

ЦИФРОВАЯ АКУСТИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ В МЕЛКОМ МОРЕ  
ДЛЯ ОКЕАНОЛОГИЧЕСКИХ ПРИМЕНЕНИЙ

© 2010 г. Б. Ф. Курьянов, М. М. Пенкин

Институт океанологии им. П.П. Ширшова РАН

117851 Москва, Нахимовский пр. 36

Тел. (095) 124-8502; Факс: (095) 124-5983

E-mail: bkur2@yandex.ru

Поступила в редакцию 28.09.09 г.

Приведены результаты экспериментов по медленной передаче цифровой информации с помощью акустических сигналов в сложных океанологических условиях: при наличии многолучевого распространения в мелком море и движении источника звука. Проводится кодирование с помощью псевдослучайных последовательностей и когерентное суммирование сигналов, прошедших по множеству различных лучей с различными доплеровскими частотами и принятых различными элементами пространственно распределенной приемной решетки. Используемый метод позволил достичь безошибочной передачи кодов на дистанциях свыше 5 километров. Дана теоретическая оценка вероятности ошибочного решения о значении передаваемых кодов.

## ВВЕДЕНИЕ

С 60-х годов прошлого века в радиофизике интенсивно разрабатываются методы цифровой передачи информации, позволяющие учитывать искажение принятых сигналов за счет неоднородности среды распространения и ее изменчивости во времени. С тех пор по этим вопросам были опубликованы сотни работ и множество обобщающих монографий (см., например, [1, 2]). Основные результаты здесь были получены методами так называемой *адаптивной эквализации* (а.э.) [3], суть которых сводится к предварительной передаче обучающего сигнала, по которому автоматически определяется обратный фильтр, выравнивающий переходную характеристику среды (эквализация) и позволяющий исправлять искажения передаваемого сигнала за счет многолучевого распространения и следить за временными вариациями среды. Такие методы в настоящее время широко применяются в радио, например, в сотовой телефонии. С 90-х годов эти исследования стали применяться также и в области цифровой гидроакустической подводной связи, где методами а.э. были получены максимальные скорости передачи (десятки Кбит/с). Для океанологических целей, однако, главное значение имеет не скорость, а высокая надежность передачи в самых различных условиях, которая может быть достигнута снижением скорости передачи. Для основных океанологических задач, таких как дистанционное управление автономными измерительными приборами или передачи медленно

изменяющихся океанологических данных, от таких приборов большие скорости не требуются.

В отличие от радиофизических приложений, в гидроакустике, особенно в мелком море, имеются существенные особенности, связанные с низкой скоростью звука, большими доплеровскими смещениями частоты при движениях источника или приемника и наличием многократных донно-поверхностных отражений. Эти особенности часто не позволяют пользоваться методами а.э. Эффективность методов а.э. существенно зависит от двух факторов: временного затягивания сигналов  $\Delta T$  за счет многолучевости, и разброса  $\Delta F$  по частотам из-за временных вариаций среды, волнения поверхности моря и, в особенности, при движении источника или приемника. Эту эффективность определяет параметр  $\Delta T \cdot \Delta F$ : если произведение  $\Delta T \cdot \Delta F \ll 1$ , алгоритмы а.э. работают успешно, но при  $\Delta T \cdot \Delta F \sim 1$  сходимость алгоритмов нарушается и они вообще перестают работать. Однако именно этот случай реализуется в мелком море при волнении поверхности и больших скоростях движения преобразователей. Альтернативный метод передачи цифровой информации для таких условий, по-видимому, впервые был предложен в работах Ю.В. Захарова и В.П. Коданева [4, 5]. В этих работах цифровое кодирование производилось путем передачи одного из кодов, входящих в ансамбль функций Уолша, а в качестве демодулятора применен корреляционный приемник, аналогичный так называемой корреляционной системе RAKE [6], позволяющий

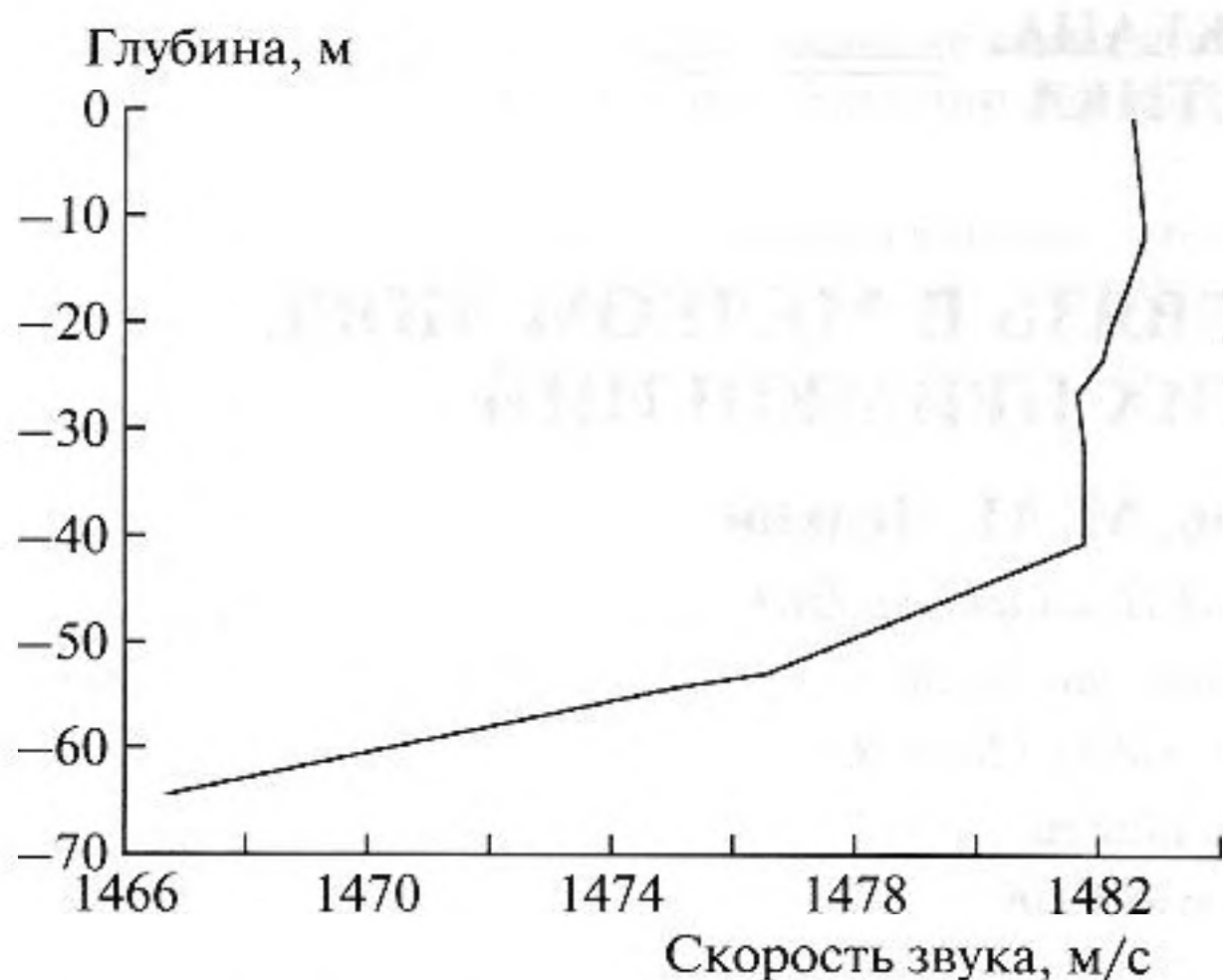


Рис. 1. Профиль скорости звука в районе бухты "Голубая" в ноябре 2006 г.

выделять отдельные лучи и определять их параметры. При этом излучаемый сигнал одновременно содержит как обучающую, так и информационную последовательности. Скорость передачи информации в работах [4, 5] была невелика по сравнению со скоростью, получаемой методами *а.э.* Однако когерентное суммирование различных сигналов, пришедших по различным лучам с учетом доплеровских смещений вследствие дрейфа исследовательских судов, позволило авторам достичь безошибочной передачи при экспериментах в глубоком море на достаточно больших дальностях.

В настоящей работе описаны условия экспериментов по медленной передаче информации в наиболее неблагоприятных условиях: многолучевое распространение в мелком море, сравнительно большая скорость движения и высокий уровень помех. Подробно изложены алгоритмы генерации и цифровой обработки сигналов и дана оценка вероятности ошибочного приема передаваемого сообщения.

### УСЛОВИЯ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Работы по цифровой связи проводились на шельфе Черного моря в районе бухты "Голубая" на полигоне ЮО ИОРАН в ноябре 2006 года. Вертикальный профиль скорости звука приведен на рис. 1. Излучение осуществлялось с движущегося малого судна "Ашамба" при буксировке источника звука на глубине около 10 метров со скоростью 3.2 узла, а прием — на горизонтально распределенную цепочку из 7 гидрофонов длиной ~90 м, уложенных на дне от конца пирса в направлении на юг; в том же направлении производилась буксировка излучателя. Максимальное удаление суд-

на составляло 5530 м при глубине места 64.5 м. Излучались широкополосные псевдослучайные сигналы (ПС) с несущей частотой ~11 кГц, которая является близкой к оптимальной при передаче на расстояния 5–10 км [7] (рис. 2). До 40 м скорость звука практически не менялась, а ниже этой глубины наблюдался слой с отрицательным градиентом. Волнение моря составляло около 2 баллов. Уровни шумов были довольно высокими, поскольку вблизи расположения приемной антенны у пирса были пришвартованы несколько судов. Кроме того, в бухте наблюдались интенсивные импульсные шумы технического происхождения.

Результат расчета картины для собственных лучей от источника на максимальном расстоянии 5530 м, принятых гидрофоном № 1 непосредственно вблизи конца пирса на глубине 5.5 м, показан на рис. 2, а — всего около 50 собственных лучей. На рис. 2, б показаны временные задержки этих лучей и их относительные амплитуды. Расчет показывает, что временное затягивание сигнала  $\Delta T$  довольно велико и составляет ~200 мс. Что касается максимальных значений доплеровских смещений частоты  $\Delta F$  при буксировке излучателя со скоростью 3.2 узла, то при углах выхода собственных лучей до  $45^\circ$  они должны достигать ~10 Гц. Таким образом, произведение  $\Delta T \cdot \Delta F \sim 1$ , что вынудило отказаться от методов *а.э.* Принятый сигнал фактически представляет собой реверберацию, которая обычно рассматривается как помеха. Однако при обработке этот сигнал будет рассматриваться не как помеха, а как полезный сигнал, поскольку параметры отдельных лучей будут экспериментально определяться, а лучи когерентно складываться. Рисунок 2 а, б получены теоретически и дают лишь предварительное представление об условиях распространения сигналов, они не используются при нахождении передаваемых кодов.

### АЛГОРИТМЫ ИЗЛУЧЕНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Имеется много типов ПС-последовательностей, используемых для передачи цифровых сообщений, но мы применяли простейшие из них — модулированные ПС *m*-последовательности. Для передачи одного из  $N$  сообщений использовалась пара "предпочтительных" (preferred) *m*-последовательностей,  $m_1(t)$  и  $m_2(t)$ , длиной  $N = 2^{11} - 1 = 2047$  и принимающих значения  $\pm 1$ . Причем  $m_1(t)$  использовалась для синхронизации и определения амплитуд, фаз, времен задержек и доплеровских сдвигов частот различных лучей, а  $m_2(t)$  — непосредственно для передачи информации. В качестве передаваемой информации использовалось одно из чисел *CODE* (со значениями от 1 до 2047),

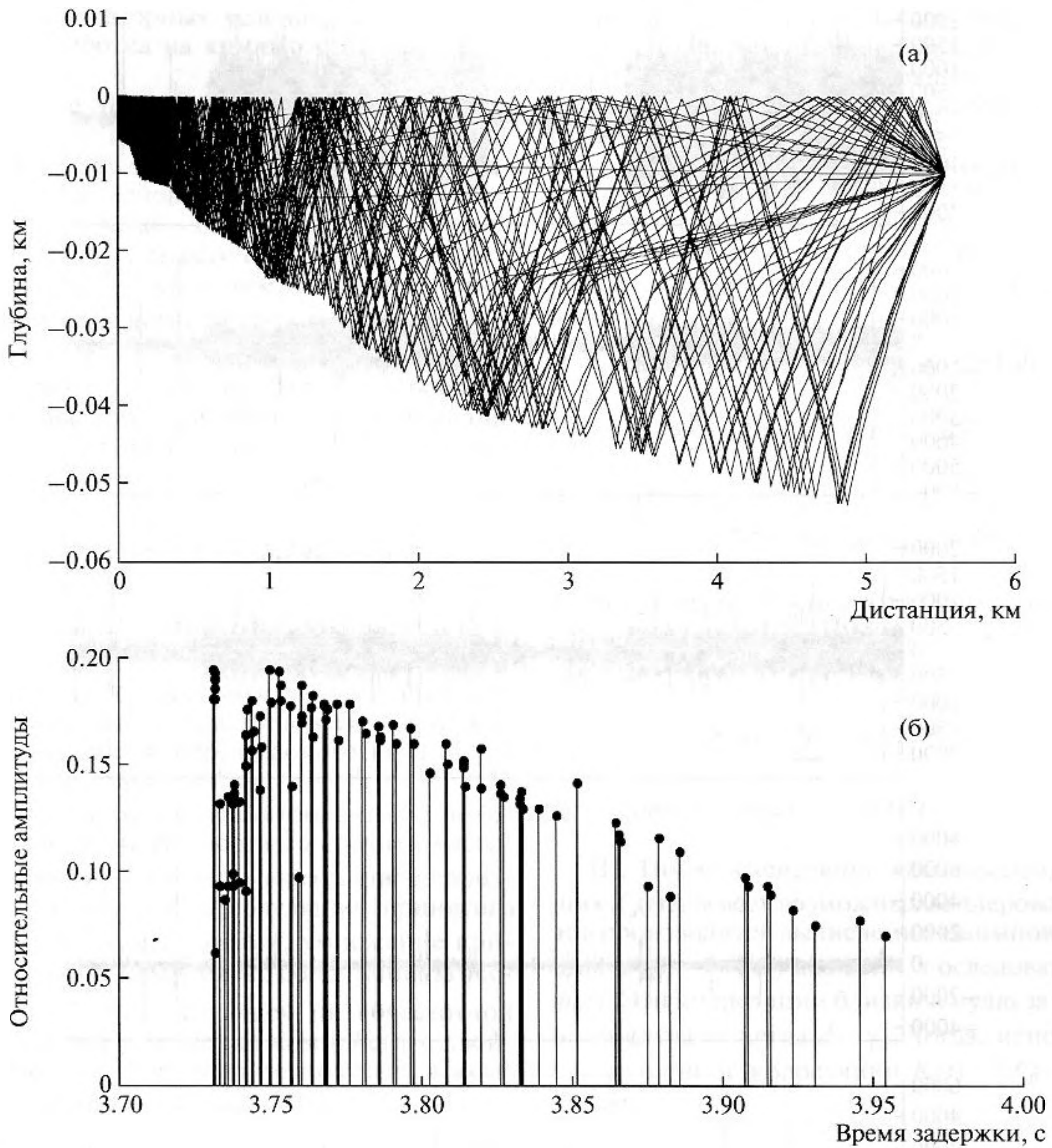


Рис. 2. Результаты расчета собственных лучей ( $R = 5530$  м): (а) лучевая картина; (б) времена задержек собственных лучей.

с помощью которого последовательность  $m_2(t)$  циклически сдвигалась, как это было предложено в работе [8]. Последовательности  $m_1(t)$  и  $m_2(t)$  предполагаются известными, а на приеме требуется определить неизвестное передаваемое число  $CODE$ . При передаче использовалась квадратурная модуляция монохроматического сигнала с частотой  $F_0 = 11025$  Гц, причем  $m_1(t)$  модулировалась синфазной компонентой, в то время как произведение  $m_1(t) \cdot m_2(t)$  — квадратурной компонентой. Ниже будет ясно, почему второе слагаемое содержит не просто  $m_2(t)$ , а произведение  $m_1(t) \cdot m_2(t)$ . Таким образом, при передаче конкретного значе-

ния числа  $CODE$  генерировался следующий вещественный сигнал:

$$s_0(t) = m_1(t) \cos(2\pi F_0 t) + m_1(t) m_2(t, CODE) \sin(2\pi F_0 t).$$

Здесь выражение  $m_2(t, CODE)$  будет означать циклический сдвиг последовательности  $m_2(t)$  на число элементов  $CODE$ .

В качестве генератора использовался ноутбук Fujitsu-Siemens, с выхода которого сигналы  $s_0(t)$  через ЦАП подавались на усилитель мощности и затем на буксируемый излучатель. Длительность одного сигнала  $s_0(t)$  оставляла  $T = 1.02$  с. Для удобства визуального наблюдения после посылки серии четырех сигналов с различными кодами

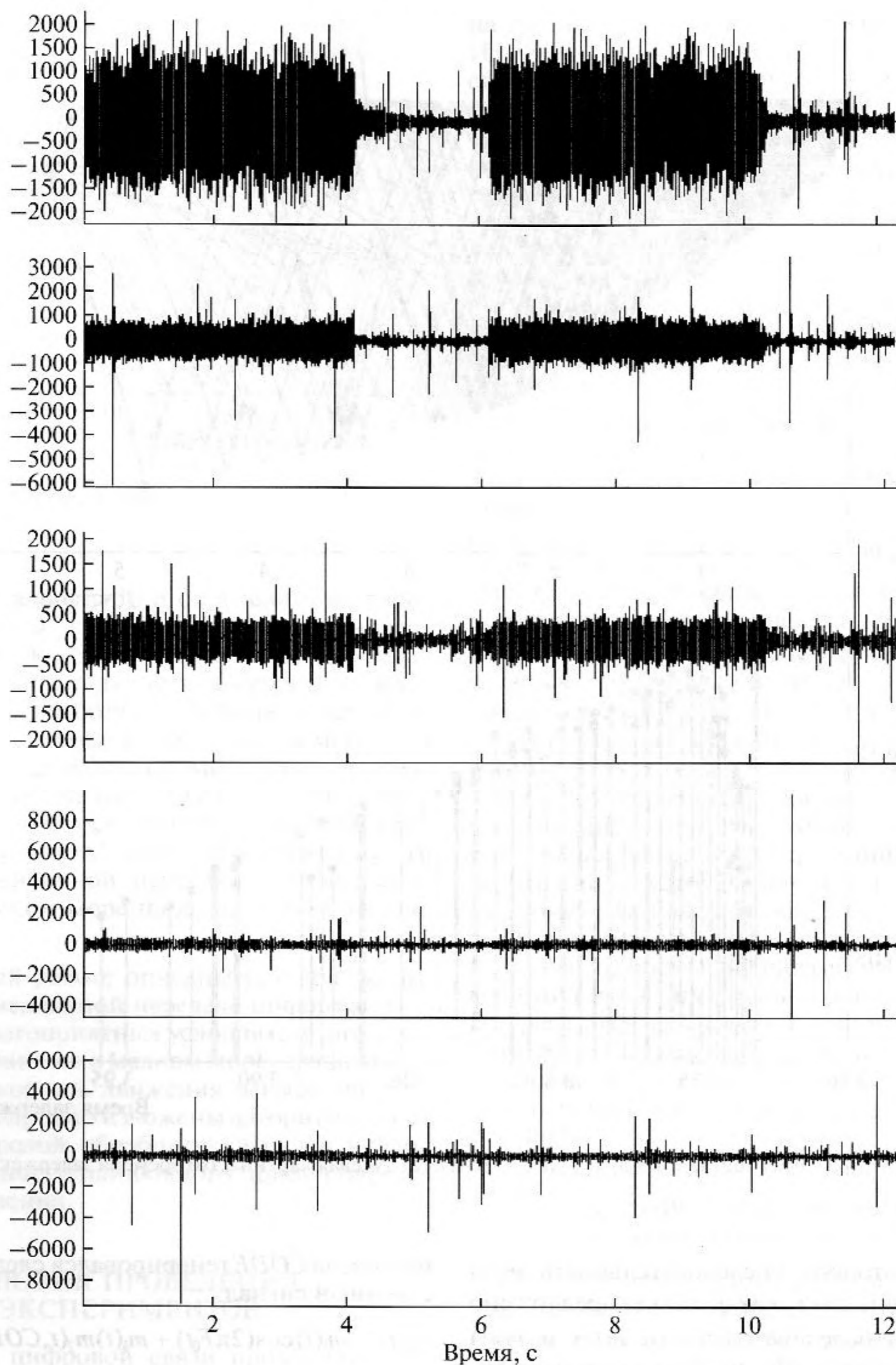


Рис. 3. Вещественные компоненты комплексных огибающих сигналов, принятых на расстояниях  $R = 800, 200, 3000, 4000$  и  $5530$  м на удаленный гидрофон № 7.

следовала пауза длиной в два  $T$ , после чего серия повторялась. На рис. 3 показаны вещественные компоненты комплексных огибающих двух таких серий сигналов общей длиной  $12.25$  с, принятых максимально удаленным донным гидрофоном № 7 при излучении с различных расстояний  $R = 870,$

$2000, 3000, 4000$  и  $5530$  м. Как видно из рис. 3, уровни сигналов постепенно убывали и для максимальных расстояний практически скрывались в помехах. Сигналы, принятые от семи донных гидрофонов, записывались на многоканальный цифровой регистратор с частотой выборки  $64$  кГц

и затем в лабораторных условиях проводилась цифровая обработка на компьютере, описанная ниже.

Основное предположение, которое делается в дальнейшем, это неизменность характеристик канала связи за время  $T$ . В качестве модели принятого сигнала используется простейшая дискретная модель канала связи, согласно которой принятый сигнал  $s(t)$  есть сумма  $K$  лучей, прошедших по различным путям, и отличающихся различными временами задержки  $\tau_k$ , амплитудами  $a_k$ , фазами  $\phi_k$  и временными сжатиями (растяжениями) сигнала  $\gamma_k = 1 + u_k/c$ , где  $u_k$  — проекция скорости движения излучателя на направление  $k$ -го луча,  $c$  — скорость звука. Таким образом, принятый сигнал может быть записан как:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K a_k \left[ m_1(t'_k) \cos(2\pi F_0 t'_k - \phi'_k) + m_1(t'_k) m_2(t'_k, CODE) \sin(2\pi F_0 t'_k - \phi'_k) \right],$$

где  $t'_k = (1 + \gamma_k)t - \tau_k$ . Обработка сигнала для получения неизвестных параметров всех лучей, импульсного отклика и передаваемого кода  $CODE$  состоит из нескольких этапов.

I. После фильтрации принятого сигнала полосовым фильтром Баттерворта со средней частотой  $F_0$  и полосой  $\sim 1000$  Гц на первом этапе производится комплексная демодуляция принятого сигнала  $s(t)$ . Другими словами, умножение принятого сигнала на комплексно сопряженную экспоненту  $e^{-i2\pi F_0 t}$  с последующей низкочастотной фильтрацией для устранения компонент с двойными частотами. В результате получается комплексная огибающая сигнала  $Z(t)$ :

$$Z(t) = \sum_{k=1}^K a_k \{ m_1(t'_k) - i m_1(t'_k) m_2(t'_k, CODE) \} e^{i2\pi F_0 \gamma_k t - i\phi_k}, \quad (1)$$

где  $\phi_k = \phi'_k + 2\pi F_0 \tau_k$ . Применять процедуру корреляции с опорным сигналом для получения параметров канала распространения (амплитуд, фаз, и т.п.) на этом этапе еще невозможно, поскольку из-за большого доплеровского смещения огибающая приходящего сигнала некоррелирована с опорным.

II. На втором этапе производится вычисление всевозможных комплексных доплеровских компонент огибающей  $Z_d(t)$ . Для этого задаемся максимально возможными скоростями движения излучателя или приемника  $V$ , и необходимым количеством доплеровских огибающих, определяемого длительностью посылки  $T$ , и равным  $2D = 2F_0 T(V/c)$ . При сдвиге частоты на  $1/T$  огибающая посылаемого сигнала становится не-

коррелированной. При максимальной скорости  $V = 4$  узла и длительности сигнала  $T \sim 1$  с (величины, использованные в настоящем эксперименте) количество доплеровских каналов  $2D$  должно быть  $\sim 40$  (мы принимаем  $2D = 60$ ). Тогда для получения доплеровской комплексной огибающей для каждого номера  $d$  ( $-D < d < D$ ) нужно провести две операции: изменить временной масштаб в  $1 + d$  раз и компенсировать фазу огибающей, умножив  $Z(t)$  на  $\exp(-i2\pi F_0 d t)$ . В результате получаем:

$$Z_d(t) = Z(t/(1+d)) \exp(-i2\pi F_0 d t) = \sum_{k=1}^K a_k \{ m_1((1+\gamma_k)/(1+d)t - \tau_k) - i m_1((1+\gamma_k)/(1+d)t - \tau_k) m_2((1+\gamma_k)/(1+d)t - \tau_k, CODE) \} \exp(i2\pi F_0 (\gamma_k - d)t - i\phi_k).$$

Если при вычислении  $Z_d(t)$  номер доплеровского канала  $d$  соответствует  $\gamma_k$ , то выражение (1) упрощается:

$$Z_d(t) \approx \sum_{k=1}^K a_k \{ m_1(t - \tau_k) - i m_1(t - \tau_k) m_2(t - \tau_k, CODE) \} \exp(-i\phi_k). \quad (2)$$

III. После вычисления комплексных огибающих  $Z_d(t)$  для всех возможных доплеровских каналов производится вычисление взаимной корреляции  $Z_d(t)$  и “обучающей” последовательности  $m_1(t)$ . Эти корреляции близки к нулю за исключением случаев, когда  $d = \gamma_k$ . Тогда, используя (2), для временной корреляции  $B_d(t) = \langle Z_d(t) m_1(t) \rangle$  получим:

$$B_d(t) = \sum_{k=1}^K a_k \{ \langle m_1(t - \tau_k) m_1(t) \rangle - i \langle m_1(t - \tau_k) m_2(t - \tau_k, CODE) m_1(t) \rangle \} \exp(-i\phi_k) \approx \sum_{k=1}^K a_k \delta(\tau_k) \cdot e^{-i\phi_k}.$$

Индексы  $k$  относятся только к тем лучам, которые имеют доплеровские номера  $d$ . Таким образом, для каждого доплеровского канала корреляция  $B_d(t)$  представляет сумму набора импульсных  $\delta$ -функций с задержками  $\tau_k$ , амплитудами  $a_k$  и фазами  $\phi_k$ , т.е. переходную функцию доплеровского канала. Для моментов  $t = \tau_k$ , соответствующих максимумам  $B_d(t) = a_k e^{-i\phi_k}$ , имеем уравнение с двумя неизвестными для нахождения амплитуды и фазы по каждому лучу. Функция  $B_d(t) = \langle Z_d(t) m_1(t) \rangle$  является аналогом функции неопределенности принятого сигнала. Максимумы

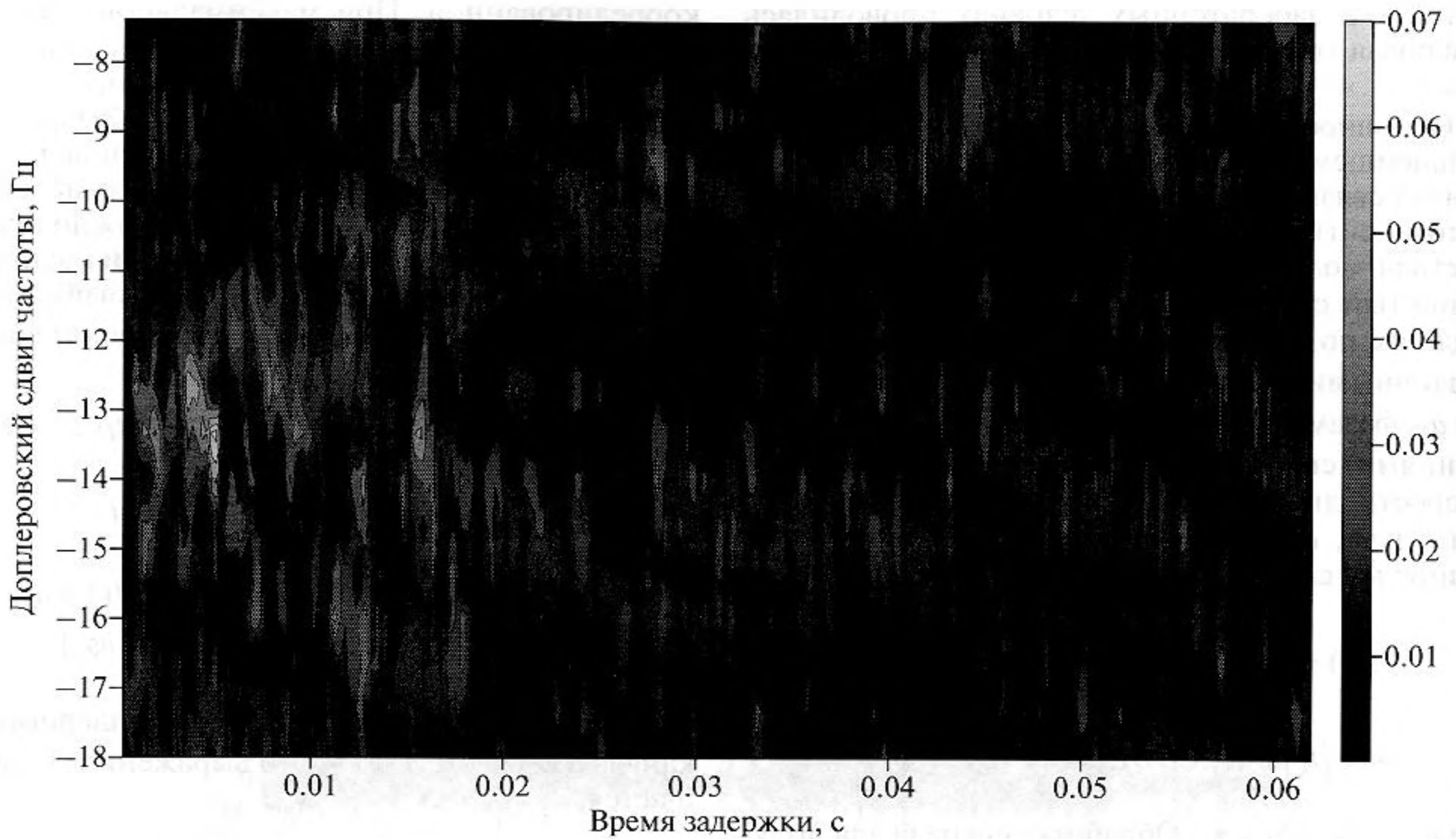


Рис. 4. Участок функции неопределенности в координатах время задержки-доплеровская частота.

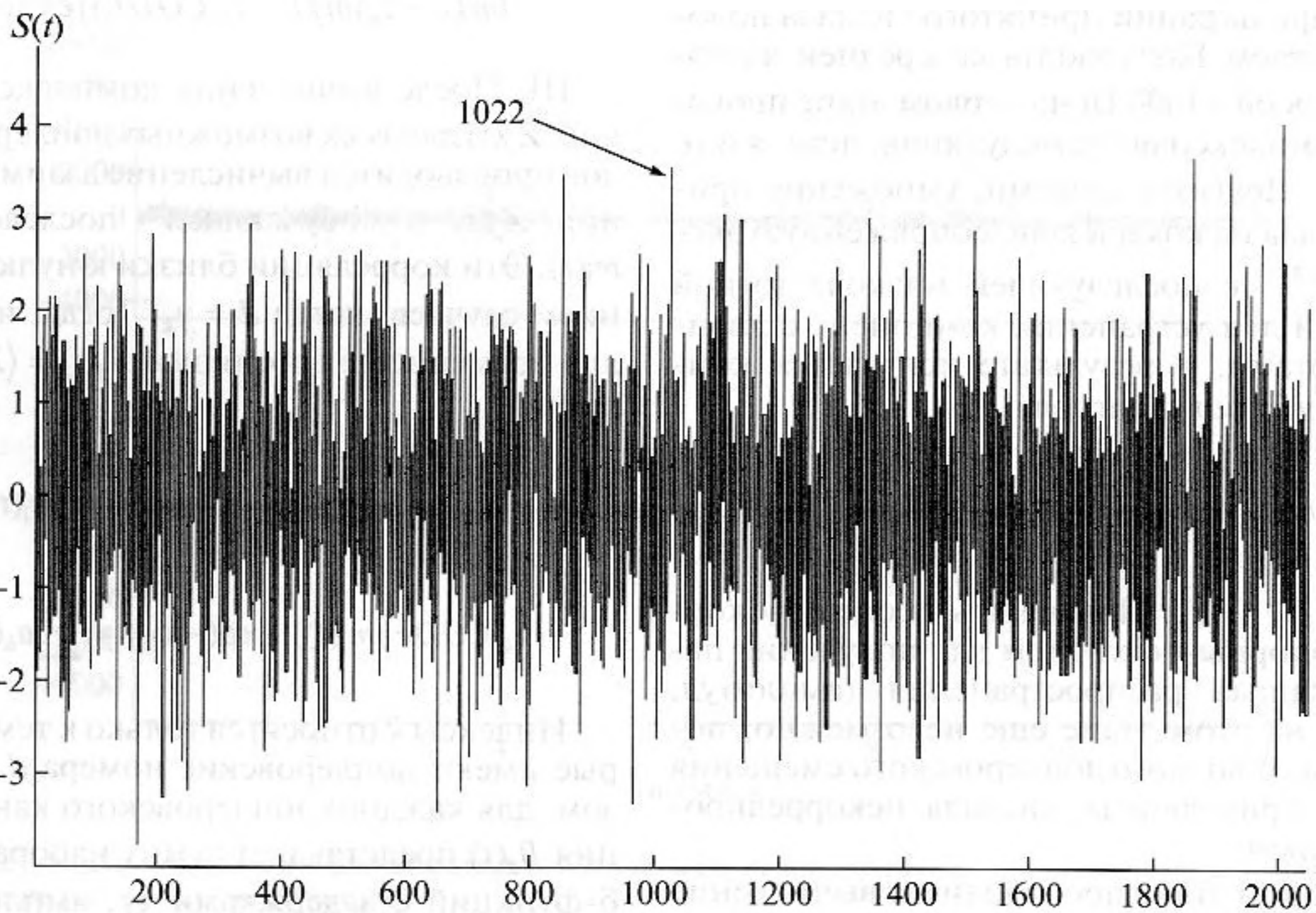


Рис. 5. Функция  $S(t)$  для слабого сигнала. По оси абсцисс — возможные значения кодов (1–2047). В данном случае значение передаваемого кода было  $CODE = 1022$ .

значений этой функции в координатах время задержки-сдвиг частоты соответствуют моментам прихода и доплеровским сдвигам для различных лучей. Типичный вид участка функции

неопределенности показан на рис. 4 для сигнала, принятого одним из донных приемников. Из рис. 4 следует, что в данном случае параметр  $\Delta T \Delta F \sim 0.6$ .

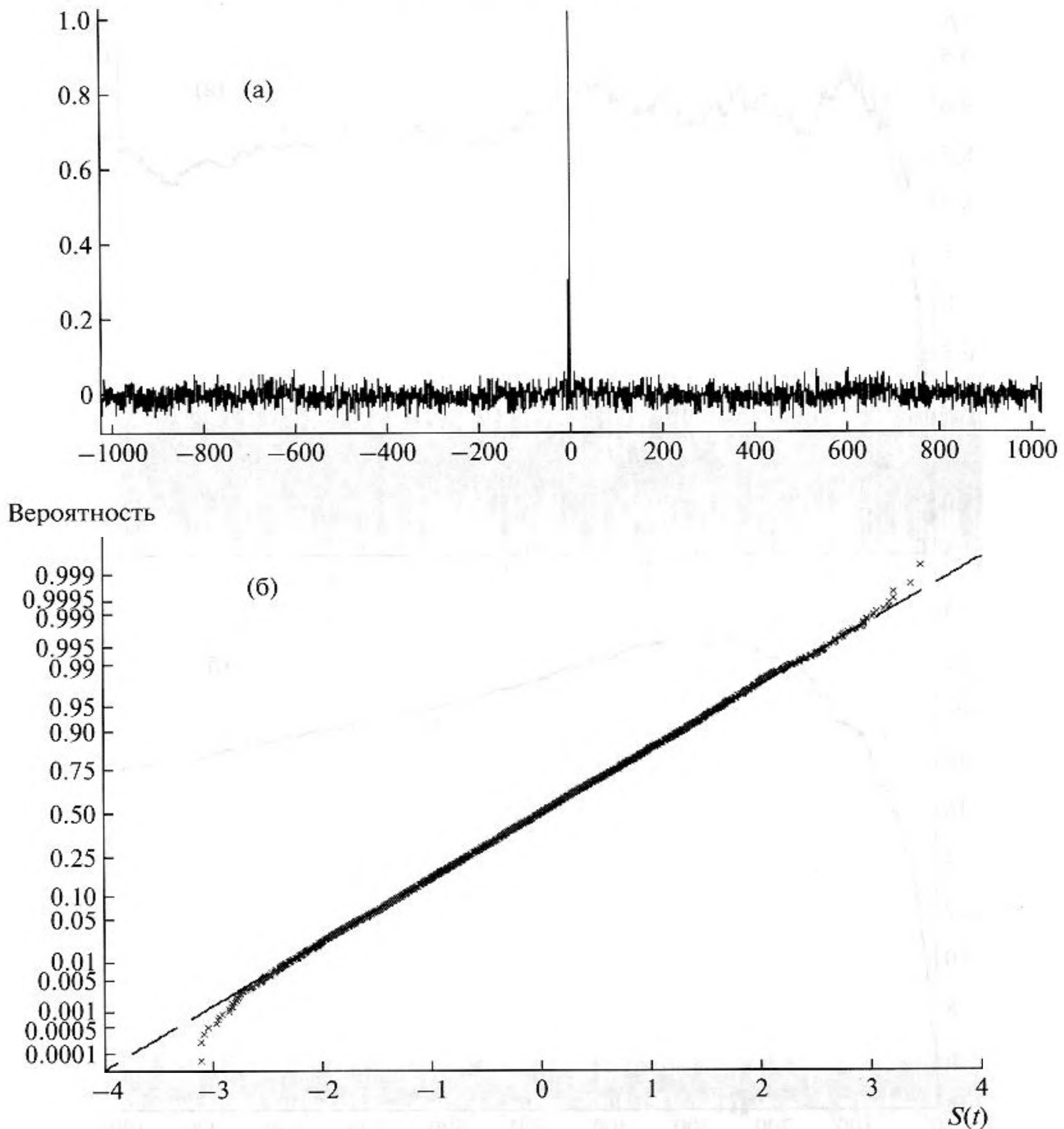


Рис. 6. Статистические характеристики "шумовой" части функции  $S(t)$ : (а) автокорреляционная функция  $S(t)$  при сдвигах аргумента ( $-1023 < t < +1023$ ); (б) кумулятивная функция распределения шума  $S(t)$  в "нормальном" масштабе (пунктир – Гауссов закон, крестики – эмпирические значения  $S(t)$ ).

IV. На этом этапе проводятся вычисления, в результате которых находится неизвестное на приеме значение  $CODE$ . Для этого по значениям  $d$  и  $\tau_k$ , для которых корреляции  $B_d(t)$  максимальны, задержанная на  $\tau_k$  комплексная огибающая  $Z_d(t - \tau_k)$  предварительно умножается на  $-im_1(t)$  и на экспоненту  $e^{i\varphi_k}$  для компенсации фазы. После этого вычисляется взаимная корреляция с информационной последовательностью  $m_2(t)$ :

$$B(t) = \langle -iZ_d(t - \tau_k)m_1(t)e^{i\varphi_k}m_2(t) \rangle = \\ = a_k \langle m_2(t, CODE)m_2(t) \rangle \approx a_k \delta(CODE)$$

Кстати, отсюда становится ясно, для чего во втором слагаемом излучаемого сигнала  $s_0(t)$  ис-

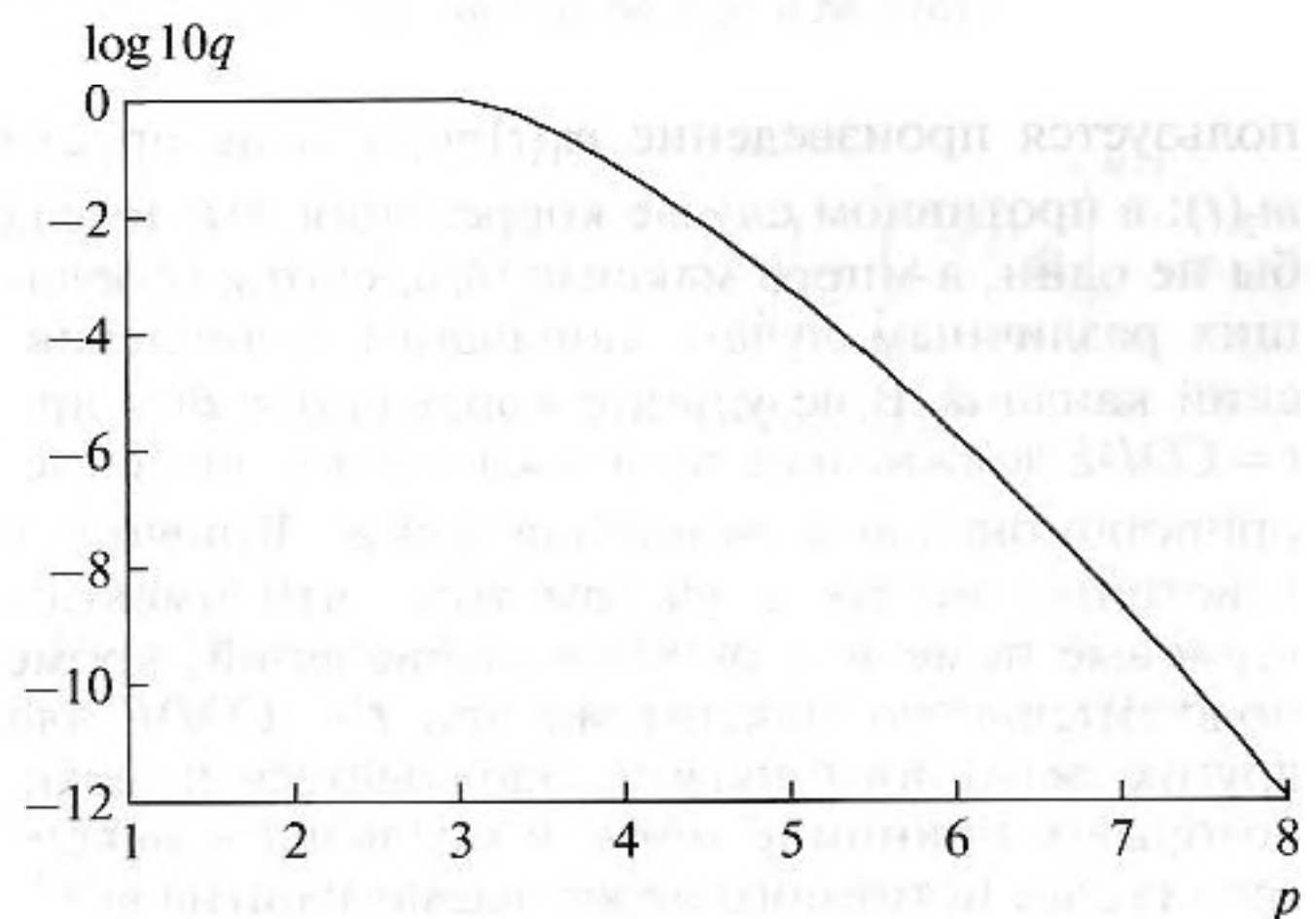


Рис. 7. Теоретическая зависимость вероятности ошибочного приема от отношения сигнал/шум  $p$ .

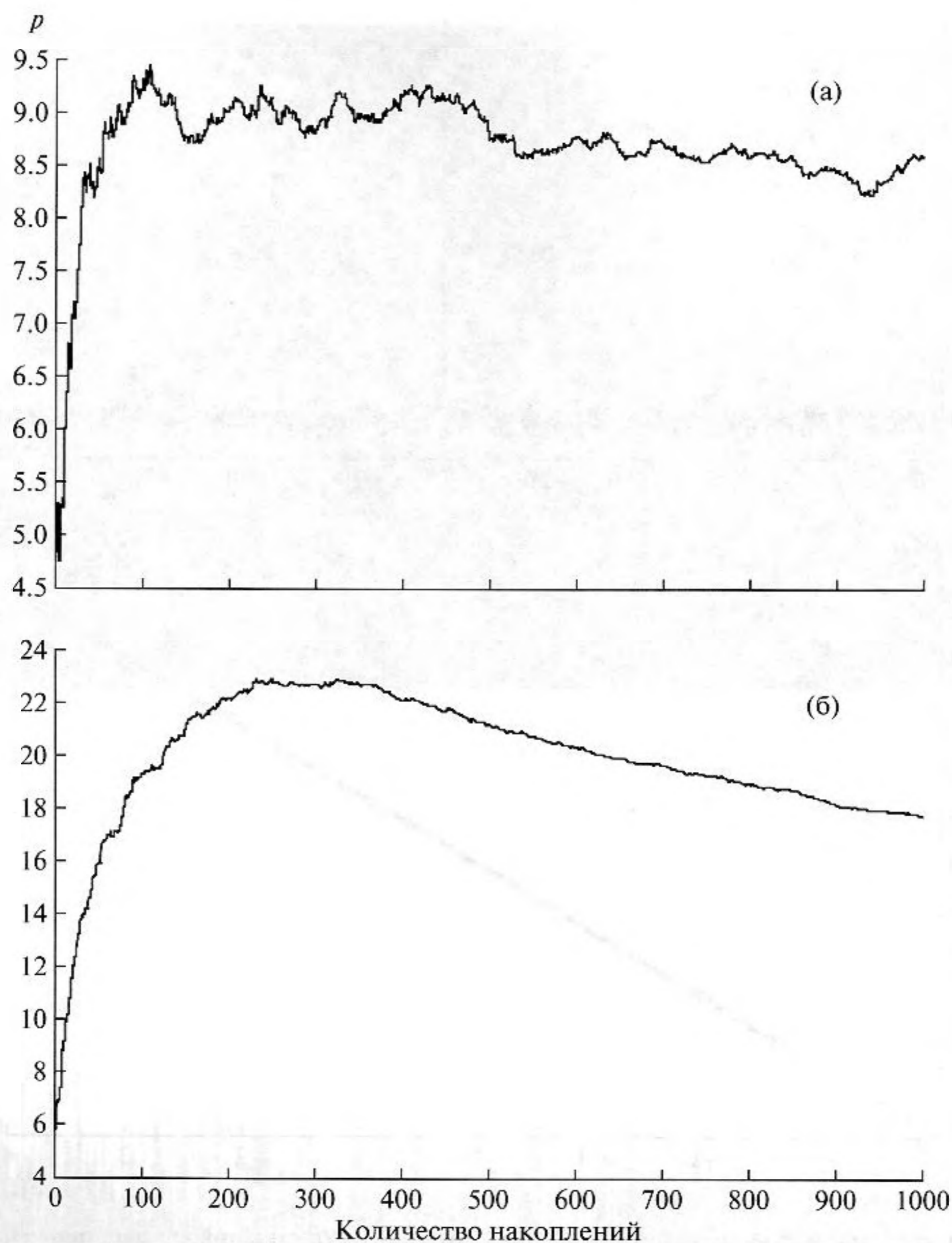


Рис. 8. Иллюстрация накопления сигналов для гидрофона № 7 (а) и № 5 (б).

пользуется произведение  $m_1(t)m_2(t)$ , а не просто  $m_2(t)$ : в противном случае корреляция  $B(t)$  имела бы не один, а много максимумов, соответствующих различным лучам, попавшим в доплеровский канал  $d$ . В результате корреляция  $B(t)$  при  $t = CODE$  должна иметь положительное значение, пропорциональное амплитуде луча  $a_k$ . Конечно, в действительности, с учетом того, что имеются шумовые помехи и ошибки вычислений, кроме положительного максимума при  $t = CODE$  для других значений  $t$  должны наблюдаться помехи, которые в принципе могут и превышать максимум за счет истинного передаваемого сигнала.

Далее для иллюстрации приведем результаты обработки принятых сигналов по описанной ме-

тодике для максимальной дистанции  $R = 5530$  м. Нормированная к среднеквадратичному значению функция  $S(t) = B(t)/std(B(t))$  для слабого сигнала приведена на рис. 5. Как видно из рис. 5, положение одного из максимумов функции  $S(t)$  равно 1022, что в точности соответствовало передававшемуся коду,  $CODE = 1022$ . В данном случае этот максимум не основной, но при когерентном накоплении функций  $S(t)$  по различным задержкам и доплеровским частотам этот максимум должен расти. В остальных точках функция  $S(t)$  напоминает белый шум. Действительно, эмпирический анализ показывает, что значения этой функции колеблются вокруг нуля, некоррелированы (рис. 6, а), а функция распределения практически не отличается от гауссовской со средним

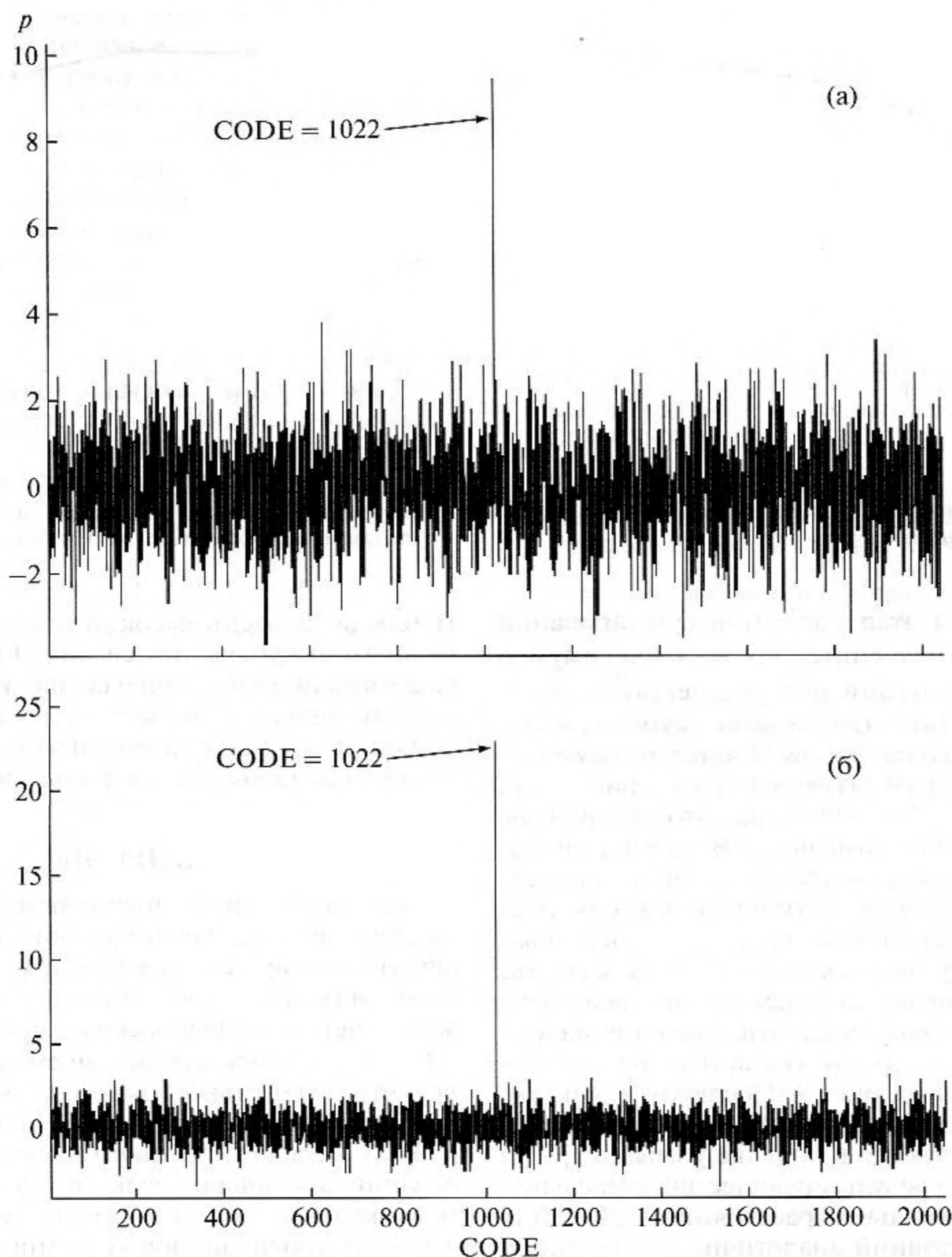


Рис. 9. Максимальные накопленные значения функции  $S(t)$  для гидрофонов № 7 (а) и № 5 (б).

значением 0 и дисперсией 1 (рис. 6, б). Таким образом, функция  $S(t)$  для сигнала всегда имеет положительное значение, а в остальном она представляет собой гауссовский белый шум. Если принять за оценку передаваемого сигнала аргумент максимального значения функции  $S(t) = p$ , то можно оценить какова вероятность того, что хотя бы одно из остальных  $N-1$  значений функции  $S(t)$  будет превышать  $p$ , т.е. вероятность того, что решение ошибочно. Так как эти все величины независимы, некоррелированы, и распределены по нормальному закону со средним 0 и дисперсией 1, эта вероятность  $q(p)$  равна:

$$q(p) = 1 - (\Phi(p))^{N-1} = 1 - \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^p e^{-t^2/2} dt \right)^{N-1} = 1 - (0.5 \cdot (1 + \operatorname{erf}(p/\sqrt{2})))^{N-1}.$$

Здесь  $\Phi$  и  $\operatorname{erf}$  — интеграл вероятностей и функция ошибок [9]. Параметр  $p$  естественно называть эффективным отношением сигнал/шум, полученным после проведения описанной обработки. Рассчитанный по этой формуле график вероятности ошибочного приема показан на рис. 7. Для  $p < 3.5$  решение практически всегда будет неверным, в то время как при  $p = 8$  вероятность ошибки ничтожно мала и равна  $q \sim 10^{-12}$ .

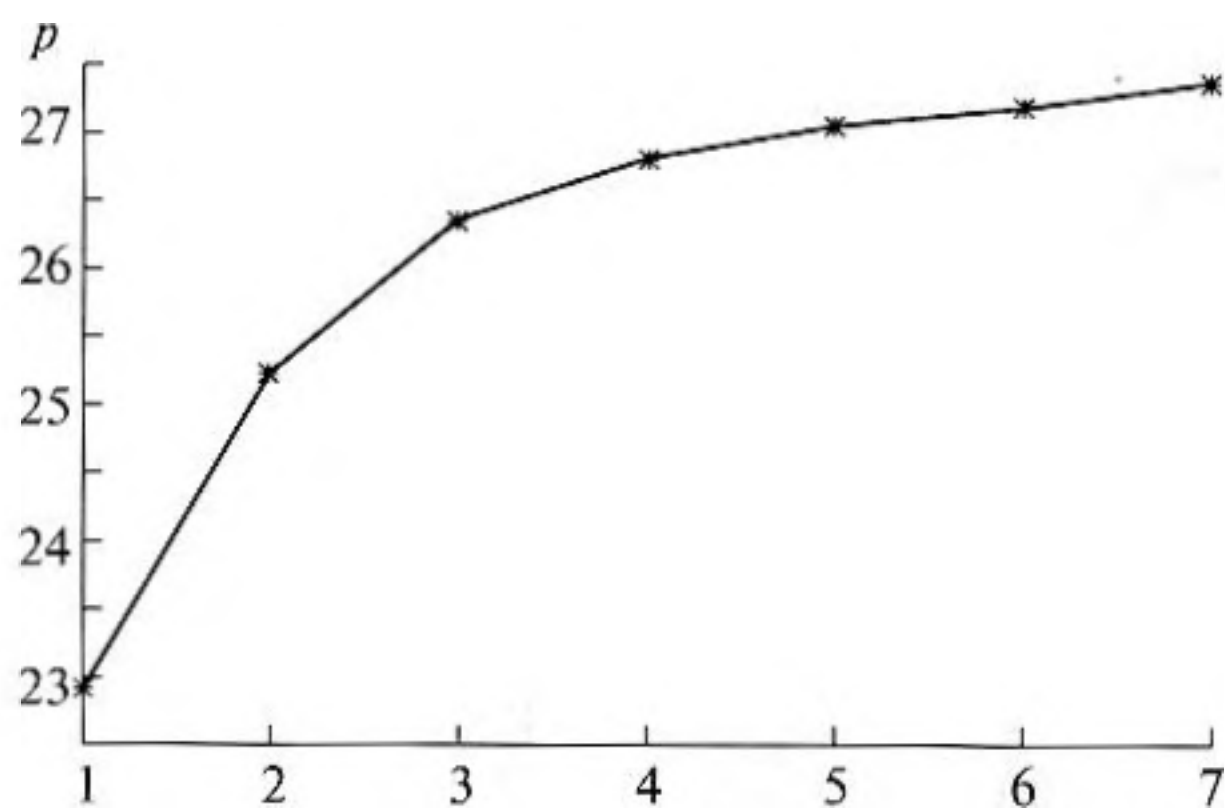


Рис. 10. Накопление сигналов при суммировании по всем 7 гидрофонам.

V. Последний этап состоит в суммировании функций  $S(t)$ , полученных для всех максимумов на плоскости функции неопределенности  $B_d(t)$ , упорядоченных по величине максимумов  $p$ , и, наконец, для всех гидрофонов. Процедура накопления по максимумам  $S(t)$  показана на рис. 8 для двух гидрофонов, № 7 и № 5, на которых сигналы минимальны и максимальны. В результате накопления сигналов суммарное значение параметра  $p$  сначала быстро растет (когерентное накопление), а затем медленно убывает, когда накапливаются только шумы (некогерентно). В качестве результата принимается максимально накопленное значение  $p$ . Окончательные значения накопленных функций  $S(t)$  для указанных двух гидрофонов показаны на рис. 9. После того, как эти операции проделаны для всех гидрофонов, результаты суммируются в порядке убывания  $p$ . На рис. 10 показаны результирующее значение  $p$  при приеме на максимальном расстоянии 5530 м. Для различных расстояний аналогичные значения  $p$ , просуммированные по всем задержкам, доплеровским частотам и гидрофонам, показаны на рис. 11. Интересно сравнить эти результаты с уровнями сигналов и помех, показанных на рис. 3: в то время как уровни сигналов очень сильно убывают с расстоянием, отношение сигнал/шум  $p$  практически остается неизменным ( $p \sim 29$ ), и на всех расстояниях оценки вероятности ошибки ничтожно малы. К сожалению, продолжить эксперимент на больших расстояниях возможности не было.

Аналогичный эксперимент проводился также в июле 2007 г. в более сложных условиях. Верхний изоскоростной слой составлял всего 10 м, скорость буксировки была повышена до 6 узлов, вместо длинной горизонтальной антенны использовалась короткая вертикальная цепочка длиной 5,5 м из 7 гидрофонов, опущенная с конца пирса.

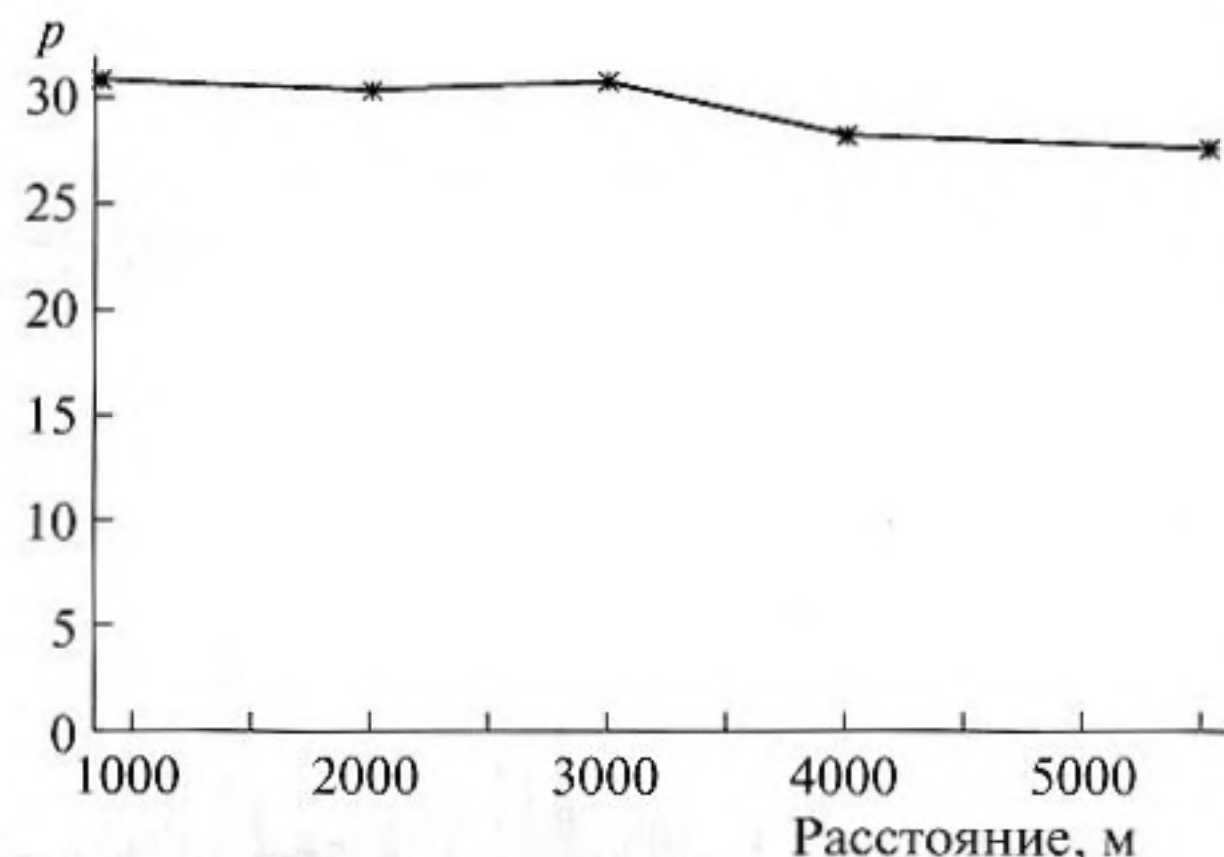


Рис. 11. Накопленные значения величины  $p$ , просуммированные по всем задержкам, доплеровским частотам и гидрофонам для различных расстояний.

Наблюдался очень высокий уровень шумов в бухте в разгар купального сезона. Тем не менее, на расстояниях до  $R \sim 2500$  м осуществлялся безошибочный прием и только на расстояниях более 3000 м прием резко прекращался сначала отдельными гидрофонами, а затем и всеми.

## ВЫВОДЫ

Для управления подводными приборами и медленной передачи цифровой информации по акустическому каналу связи в мелком море при значениях произведения разброса времен задержек лучей и доплеровских смещений частоты,  $\Delta F \cdot \Delta T \sim 1$ , широко применяемый в радиотехнике метод адаптивной эквализации не годится и целесообразно использовать модификацию метода Ю.В. Захарова. Результаты проведенных исследований в условиях мелкого моря при наличии многократных донно-поверхностных отражений, высокого уровня шумовых и импульсных помех, а также движения источника, показали возможность безошибочной передачи цифровых сигналов на расстояниях свыше 5 км. Скорость передачи при используемом методе невелика (11 бит/сек.), однако метод может быть эффективен при дистанционном управлении автономными приборами и передаче медленной океанологической информации.

Метод позволяет одновременно измерять параметры канала и передавать данные, не требует точной синхронизации излучения и приема.

В отличие от когерентного сложения сигналов при использовании многоэлементных фазированных антенн, такое сложение не требует обычной фазировки. Кроме того, пространственное положение элементов цепочки гидрофонов может произвольно медленно изменяться по сравнению с периодом передаваемого сигнала.

Используемый метод приема не ограничен условием малости скорости движения источника или приемника, но требует проведения сложных вычислений. Для того чтобы прием цифровой информации осуществлялся в реальном масштабе времени, необходимо применять современные высокоскоростные сигнальные процессоры (DSP). Описанная выше методика успешно использовалась в разработке акустического размыкателя груза на основе DSP-процессора с фиксированной точкой TMS320VC549 [10].

Авторы выражают благодарность В.А. Иванову и Г.К. Тимашкевичу за разработку оригинальной электронной аппаратуры. Работа поддержана грантом Президиума РАН № 17 по проекту "Исследование физических процессов в океане акустическими методами".

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
2. Proakis J.G. Digital communication // McGraw Hill, Inc. 1995. 928 с.
3. Proakis J.G. Adaptive equalization technics for acoustic telemetry channels // IEEE Journal of oceanic engineering. 1991. V. 16. № 1. P. 21–31.
4. Захаров Ю., Коданев В. Адаптивный прием сигналов в гидроакустическом канале связи с учетом доплеровского рассеяния // Акуст. журн. 1995. Т. 41. № 2. С. 254–259.
5. Захаров Ю., Коданев В. Помехоустойчивость адаптивного приема сложных акустических сигналов при наличии отражений от поверхности океана // Акуст. журн. 1996. Т. 42. № 2. С. 212–219.
6. Price R., Green P.E. A communication technique for multipath channels // Proc. IRE. 1958. V. 46. P. 555–570.
7. Stojanovic M., Proakis J.G., Rice J.A., Green M.D. Spread spectrum underwater acoustic telemetry // OCEANS'98. P. 650–654.
8. Kwon H.M., Birdsall T.G. Digital waveform coding for ocean acoustic telemetry // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 1991. V. 16. № 1. P. 56–65.
9. Абрамович М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. М.: Наука, 1979. 830 с.
10. Волков А.В., Курьянов Б.Ф., Пенкин М.М. Цифровая гидроакустическая связь для океанологических применений // Материалы VII Международной научно-технической конференции "Современные средства и методы океанологических исследований". М. 2001. 182–191 с.