал переизлучается в более широкий сектор углов по отношению к падающему полю, и, во-вторых, при определенных предположениях при расчете по разности пространственного спектра рассеяния могут быть использованы действительные значения спектров, а не комплексные.

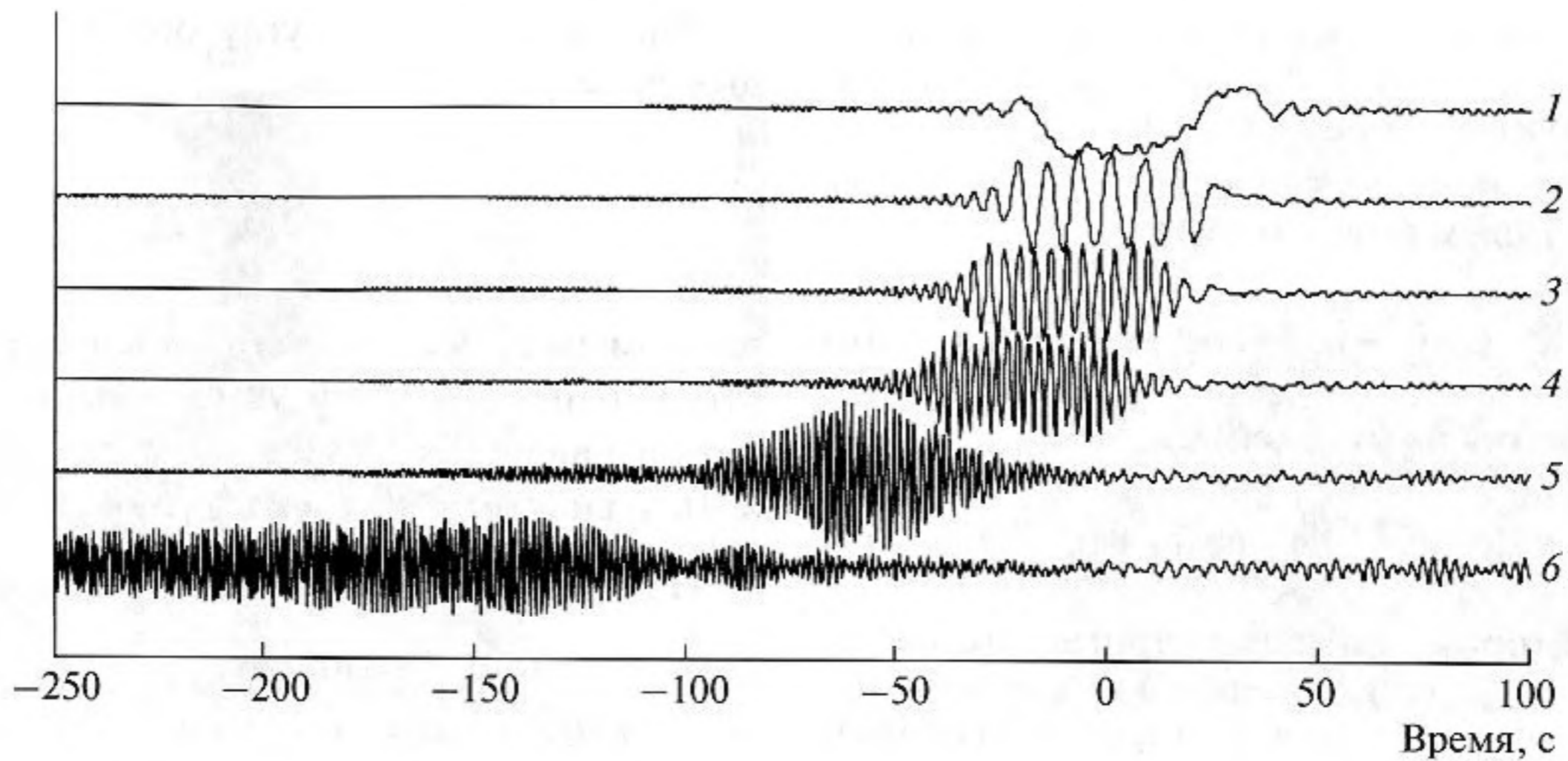


Рис. 2. Осциллограммы выходных сигналов линейной антенны при ее фазировании по направлениям $\theta = 15^\circ, 0, -15^\circ, -30^\circ, -60^\circ$ и -80° – кривые 1–6 соответственно. Направление на излучатель $\theta_0 = 15^\circ$.

ся к простому и доступному для расчетов отношению пространственных спектров [7]

$$\begin{aligned}
 & \text{СЦ}(\alpha, \theta, f_0) \approx \\
 & \approx 20 \lg \left| \frac{\int_{-L/2}^{+L/2} p_{\text{scat}}(x) e^{ikx \sin \theta} dx}{\int_{-L/2}^{+L/2} p_{\text{etalon}}(x) e^{ikx \sin \theta} dx} \right|. \quad (3)
 \end{aligned}$$

Выражения для диаграмм (1) и (3) справедливы для статики, когда объект измерения не движется. Для движущегося рассеивателя, с целью выделения рассеянного сигнала на фоне $p_{\text{inc}}(x)$, может быть использован спектральный анализ сигнала с приемных элементов антенны не только согласно (3) по пространственной координате x , но и по временной t (для доплеровской фильтрации рассеянного сигнала) со скользящим временным окном $T \sim L/v$, где v – скорость рассеивателя.

Легко показать, что при движении рассеивателя на небольшом расстоянии от сфазированной в направлении θ антенны, выходной сигнал антенны, пропорциональный рассеянному в данном направлении сигналу, будет иметь доплеровский сдвиг частоты $f_{\text{доп}}$, определяемый углом фазирования антенны θ , направлением на источник θ_0 и рядом других параметров.

$$f_{\text{доп}}(\theta) = kv [\cos(\gamma - \theta_0) - \cos(\gamma - \theta)] / 2\pi. \quad (4)$$

На рис. 2, для примера, представлены результаты расчета осциллограмм выходных сигналов антенны, обусловленных рассеянием на движущемся объекте, при фазировании антенны по различным направлениям θ . Расчет осциллограмм выполнен для следующих значений входя-

щих в (4) величин: при измерении на просвет направления фазирования линейной антенны $\theta = 15^\circ, 0, -15^\circ, -30^\circ, -60^\circ$ и -80° , направление на излучатель $\theta_0 = 15^\circ$, направление движения рассеивателя $\gamma = +90^\circ$, скорость движения $v = 3$ м/сек, волновое число $k = \pi/3$ м⁻¹, апертура антенны $L = 48 \times 3$ м = 144 м, расстояние от излучателя подсветки до центра антенны $R_0 = 2$ км, сила цели СЦ = 0 дБ (не зависит от угловых координат), траверзная дистанция $\rho_0 = 100$ м, условия распространения – свободное пространство. Размер антенны, диапазон частот и другие параметры выбраны исходя из условий проведения эксперимента, описанного далее.

Как видно из рисунка и следует из (4), каждому углу θ , на который фокусируется приемная антенна, соответствует своя доплеровская частота заполнения отклика антенны на прохождение рассеивателя. При $\theta = \theta_0$ (верхний график) доплеровский сдвиг равен 0. Из анализа рисунка также следует, что для выделения сигнала рассеивателя из фоновой реверберации необходимо, согласно (1) и (3), сформировать веер диаграмм направленности по θ , а выходные сигналы антенны фильтровать с центральной частотой фильтра, определяемого соотношением (4).

Если считать, что линейная антенна фазирована по некоторому направлению θ^* , лежащему в секторе углов $[-\pi/2, \pi/2]$, и связь угла θ^* с направлением на рассеиватель θ определяется соотношением

$$\theta^* = \begin{cases} -\theta - \pi & \text{для } -\pi < \theta < -\pi/2, \\ \theta & \text{для } -\pi/2 < \theta < \pi/2, \\ -\theta + \pi & \text{для } \pi/2 < \theta < \pi, \end{cases} \quad (5)$$

то доплеровский сдвиг частоты относительно угла фазирования антенны θ^* запишется для произвольного γ в виде:

для измерения на "просвет" (рассеиватель между излучателем и антенной)

$$f_{\text{dop}}(\theta^*) = kv[\cos(\gamma - \theta_0) - \cos(\gamma - \theta^*)]/2\pi, \quad (6)$$

для измерения на отражение

$$f_{\text{dop}}(\theta^*) = kv[\cos(\gamma - \theta_0) + \cos(\gamma + \theta^*)]/2\pi. \quad (7)$$

Для траектории движения строго параллельной антенне ($\gamma = \pm\pi/2$) доплеровский сдвиг частоты будет определяться упрощенным выражением вида

$$f_{\text{dop}}(\theta^*) = kv(\sin\gamma)(\sin\theta_0 - \sin\theta^*)/2\pi. \quad (8)$$

Таким образом, относительно угла фазирования антенны θ^* центральная частота выходного сигнала антенны будет определяться соотношениями (6)–(8).

Наиболее простым способом фильтрация рассеянного сигнала на фоне мощного сигнала $p_{\text{inc}}(x, t)$ осуществляется при использовании текущего по t двумерного Фурье преобразования сигнала антенны $p_{\text{meas}}(x, t)$ в виде

$$G_j(\theta, \omega) = \frac{1}{T} \int_{t_j - L/2}^{t_j + T + L/2} \int (p_{\text{inc}}(x, t) + p_{\text{scat}}(x, t)) e^{i(kx \sin\theta + i\omega t)} dx dt, \quad (9)$$

где шаг по t выбирается в интервале от $t_{j+1} - t_j = T/2$ до $t_{j+1} - t_j = T/8$ в зависимости от эффективной ширины T_{eff} выбранного окна спектрального анализа.

Угловую зависимость СЦ рассеивателя будем определять путем нахождения максимальных значений текущих двумерных спектров сигнала антенны $G_j(\theta, \omega)$ и эталона $G_j^{\text{etalon}}(\theta, \omega)$ в дискретных точках частотно-угловой плоскости $[\theta; \omega]$, лежащих на траектории движения рассеивателя, определяемой выражениями (6)–(8).

Дискретизация по углу определяется волновым размером антенны

$$\sin\theta_n^* = 2\pi n/kL, \quad (10)$$

где номера пространственных каналов n для действительных значений углов должны удовлетворять неравенству $-kL/2\pi < n < kL/2\pi$ (итого $N = 2L/\lambda$ дискретных точек по угловой координате).

Набор доплеровских частот ω_n , соответствующих углам θ_n^* , выбирается из сетки частот $\omega_m = 2\pi m/T$ в виде ближайших частот к значениям $\omega_{\text{dop}}(\theta_n^*) = 2\pi f_{\text{dop}}(\theta_n^*)$, определяемым выражениями (6)–(8). Найденные таким образом ближайшие к траектории частоты по аналогии с углами будем обозначать ω_n^* . Для более точного подбора частот, значение T может быть выбрано в 2–3 раза превышать величину L/v , для этого при спектральном анализе используется специальное окно (например, гауссова кривая) с эффективной длительностью окна анализа $T_{\text{эфф.}} \approx L/v$.

С учетом применения доплеровской фильтрации, выражение (3) для расчета СЦ может быть преобразовано следующим образом:

$$\text{СЦ}(\theta_n^*) = 10 \lg \left(\frac{\max_{byj} |G_j(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2 - \overline{|G_j^{\text{inc}}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2}}{\max_{byj} |G_j^{\text{etalon}}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2} \right). \quad (11)$$

Здесь $\overline{|G_j^{\text{inc}}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2}$ – усредненное в точке $[\theta_n^*, \omega_n^*]$ по j значение квадрата модуля двумерного спектра от комплексных величин прямого сигнала $p_{\text{inc}}(x, t)$, полученных при отсутствии движущегося рассеивателя; $|G_j^{\text{etalon}}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ – квадрат модуля текущих значений двумерного спектра сигнала, обусловленного движущимся эталонным рассеивателем, СЦ которого во всем диапазоне углов равна 0 дБ.

Например, для $\gamma = +\pi/2$ и траектории движения рассеивателя, описываемой выражением (8), расчет угловой зависимости СЦ будет выполняться (без учета квантования по ω) с использованием выражения

³ Пересчет углов θ^* в систему координат, связанную с рассеивателем для $|\gamma| = \pm\pi/2$ будет производиться в виде: для режимов на "просвет" $\beta = \theta^* + \gamma$ и отражение $\beta = -\theta^* - \gamma$.

⁴ Особый случай, рассмотренный далее, составляет точка $\theta^* = \theta_0$ – измерение рассеяния строго в направлении на "просвет". В этом случае фактически будет находиться не максимум, а минимум проходной характеристики.

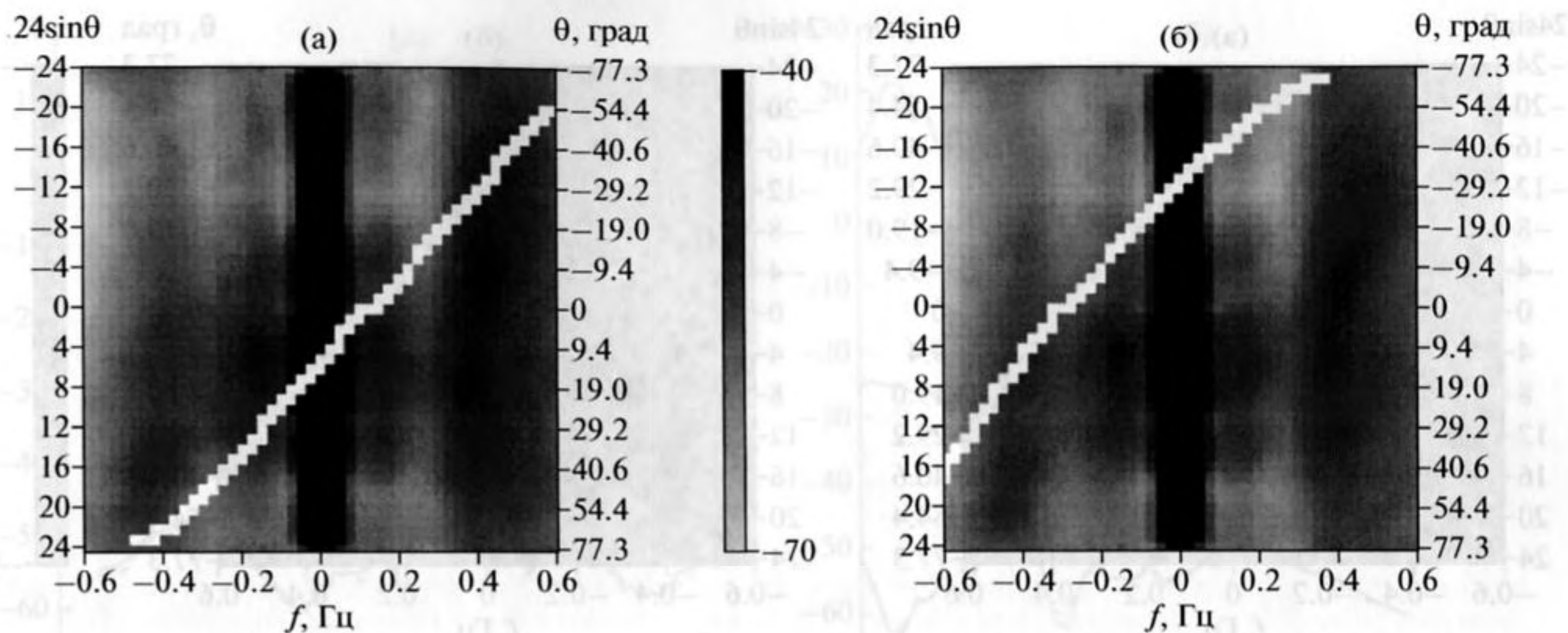


Рис. 3. Усредненная нормированная спектральная плотность мощности $G^2(\theta, f)$ реверберационного сигнала (частота сигнала подсветки $f_0 = 246$ Гц, $\theta_0 = +14^\circ$) с нанесенными траекториями движения виртуального рассеивателя. Параметры траекторий: а) $y > 0$ (измерение “на просвет”), $\rho_0 = 100$ м, $v = 3$ м/сек, $\gamma = +90^\circ$, б) $y < 0$ (измерение на отражение), $\rho_0 = 100$ м, $v = 3$ м/сек, $\gamma = +114^\circ$.

$$СЦ(\theta_n^*) = 10 \lg \left(\frac{\max_{byj} |G_j(\theta_n^*, kv(\sin \theta_0 - \sin \theta_n^*))|^2 - |G_j^{inc}(\theta_n^*, kv(\sin \theta_0 - \sin \theta_n^*))|^2}{\max_{byj} |G_j^{etalon}(\theta_n^*, kv(\sin \theta_0 - \sin \theta_n^*))|^2} \right). \quad (11^*)$$

На рис. 3, для примера, представлена реализация типового усредненного нормированного ⁵ двумерного спектра $|G^{inc}(\theta, \omega)|^2$ фонового сигнала подсветки, измеренного на 48-элементной антенне в полосе частот ± 0.6 Гц (относительно несущей), квантование по частоте $\Delta f = 0.025$ Гц ($T = 40$ сек).

Представленный фоновый сигнал был измерен при следующих условиях [8].

Акватория – Балтийское море, глубины ~ 55 – 65 м, дистанция между излучающей антенной и горизонтальной приемной ФАР – 3 км, волнение моря на трассе – порядка одного балла.

Излучающая антенна – вертикальная ФАР, состоящая из нескольких элементов; тип излучения – тон; частота – 246 Гц; средний уровень излучения (УИ) в максимуме диаграммы направленности ~ 190 дБ отн. 1 мкПа на 1 м.

Приемная антенна – горизонтальная эквидистантная 48-элементная линейная антенна Морского Автономного Измерительного Комплекса (МАИК), длина антенны – 144 м, горизонт постановки – 22–24 м, режим работы МАИК – непре-

рывная цифровая запись сигнала с каждого элемента антенны.

На рис. 3 белыми прямоугольниками в плоскости частота – синус угла θ обозначены две траектории движения виртуального рассеивателя: а) типовая траектория с параметрами: $y > 0$ (измерение “на просвет”), $\gamma = 90^\circ$ (траектория движения параллельна антенне); $v = +3$ м/сек, $\rho_0 = 100$ м, б) траектория движения для случая, когда рассеиватель движется существенно не параллельно приемной антенне. Параметры траектории: $y < 0$ (измерение на отражение); $\gamma = 114^\circ$; $v = +3$ м/сек; $\rho_0 = 100$ м.

Как видно из рисунка, наиболее интенсивная реверберационная помеха сосредоточена вблизи нулевой частоты, более слабая – вблизи частот ветрового волнения ± 0.1 Гц и ± 0.4 Гц. Из рисунка также следует, что точки, в которых производится измерение угловой зависимости сигнала рассеивателя, в основном расположены в области с минимальным уровнем фоновой помехи (исключение составляет точка пересечения траектории с линией $f = 0$ на рис. 3а). В этом проявляется основное достоинство доплеровской амплитудо-фазовой схемы измерения характеристик движущегося рассеивателя.

Естественно, что зная уровни фоновой помехи на плоскости доплеровская частота-угол и зная

⁵ Нормировка спектра производится на усредненный по элементам антенны уровень прямого сигнала источника ρ_0 и длину апертуры L .

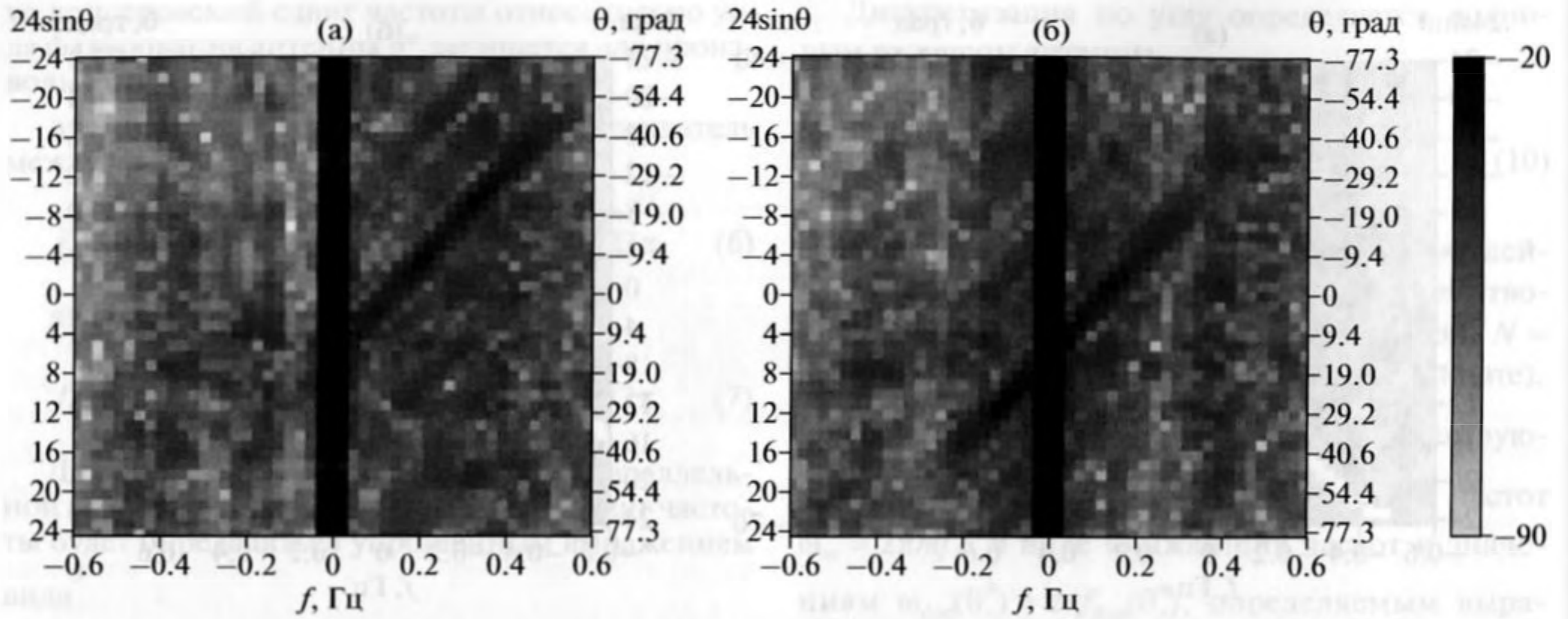


Рис. 4. Две последовательные во времени реализации квадрата модуля двумерного спектра, взятого от суммарного сигнала $p_{\text{meas}}(i, t)$ (реверберация + сигнал от рассеивателя с СЦ = 18 дБ). Параметры траектории виртуального рассеивателя приведены на рис. 3а.

типовой набор траекторий движения измеряемого объекта, легко определить минимально возможное значение силы цели рассеивателя, которое может быть измерено при данной реверберационной помехе. Поэтому перейдем ко второй части задачи – прогнозу минимальных значений силы цели, которые можно контролировать в морских условиях по указанной доплеровской схеме измерения.

К сожалению, достаточно развитой теории и тем более полного набора экспериментальных материалов по двумерным спектрам реверберационной помехи $|G(\theta, \omega)|^2$ не существует. В работах [9, 10], в частности, было показано, что локальные максимумы двумерных спектров гетеродинированных реверберационных сигналов при тональной подсветке акватории наблюдаются на частотах ветрового волнения (для моря, как правило, 0.1–0.4 Гц) в секторе углов $\pm 20^\circ$ – 30° относительно направления на источник.

Однако еще раз повторим, что на настоящее время отсутствует (особенно для низких частот) достоверная информация по уровням двумерных спектров реверберации. Поэтому в данной работе ограничимся оценкой возможности проведения измерения характеристик рассеяния на частоте 246 Гц в условиях конкретного эксперимента, описанного в данной работе.

Для оценки предельных измеряемых уровней силы цели создадим виртуальный движущийся рассеиватель с переменным значением СЦ. Рассеянный на виртуальном объекте сигнал будем использовать в двух видах: отдельно для расчета нормирующего эталонного множителя (знамена-

тель в выражении 11), а также, согласно (2), в виде одного из слагаемых суммы, состоящей из натурального реверберационного сигнала $p_{\text{inc}}(i, t)$, где i – номера гидрофонов и имитационного рассеянного на движущемся виртуальном объекте сигнала $p_{\text{scat}}(i, t)$

$$p_{\text{meas}}(i, t) = p_{\text{inc}}(i, t) + p_{\text{scat}}(i, t). \quad (12)$$

Рассеянный на движущемся объекте сигнал, который поступает на приемные элементы антенны, сформируем, согласно рис. 1а, следующим образом

$$p_{\text{scat}}(i, t) = \overline{p(24, t)} \times 10^{0.05\text{СЦ}} \times \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda} R_1(t)\right) \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda} R_2(i, t)\right) / R_2(i, t). \quad (13)$$

Здесь $R_1(t)$ – расстояние от излучателя до движущегося рассеивателя, $\overline{p(24, t)}$ – среднее значение амплитуды сигнала излучателя, измеренное на центральном (двадцать четвертом) гидрофоне приемной антенны, $R_2(i, t)$ – расстояние от движущегося рассеивателя до i -го гидрофона приемной антенны, СЦ – значение силы цели виртуального рассеивателя. В ряде заранее оговоренных случаев $p_{\text{scat}}(i, t)$ будет представлять собой суперпозицию сигналов, рассеянных на нескольких локальных рассеивателях. Однако в первом приближении будем предполагать, что единственный всенаправленный рассеиватель движется прямолинейно и с постоянной скоростью (параметры траектории варьируются).

В целом $p_{\text{meas}}(i, t)$ будем рассматривать как некий набор сигналов на элементах антенны, полученный во время прохода рассеивателя мимо ан-

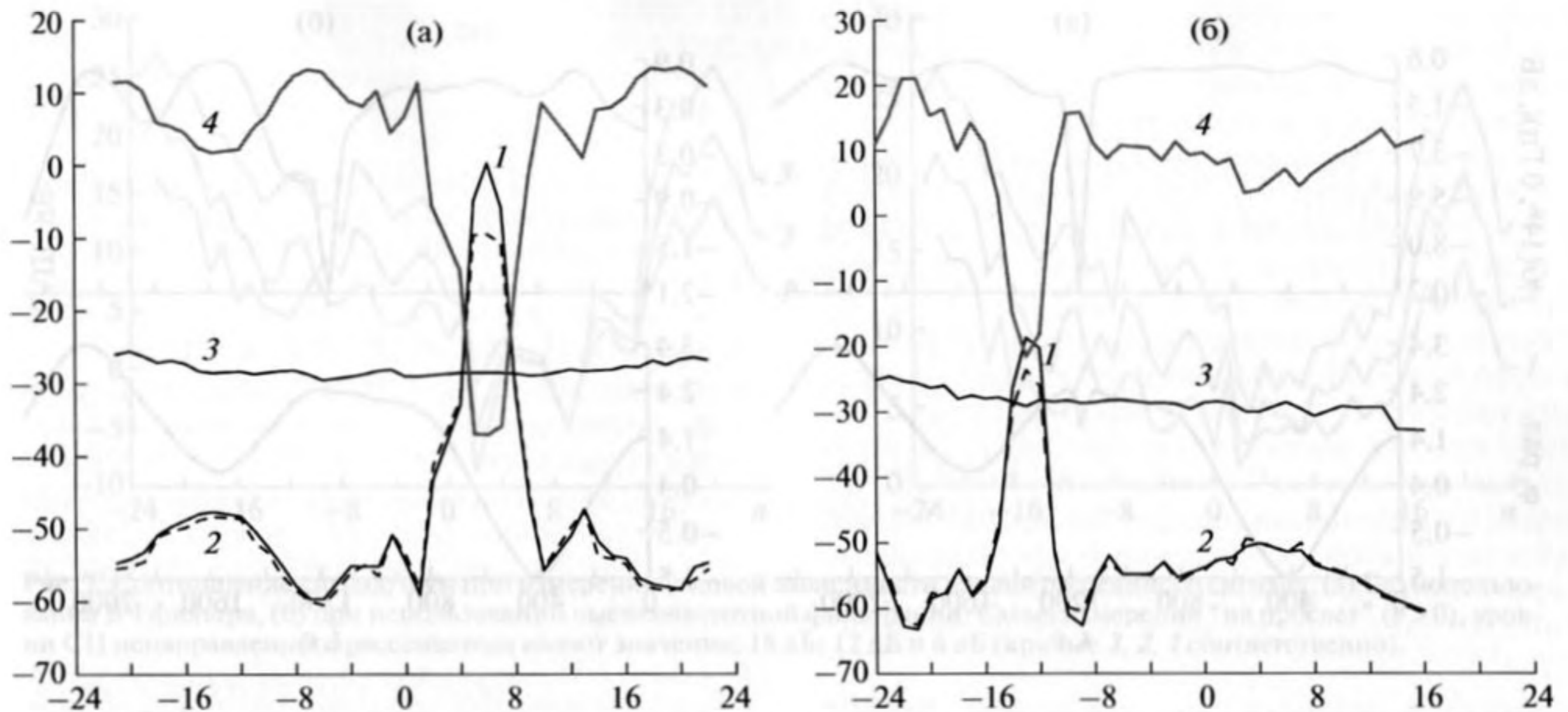


Рис. 5. Измеренные и рассчитанные угловые зависимости: значения уровня прямого сигнала $|G_j^{inc}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ и его дисперсии $\sigma_{rev}^2(\theta_n^*)$ (сплошная 1 и пунктирная 2 линии), максимальные значения квадрата модуля отраженного от виртуального рассеивателя (СЦ = 18 дБ) сигнала $\max_{byj} |G_j^{etalon}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ (линия 3), отношение сигнал/шум для значения СЦ виртуального рассеивателя 0 дБ (светлая линия 4). По оси X отложены номера пространственных гармоники n , по оси Y – указанные величины в дБ (нормировка спектров и дисперсии выполнена на значение $p_0 L$).

тенны. Для первоначальных оценок и визуализации сигнала примем значение СЦ виртуального рассеивателя равным 18 дБ.

На рис. 4, для примера, представлены две последовательные реализации двумерного спектра, взятого от $p_{meas}(i, t)$ для указанного выше значения силы цели рассеивателя и типовой траектории движения, изображенной на рис. 3а, то есть $y > 0$; $\rho_0 = 100$ м; $\theta_0 = +14^\circ$ $v = 3$ м/сек, $\gamma = +90^\circ$ (интервал времени t выбран вблизи момента траверза).

Как видно из рисунка, сигнал от рассеивателя довольно хорошо концентрируется около траектории движения и значительно (при СЦ = 18 дБ) превышает фоновую помеху вне диапазона нулевых доплеровских частот.

Из выражений (6)–(11) следует, что для нахождения СЦ(α, θ, f) необходимо произвести расчеты по следующей схеме:

а) вычислить набор реализаций двумерного спектра $G_j(\theta^*, \omega)$ от измеренного на гидрофонах сигнала $p_{meas}(i, t)$ (выражения (12), (13)) с дискретизацией по частоте $\Delta f \sim v/L$ (в данном случае $\Delta f = 0.025$ Гц) и по угловой координате $\Delta(\sin \theta^*) = 2\pi/kD$ (выражение (10)), а также при той же дискретизации найти набор реализаций двумерного спектра $G_j^{etalon}(\theta^*, \omega)$ от эталонного

сигнала $p_{scat}(i, t)$, заданного выражением (13) при СЦ = 0 дБ;

б) выделить на двумерных спектрах N дискретных точек, соответствующих траектории движения рассеивателя, определяемой выражениями (6)–(8) и определить (найти) в этих точках путем перебора по j максимальных значений измеренного (суммарного) $|G_j(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ и эталонного $|G_j^{etalon}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ сигналов;

в) найти на траектории движения рассеивателя среднеквадратичные значения спектра падающего поля (в отсутствие рассеивателя) $|G_j^{inc}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ и реверберационной помехи. Помеху будем характеризовать значением дисперсии падающего поля

для $\sigma_{rev}^2(\theta_n^*) = |G_j(\theta_n^*, \omega_n^*) - G_j^{inc}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$, измеренной по траектории движения рассеивателя.

г) рассчитать, согласно (11), итоговые значения бистатической силы цели СЦ(α, θ, f) для тех значений θ , при которых максимальные значения двумерных спектров $\max |G_j(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ более чем на 6–8 дБ превышают дисперсию фона.

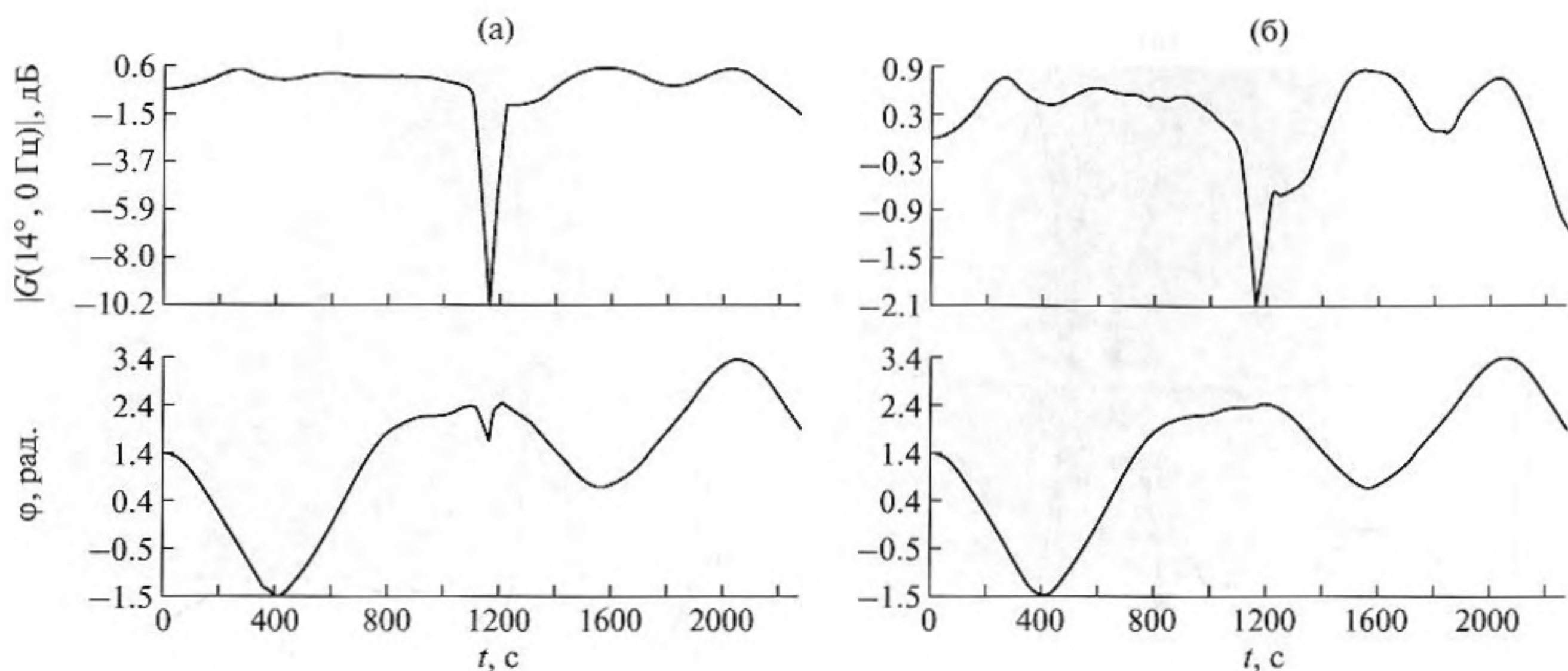


Рис. 6. Текущие комплексные (амплитуда и фаза) значения нормированного двумерного спектра $G_j(\theta_n^*, \omega_n^*)$ выходного суммарного (реверберация + сигнал рассеивателя) сигнала антенны, взятые в точке с координатами $f_{\text{доп}} = 0$, $n = 6$ ($\theta_6^* = \theta_0 \approx 14^\circ$). СЦ распределенного рассеивателя в направлении “на просвет” равна 44 и 32 дБ (рис. 6а и 6б соответственно).

Первоначально оценим чувствительность метода, то есть, при каких значениях СЦ рассеивателя можно в условиях проведения эксперимента выделить из помехи и измерить отраженный сигнал от движущегося рассеивателя.

На рис. 5а,б в децибельном масштабе в зависимости от номера пространственной гармоники n представлены нормированные угловые зависимости значений уровня и дисперсии прямого сигнала (линии 1 и 2), максимальные значения квадрата модуля нормированных спектров сигнала, отраженного от виртуального рассеивателя с СЦ = 18 дБ (линия 3) и отношение

$10 \lg \left(\max_{byj} |G_j^{\text{etalon}}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2 / \sigma_{\text{rev}}^2(\theta_n^*) \right)$ – расчетное соотношение сигнал/шум для значения СЦ эталона, равного 0 дБ (линия 4). Указанные величины рассчитаны по спектрам реверберации

$|G_j^{\text{inc}}(\theta_n^*, \omega_n^*)|^2$ и имитационного сигнала (13), согласно представленной схеме, для двух траекторий движения рассеивателя (рис. 5а соответствует траектории рис. 3а и рис. 5б – рис. 3б).

Как видно из рисунка, для виртуального рассеивателя, СЦ которого равно 0 дБ (кривая 4), расчетное соотношение сигнал/шум составляет более 2–4 дБ при измерении во всем диапазоне углов, за исключением небольших секторов углов, находящихся вблизи направлений $n = 6$ и $n = -13$, приходящихся на нулевые доплеровские частоты. То есть, при использовании горизонтальной антенны и проведении измерения в ближней зоне

объекта, практически во всем секторе углов существует реальная возможность измерения движущихся рассеивателей, бистатическая СЦ которых превышает 3–5 дБ.

Рассмотрим более подробно возможность измерения СЦ в угловом секторе вблизи нулевых доплеровских частот, когда и флуктуации, и уровень прямого сигнала многократно (на 40 и более дБ, см. рис. 5а), возрастают. Рассмотрение будем проводить на примере измерения СЦ “на просвет”, схема траектории движения и параметры приведены на рис. 3а.

На рис. 6, для примера, представлены амплитуда и фаза текущих значений нормированного двумерного спектра от суммарного сигнала (12), взятые в точке с координатами $f_{\text{доп}} = 0$, $n = 6$ ($\theta_6^* = \theta_0 \approx 14^\circ$).

Для исследования возможности выполнения измерений в направлении строго на излучатель ($\theta^* = \theta_0$) в качестве виртуального рассеивателя использовался распределенный рассеиватель (выбрано из физических соображений), состоящий из набор точечных всенаправленных рассеивателей. Общее количество рассеивателей – 40 шт., размещенных вдоль линии движения через 2 м друг от друга. Таким образом, общая длина протяженного рассеивателя составила $D = 80$ м; при длине антенны $L = 150$ м ($L \gg D$) это обеспечило возможность применения амплитудно-фазового метода измерений. Суммарная сила цели в направлении главного максимума (на просвет) при имитаци-

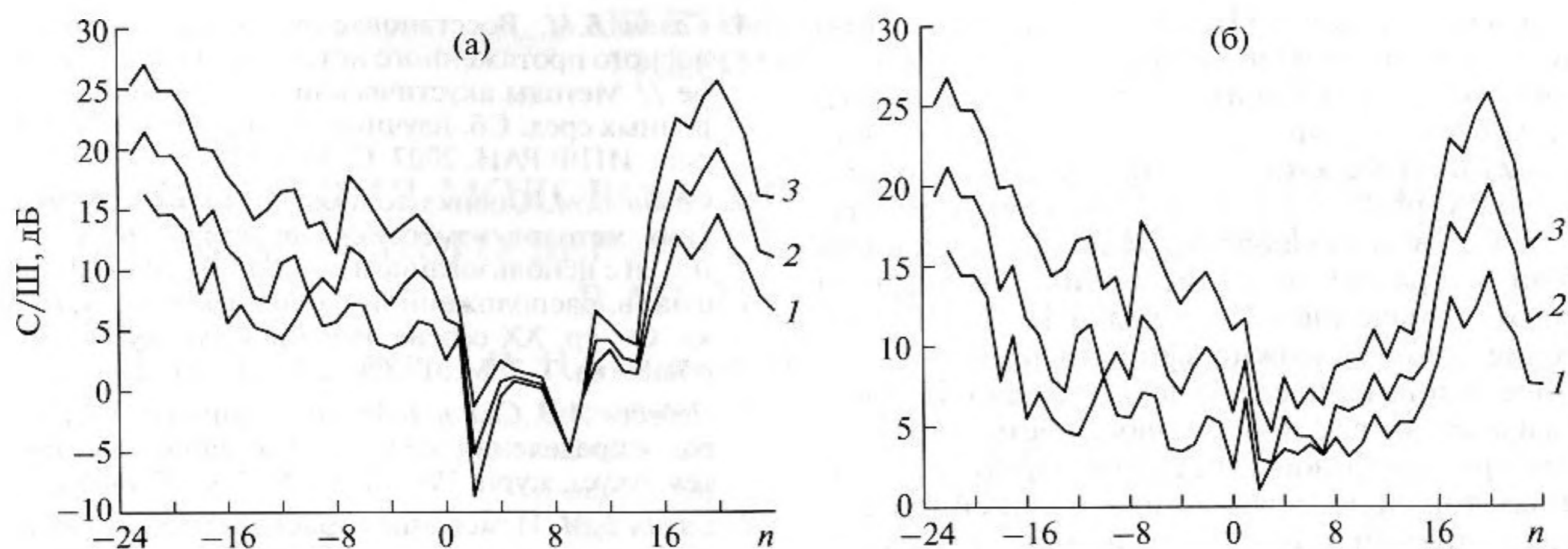


Рис. 7. Соотношение сигнал/шум при измерении угловой зависимости уровня рассеянного сигнала. (а) Без использования ВЧ фильтра, (б) при использовании высокочастотной фильтрации. Схема измерения “на просвет” ($y > 0$), уровни СЦ ненаправленного рассеивателя имеют значения: 18 дБ; 12 дБ и 6 дБ (кривые 3, 2, 1 соответственно).

онном моделировании составила 44 дБ (рис. 6а) и 32 дБ (рис. 6б).

Из анализа графиков рис. 6 следует. Во-первых, в направлении на излучатель отклик на рассеиватель и прямой сигнал излучателя когерентны и на общем фоне прямого сигнала проходная характеристика рассеивателя чаще всего выглядит провалом (объект измерения часть энергии прямого сигнала рассеивает в боковые лепестки, уменьшая тем самым уровень прямого сигнала). Поэтому искать СЦ в направлении “на просвет” по максимуму проходной, согласно (11), оказывается невозможным. Во-вторых, по виду отклика легко определить, что преобладающие флуктуации прямого сигнала имеют более низкую частоту по сравнению с характерной частотой отклика системы на движущийся рассеиватель.

В силу указанных особенностей, для выделения рассеянного сигнала в угловом секторе в направлении на источник (на просвет) было предложено перед детектированием сигнала использовать фильтр верхних частот, отсекающий низкочастотные флуктуации.

Результаты обработки выборки из двумерного спектра суммарного сигнала (фон плюс точечный виртуальный рассеиватель, двигающийся по траектории рис. 3а) с использованием и без использования ВЧ фильтрации представлены на рис. 7. На рисунке приведены графики соотношения сигнал/шум, полученные при выполнении измерения угловой зависимости бистатической силы цели по суммарному сигналу (12) при 3-х значениях СЦ (18, 12, и 6 дБ) всенаправленного имитационного рассеивателя (13).

На рис. 7а представлено исходное соотношение сигнал/шум измерения. Видно, что в секторе пространственных частот $n = 1-12$ (в окрестности направления на источник) измерение рассеянно-

го сигнала даже при максимальном значении СЦ = 18 дБ (график 3) выполнить невозможно. Большие отрицательные значения с/ш на графике обусловлены нестационарностью фонового сигнала и большим временем наблюдения.

На рис. 7б представлена угловая зависимость с/ш после применения ВЧ фильтрации. Частота среза ФВЧ – 0.015 Гц, что на скорости 3 м/сек соответствует пространственной неоднородности 200 м. То есть, ФВЧ из проходной характеристики “вырезает” (подавляет) пространственные неоднородности с размером больше 200 м и оставляет без изменения неоднородности размером менее 200 м (размер отклика на точечный рассеиватель ~150 м).

Из рис. 7б видно, что для СЦ = 18 дБ (график 3), во всем угловом секторе $\pm 90^\circ$ соотношение с/ш больше 6 дБ, а для СЦ = 12 дБ (график 2) с/ш больше 3 дБ. То есть, с применением фильтрации в секторе углов в направлении на источник можно выполнять измерение угловой зависимости СЦ рассеивателя, начиная со значения СЦ, равного 12–18 дБ. Еще больше можно повысить соотношение сигнал/шум, применяя к детектированному сигналу операцию энергетической согласованной обработки, которая основана на свертке детектированного сигнала с окном, параметры которого оптимальным образом согласованы с длительностью и формой отклика на рассеиватель [11].

КРАТКИЕ ВЫВОДЫ

В работе проанализированы основные схемы и алгоритмы обработки сигнала при измерении характеристик рассеяния в ближней зоне движущегося рассеивателя. Выполнен подробный анализ характеристик реверберационного сигнала, изме-

ренного на частоте 260 Гц в Балтийском море при использовании низкочастотного излучателя и горизонтальной 48 элементной приемной антенны, который показал принципиальную возможность проведения измерений бистатической СЦ рассеивателя с уровнями ~3–5 дБ и выше во всем диапазоне углов за исключения небольшого сектора вблизи направления на источник. Определено пороговое значение СЦ (порядка 12–18 дБ), измерение которого можно выполнить в указанном секторе углов. Приведенные значения СЦ могут быть измерены в условиях слабого ветрового волнения при использовании стационарно расположенных тонального источника и линейной антенны, и применении методов измерения в ближней зоне объекта, основанных на формировании веера диаграмм направленности приемной антенны и спектрального анализа ее выходных сигналов.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проекты № 08-05-00220 и 08-02-00818.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Салин Б.М., Турчин В.И. Голографическое воспроизведение волновых полей с произвольной зависимостью от времени // Акуст. журн. 1992. Т. 38. № 1. С. 150–155.
2. Маслов В.К., Теверовский В.И., Цыганков С.Г. Амплифазометрический метод измерения характеристик дальнего поля движущегося линейного источника // Проблемы измерения параметров гидроакустических полей и обработки информации. Сб. научных трудов "ВНИИФТРИ". М. 1999. С. 35–47.
3. Турчин В.И., Фикс И.Ш., Шаронов Г.А. Многокурсный апертурный синтез // Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т. 46. №7. С. 598–609.
4. Салин Б.М. Восстановление сигнала широкополосного протяженного источника в его дальней зоне // Методы акустической диагностики неоднородных сред. Сб. научных трудов. Нижний Новгород.: ИПФ РАН. 2002. С. 107–122.
5. Салин Б.М. Оценка точности амплифазометрических методов измерения характеристик дальних полей с использованием линейной решетки гидрофонов, расположенной в ближнем поле источника. Сб. тр. XX сессии Российского акустического общества. Т. 2. М.: ГЕОС. 2008. С. 24–27.
6. Лебедев А.В., Салин Б.М. Экспериментальный метод определения сечения рассеяния вытянутых тел. Акуст. журн. 1997. Т. 43. № 3. С. 376–385.
7. Салин Б.М. Измерение характеристик рассеяния в области низких частот // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро и гидроакустике. Сб. научных трудов. Нижний Новгород.: ИПФ РАН. 2002. С. 187–206.
8. Салин Б.М. Ближнепольные измерения характеристик рассеяния движущегося объекта в мелком море при использовании тональной подсветки акватории // Сб. трудов XX сессии Российского акустического общества. Т. 2. М.: ГЕОС. 2008. С. 28–31.
9. Лебедев А.В., Салин Б.М. Исследование эффектов локализации областей рассеяния звука на ветровом волнении // Акуст. журн. 2004. Т. 50. № 6. С. 813–826.
10. Бородина Е.Л., Салин Б.М. Исследование азимутальной зависимости реверберационного сигнала при тональной засветке мелководной акватории // Акуст. журн. 2008. Т. 54. № 3. С. 380–389.
11. Теверовский В.И., Теверовский Г.В. Оптимальная энергетическая фильтрация в задаче измерения уровней шумоизлучения движущегося излучателя в присутствии интенсивных помех // Материалы научно-технической конференции "Проблемы метрологии гидрофизических измерений ПМГИ-2006". М.: ФГУП ВНИИФТРИ. 2006. Ч. 2. С. 6–10.