АКУСТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ, 1996, том 42, № 2, с. 212 - 219

УДК 681.083.45

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АДАПТИВНОГО ПРИЕМА СЛОЖНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ГРАНИЦ ОКЕАНА

© 1996 г. Ю. В. Захаров, В. П. Коданев

Акустический институт им. Н.Н. Андреева РАН
117036 Москва, ул. Шверника, 4

Поступила в редакцию 16.02.95 г.

Акустические сигналы, принимаемые в приповерхностном акустическом канале и в зонах акустической тени, характеризуются широким спектром временных задержек и доплеровских смещений, что существенно затрудняет передачу дискретной информации по гидроакустическому каналу связи. Для изучения возможностей повышения эффективности передачи информации были выполнены натурные эксперименты в условиях, когда принимались только отраженные от границ океана сигналы. Принятые сигналы обрабатывались тремя различными способами, отличающимися степенью согласования с характеристиками канала. Показано, что во всех случаях способ когерентного сложения с учетом спектра доплеровских частот обладает существенно более высокой помехоустойчивостью по сравнению с двумя другими.

Акустические сигналы, принимаемые в приповерхностном акустическом канале и в зонах акустической тени, характеризуются широким спектром временных задержек и доплеровских смещений. Это существенно затрудняет передачу дискретной информации по гидроакустическому каналу связи. Для изучения возможностей повышения эффективности передачи информации были выполнены натурные эксперименты в условиях, когда принимались только отраженные от границ океана сигналы. Принятые сигналы обрабатывались тремя различными способами, отличающимися степенью согласования с характеристиками канала. В настоящей статье представлены результаты обработки экспериментальных данных, полученных в северо-западной части Атлантического океана и двух акваториях Индийского океана.

В экспериментах излучались сложные сигналы, форма которых определяется выражением

$$s_m(t) = A\sum_{k=0}^{N-1}\cos\left[2\pi\left(f_0+\frac{k}{T_s}\right)t+\varphi_m(k)\right],\quad t\in T_s, \qquad (1)$$

где A – амплитудный множитель, f_0 – нижняя частота в спектре сигнала, T_s – длительность сигнала, $m = 1, ..., M$ – номер сигнала в ансамбле объемом M, N – число гармонических составляющих сигнала. Фазовая манипуляция $\varphi_m(k)$ гармонических составляющих выполняется по закону

$$\sqrt{2}\exp\{j\varphi_m(k)\} = P_2(k)W_m^N(k) + jP_1(k),$$

где $P_1(k)$ – двоичная псевдослучайная последовательность длины N, используемая для измерения параметров гидроакустического канала и синхронизации приемника, $P_2(k)$ – квазиортогональная $P_1(k)$ последовательность, модулируемая функцией Уолша $W_m^N(k)$ длины N. Номер функции Уолша m определяет передаваемое дискретное сообщение. Двоичные последовательности $P_1(k)$, $P_2(k)$, $W_m^N(k)$ принимают значения ± 1.

При выполнении экспериментов (сеансов связи) последовательно излучались 500 сигналов (1) с параметрами: $f_0 = 640$ Гц, $T_s = 4$ с, $N = M = 1024$. Применялось ненаправленное излучение с уровнем 8 - 10 кПа м. Частотная полоса сигнала равнялась $F = N/T_s = 256$ Гц, скорость передачи информации $R = \log_2 M/T_s = 2.5$ бит/с. Распределение мгновенных значений сигнала (1) близко к гауссовому, спектральная плотность практически равномерна в полосе частот $[f_0 \ldots f_0 + F]$ и близка к нулю вне этой полосы. Функция неопределенности сигнала (1) близка к двумерной δ-функции и имеет ширину на плоскости задержка – доплеровское смещение $\delta\tau = 1/F \approx 3.9$ мс и $\delta F = 1/T_s = 0.25$ Гц, соответственно.

Для синтеза алгоритмов приема сигналов рассматривались две модели многолучевого гидроакустического канала. Первая, более простая модель широко используется в подводной акустике. В соответствии с ней принимаемый сигнал представляется в виде

$$x(t) = \sum_{l=1}^{L} B_l s_m(\eta t - \tau_l)\exp(j\theta_l) + n(t). \qquad (2)$$

Здесь L – число лучей, по которым сигнал распространяется от точки излучения до точки приема; B_l, τ_l и θ_l – случайные амплитуды, задержки и фазы; $\eta \approx 1$ – параметр, характеризующий допле-

ровский эффект; $n(t)$ – аддитивная помеха. Предполагается, что параметры η, B_l, τ_l, θ_l являются медленно меняющимися функциями времени и их изменчивостью на длительности сигнала T_s можно пренебречь. В таком случае все параметры модели (2) можно оценить с помощью корреляционной обработки измерительной компоненты сигнала (1), а затем выполнить согласованную обработку информационной компоненты сигнала, т.е. осуществить адаптивный прием.

Многочисленные эксперименты показали, что точность совместного оценивания всех параметров модели (2) оказывается невысокой и лучшие результаты работы адаптивного приемника достигаются при исключении начальных фаз θ_l при синтезе алгоритма согласованного приема. Такой некогерентный приемник описан в работе [1], обозначим его условно НКГ.

Распространение звука в океане на большие дистанции характеризуется детерминированной и стохастической многолучевостью [2]. Детерминированные лучи (макролучи) различаются своими траекториями и обычно имеют значительные относительные задержки. Под влиянием флуктуаций среды детерминированная траектория расщепляется на множество стохастических лучей (микролучей), характеризуемых небольшими относительными задержками сигналов. Предложенная в [3] модель

$$x(t) = \sum_{l=1}^{L} \int_{-\infty}^{\infty} s_m(\eta_l t - \tau) h_l(\tau - \tau_l) d\tau + n(t), \qquad (3)$$

где L – число макролучей, $h_l(\tau)$ – импульсный отклик, характеризующий микромноголучевость, учитывает указанное свойство канала и обычно позволяет уменьшить число идентифицируемых параметров. В течение сеанса связи доплеровский параметр η_l, задержка τ_l и импульсный отклик $h_l(\tau)$ в каждом макролуче изменяются, но на интервале обработки одного сигнала длительностью T_s они считаются неизменными.

Для идентификации модели (3) после оценки и коррекции доплеровских смещений η_l и задержек τ_l необходимо оценить импульсные отклики $h_l(\tau)$. На основании этих оценок можно выполнить согласованный когерентный прием информационной компоненты сигнала (1). Для упрощения обработки положим, что доплеровский параметр $\eta_l = \eta$ одинаков для всех лучей, такой приемник условно обозначим КГ. Полный алгоритм когерентной обработки должен учитывать рассеяние сигнала по частоте, т.е. возможные различия η_l для разных лучей, соответствующий приемник обозначим КГР.

Рассмотрим кратко особенности когерентного приема и связанные с ним процедуры идентификации модели (3). Обработка сигнала выполняется в три этапа.

На первом этапе принятый сигнал (3) после полосовой фильтрации дискретизируется с шагом $T = 1/4f_c = 1/4(f_0 + F/2)$. Цифровые отсчеты $x(iT)$ используются для получения $(N_d + 1)$ комплексных огибающих принятого сигнала

$$z_q(n) = \sum_i x(iT)\exp(-j2\pi f(q)iT)g(npT - iT), \qquad (4)$$

где $g(iT)$ – импульсная характеристика цифрового фильтра нижних частот с частотой среза $F/2$, $p = 1/FT$, $f(q) = f_c + q/2T_s$, $q = -N_d/2, \ldots, N_d/2$, $(N_d + 1)$ – число доплеровских каналов.

На втором этапе оцениваются параметры η_l и τ_l. Для этого комплексные огибающие (4) коррелируются с синхросигналом, определяемым псевдослучайной последовательностью $P_1(k)$:

$$Z_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z_q(n)\exp(-j2\pi kn/N),$$

$$y_q(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} z_q(k)P_1(k)\exp(j2\pi kn/N).$$

Двумерный массив чисел $y_q(n)$ характеризует комплексную огибающую взаимной функции неопределенности (ВФН) измерительной компоненты излученного сигнала (1) и принятой смеси (3). Медленная изменчивость параметров канала позволяет использовать рекурсивную фильтрацию для накопления модуля ВФН [1]:

$$V_q^{\gamma}(n) = (1 - \alpha)\,|y_q(n)| + \alpha V_q^{\gamma-1}(n), \quad 0 \le \alpha \le 1, \qquad (5)$$

где индекс γ указывает порядковый номер принимаемого сигнала. Такая фильтрация при α, близких к единице, заметно уменьшает статистическую составляющую ошибки оценивания параметров канала на фоне аддитивной помехи и информационной компоненты сигнала.

Далее по алгоритму КГ в двумерном массиве (5) выбирается доплеровское сечение с наиболее интенсивным лучом. Номер этого доплеровского сечения определяется по правилу:

$$Q = \arg_q \{\max_{q,n} V_q^{\gamma}(n)\}.$$

В результате получаем оценку доплеровского параметра η: $\hat{\eta} = f(Q)/f_c$. В этом сечении огибающей ВФН отыскиваются L первых максимумов. Соответствующие им значения $n = n_l$ определяют оценки задержек τ_l: $\hat{\tau}_l = n_l pT$. При выполнении алгоритма КГР в двумерном массиве (5) отыскиваются L первых максимумов по всем значениям q и n, соответствующие значения q_l и n_l определяют оценки доплеровского параметра и задержки: $\hat{\eta}_l = f(q_l)/f_c$, $\hat{\tau}_l = n_l pT$.

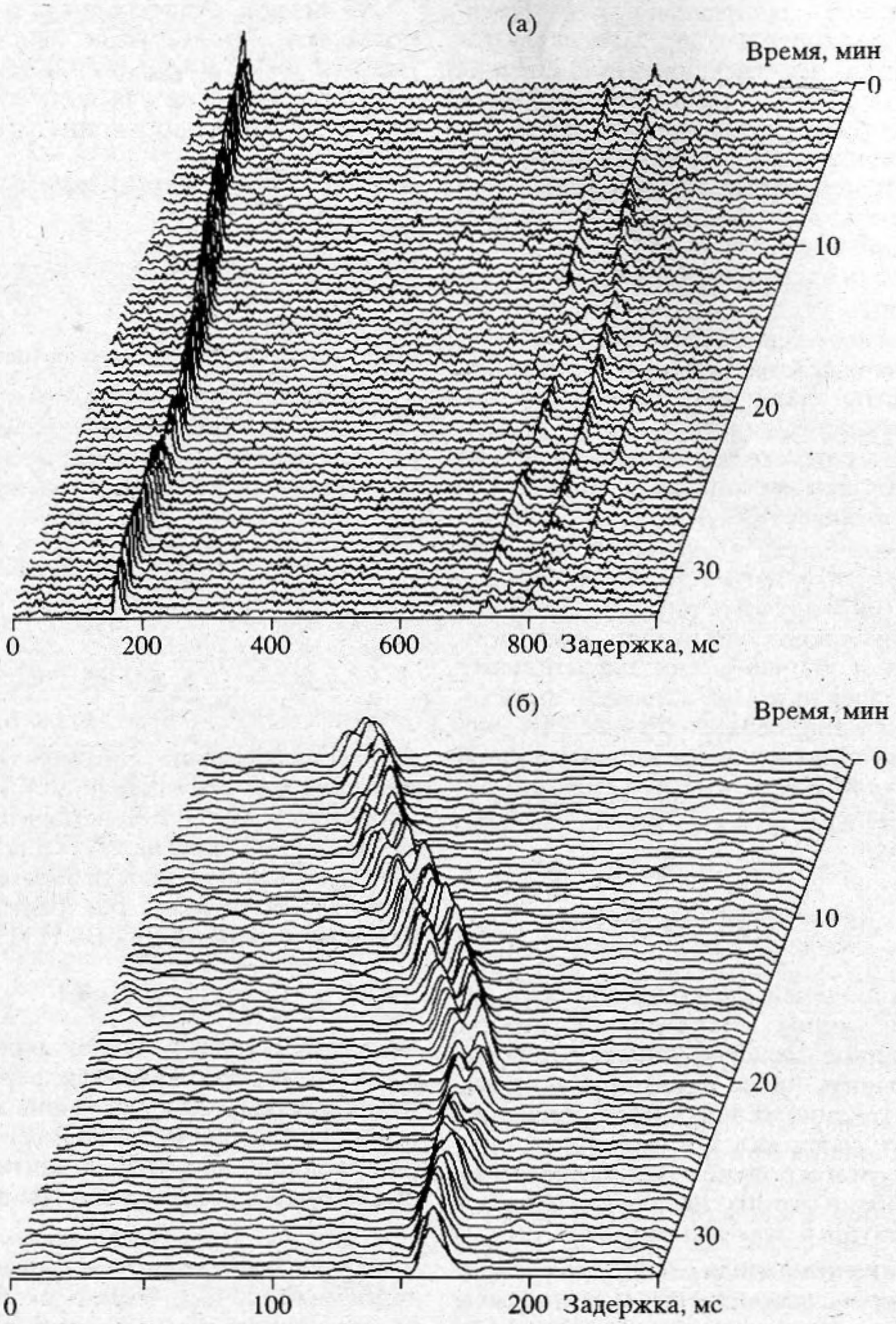


Рис. 1. Оценки импульсного отклика канала в эксперименте 1: Норвежское море, дистанция 61 км, ненаправленные излучение и прием на глубине 200 м.

На третьем этапе для каждого из L макролучей оценивается передаточная функция

$$H_l(2\pi f) = \int_{-\infty}^{\infty} h_l(\tau)\exp(-j2\pi f\tau)d\tau$$

и выполняется согласованная обработка информационной компоненты принятого сигнала. Для получения оценки передаточной функции $\hat{H}_l(2\pi f_k)$, где $f_k = f_0 + k/T_s$, формируется последовательность $u_l(n) = z_Q(n - n_l)$ для алгоритма КГ или $u_l(n) = z_{q_l}(n - n_l)$ для алгоритма КГР и рассчитывается спектральная функция

$$U_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u_l(n)\exp(-j2\pi kn/N).$$

Затем применяется процедура сплайн-аппроксимации передаточной функции, описанная в [4]. Полученная оценка передаточной функции ис-

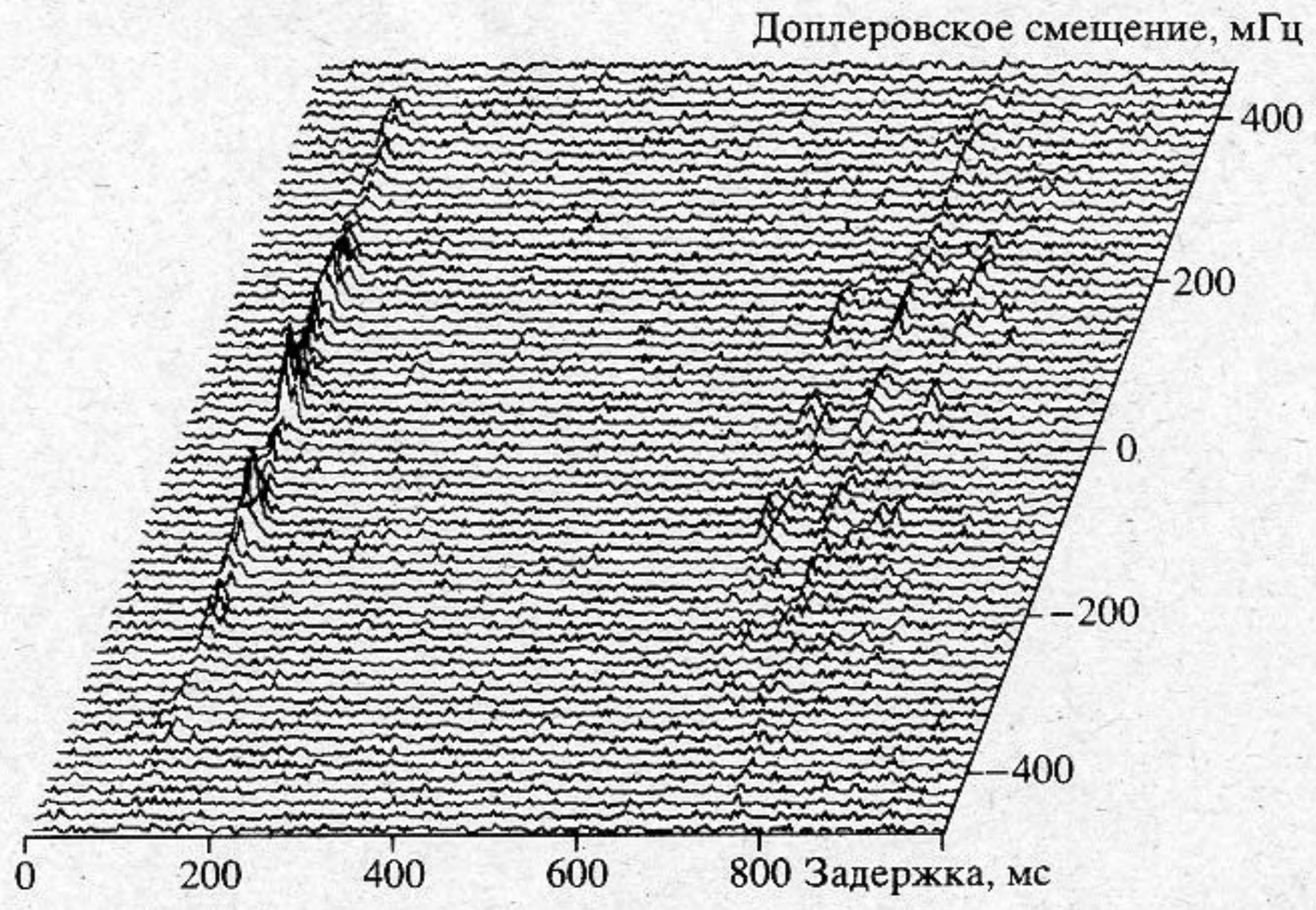


Рис. 2. Доплеровские сечения огибающей взаимной функции неопределенности излученного и принятого сигналов в эксперименте 1: Норвежское море, дистанция 61 км, ненаправленные излучение и прием на глубине 200 м.

пользуется для согласованной обработки сигнала, принятого по l-му макролучу:

$$w_l(m) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} \mathrm{Re}\{U_l(k)\hat{H}_l^*(2\pi f_k)\} P_2(k) W_m^N(k),$$

где Re{ } обозначает действительную часть комплексного числа, $\hat{H}_l^*(2\pi f_k)$ – комплексно-сопряженная оценка передаточной функции. Оценкой номера переданного сообщения после обработки L-го макролуча является величина

$$\hat{m}(L) = \arg\max_m \{\sum_{l=1}^{L} w_l(m)\}.$$

Таким образом, перед принятием решения о переданном сообщении осуществляется когерентное сложение результатов демодуляции $w_l(m)$ по всем макролучам.

Для экспериментального сравнения эффективности трех рассмотренных приемников были выбраны гидролого-акустические условия, в которых в различной степени проявляется влияние границ океана.

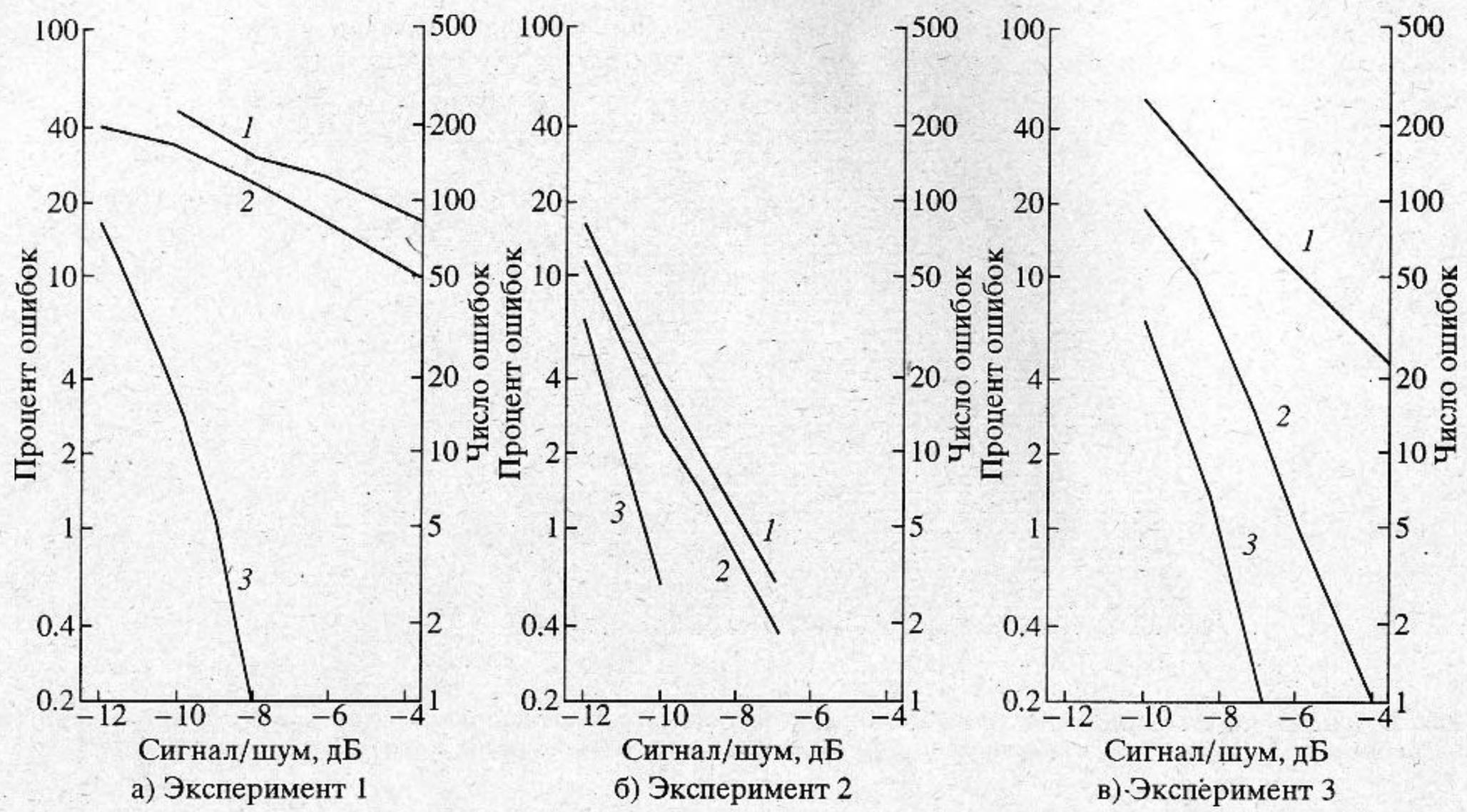
Эксперимент 1 был выполнен в Норвежском море осенью. Дистанция между дрейфующими судами составляла 61 км. Ось звукового канала находилась на глубине около 660 м при глубине моря 3.5 км, скорость звука у дна превышала скорость звука у поверхности моря. Глубина излучения и приема составляла 200 м, акустический сигнал принимался ненаправленным гидрофоном.

Как показали лучевые расчеты, прием осуществлялся в конце первой зоны освещенности и в точку приема приходили два интенсивных луча с одним отражением от поверхности – вблизи точки излучения или вблизи точки приема. Расчетная относительная задержка для этих лучей равна 2 мс. Экспериментальные кривые на рис. 1 хорошо соответствуют расчетам. На рис. 1а видны также донно-поверхностные отражения с большой (приблизительно 550 - 700 мс) относительной задержкой. Рисунок 1б более детально показывает флуктуации пары интенсивных лучей.

Во время эксперимента наблюдалось интенсивное ветровое волнение, скорость ветра над поверхностью моря достигала 8 - 10 м/с. Влияние поверхности на искажения сигнала иллюстрирует рис. 2, где с шагом 15.6 мГц изображены полученные на интервале $8T_s = 32$ с доплеровские сечения огибающей ВФН излученного и принятого сигналов.

Результаты оценки помехоустойчивости трех алгоритмов приема сложных сигналов для эксперимента 1 представлены на рис. 3а. Из рисунка следует, что в этих условиях приемник КГ (кривая *2*) имеет более высокую помехоустойчивость по сравнению с приемником НКГ (кривая *1*). Однако когерентное сложение сигналов с учетом спектра временных задержек в одном доплеровском канале (алгоритм КГ) существенно проигрывает по помехоустойчивости алгоритму КГР (кривая *3*), учитывающему также спектр доплеровских частот. Рис. 2 позволяет качественно объяснить такое соотношение.

Эксперимент 2 был выполнен в Чагосском районе Индийского океана на дистанции 90 км. Сигнал принимался на глубине 180 м вертикальной антенной решеткой с шириной основного ле-



а) Эксперимент 1 б) Эксперимент 2 в) Эксперимент 3

Рис. 3. Зависимости количества ошибок переданных дискретных сообщений от отношения сигнал/шум в полосе частот сигнала для трех алгоритмов приема: *1* – некогерентное весовое сложение сигналов с учетом спектра временных задержек (НКГ), *2* – когерентное весовое сложение сигналов с учетом спектра временных задержек (КГ), *3* – когерентное весовое сложение сигналов с учетом спектров временных задержек и доплеровских частот (КГР).

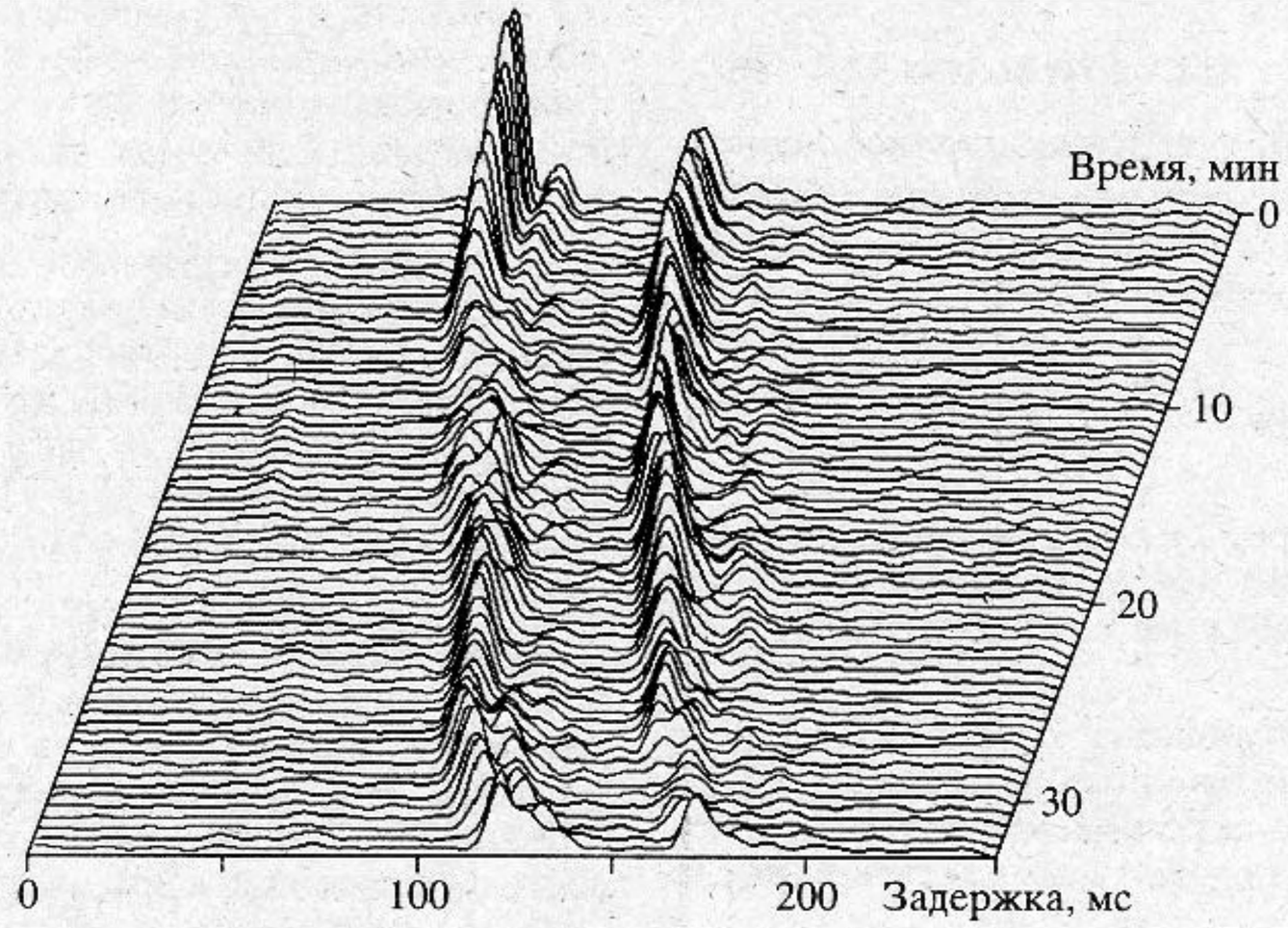


Рис. 4. Оценки импульсного отклика канала в эксперименте 2: Чагосский район Индийского океана, дистанция 90 км, ненаправленное излучение на глубине 200 м, направленный прием на глубине 180 м.

пестка характеристики направленности около 3° в направлении +15° к поверхности. Минимум скорости звука зафиксирован на глубине 1100 м, глубина моря – 5.2 км.

Согласно лучевым расчетам прием осуществлялся во второй зоне тени, принимались два донно-поверхностных сигнала с задержкой 50 - 60 мс и порядком отражений: дно–поверхность–дно–поверхность и поверхность–дно–поверхность–дно–поверхность. Форма импульсного отклика канала в течение сеанса связи (см. рис. 4) устойчива и соответствует расчетам.

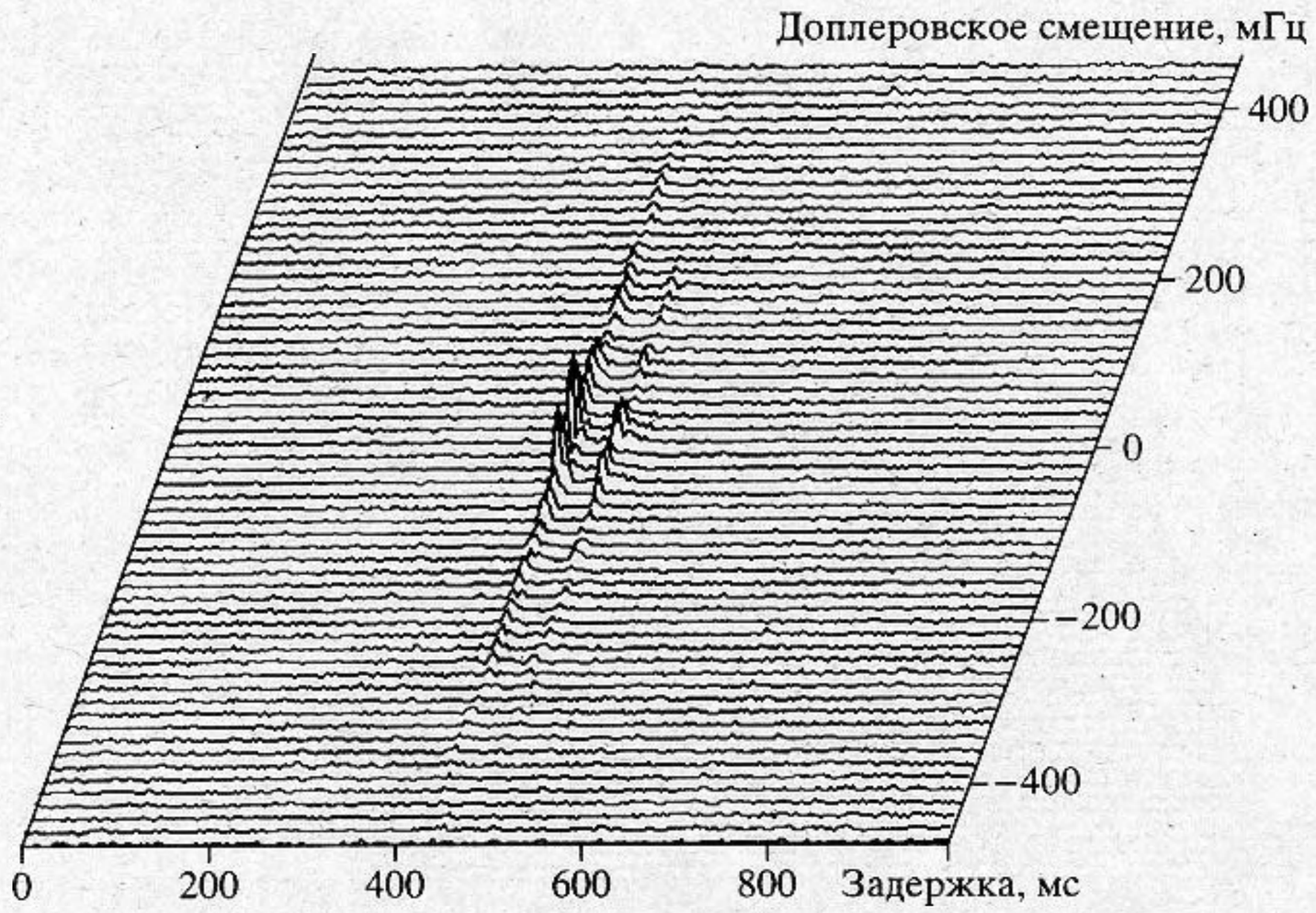


Рис. 5. Доплеровские сечения огибающей взаимной функции неопределенности излученного и принятого сигналов в эксперименте 2: Чагосский район Индийского океана, дистанция 90 км, ненаправленное излучение на глубине 200 м, направленный прием на глубине 180 м.

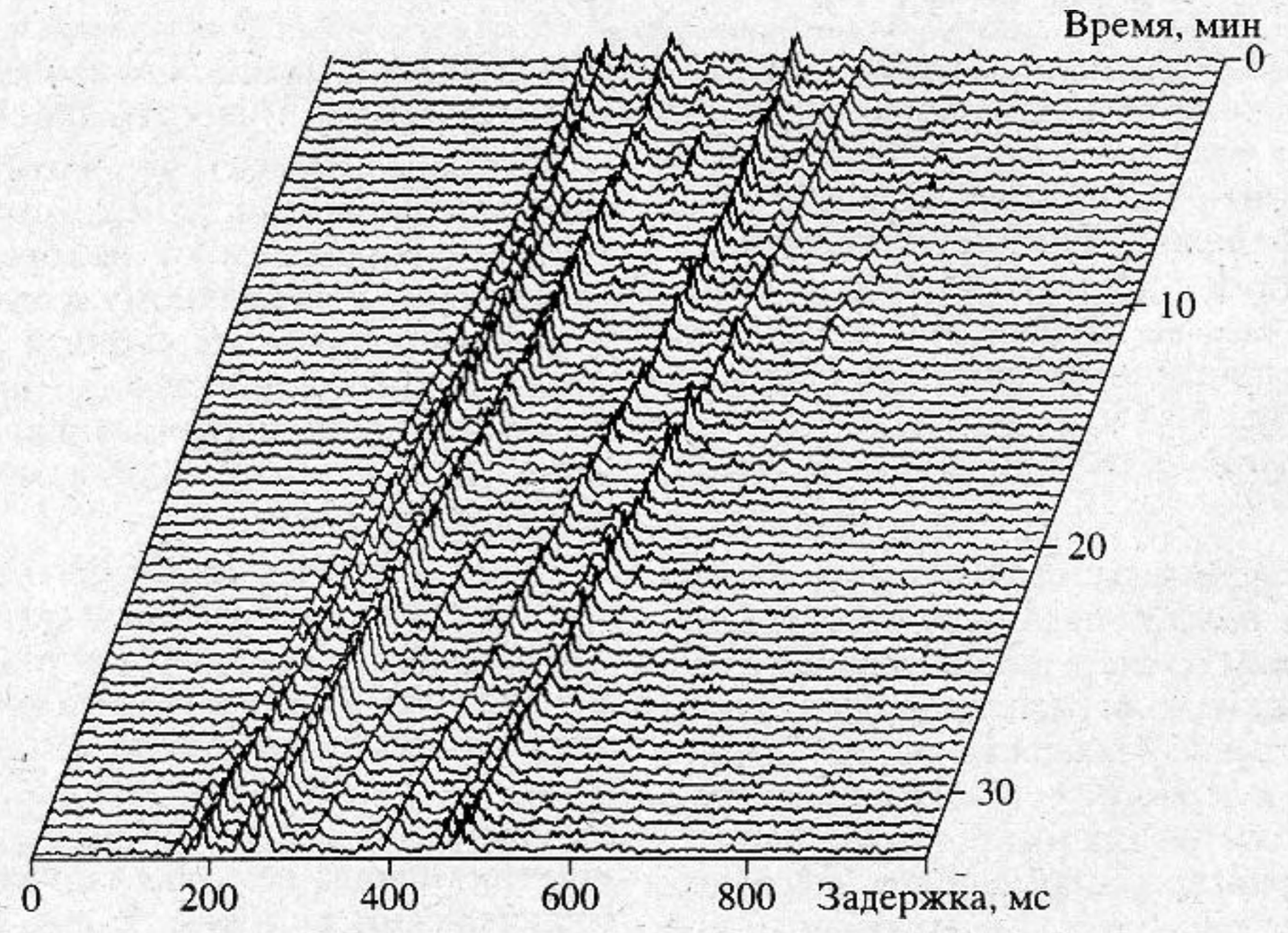


Рис. 6. Оценки импульсного отклика канала в эксперименте 3: Западно-Австралийский район Индийского океана, дистанция 40 км, ненаправленное излучение на глубине 200 м, ненаправленный прием на глубине 500 м.

Состояние поверхности моря во время этого эксперимента характеризовалось зыбью высотой 0.6 - 1.2 м, что приводило к расширению спектра доплеровских частот сигнала при отражениях от поверхности. Это хорошо иллюстрирует огибающая ВФН, представленная на рис. 5. По сравнению с первым экспериментом (см. рис. 2) ширина спектра временных задержек существенно уменьшилась. Поэтому, как свидетельствует рис. 3б, в этих условиях переход от некогерентного адаптивного приема (кривая *1*) к когерентному (кривая *2*) дает небольшой выигрыш по помехоустойчивости. По сравнению с первым экспериментом ширина спектра доплеровских частот также несколько уменьшилась, поэтому применение когерентного приема с учетом спектра доплеровских частот (кривая *3*) не столь заметно повысило помехоустойчивость.

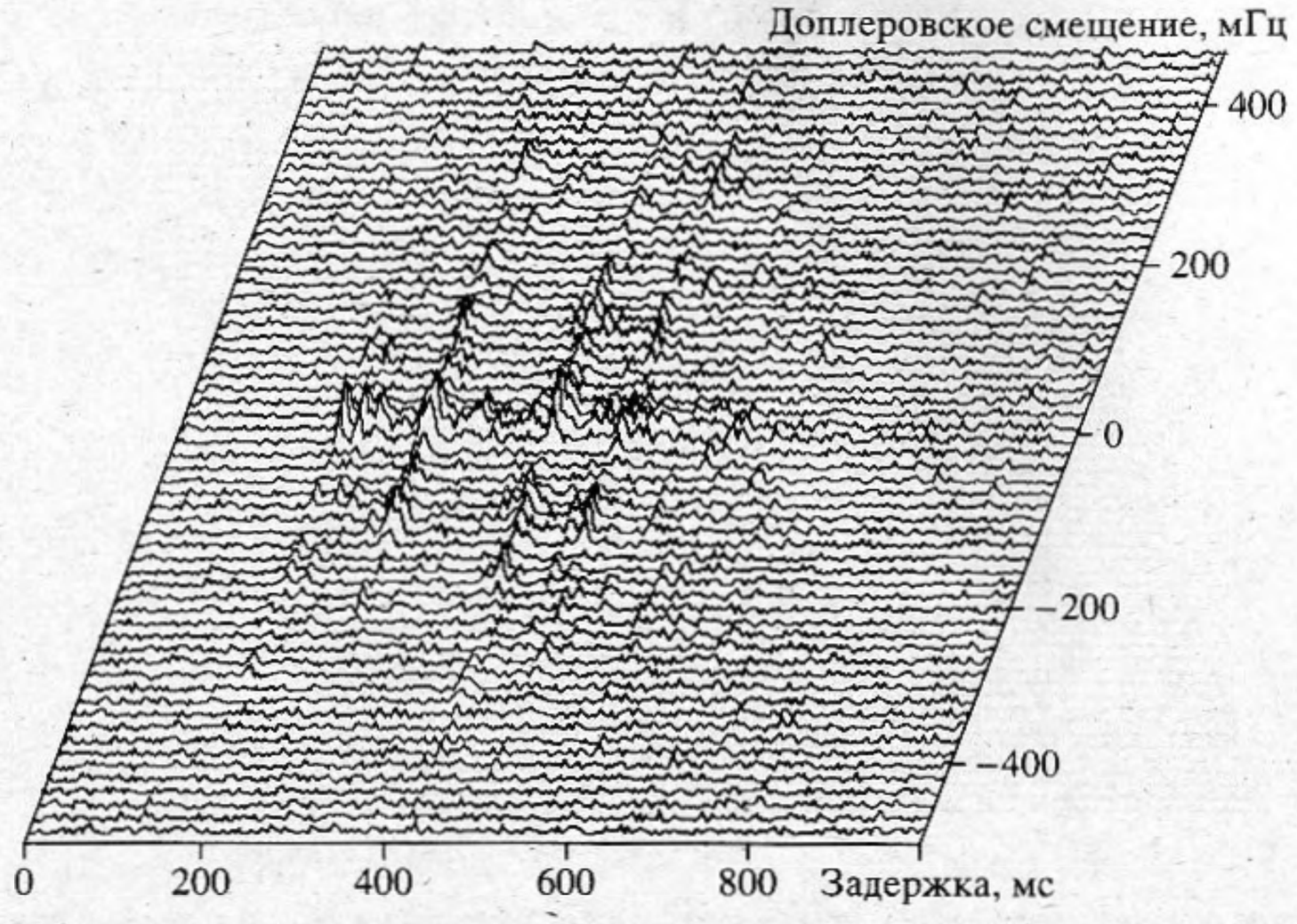


Рис. 7. Доплеровские сечения огибающей взаимной функции неопределенности излученного и принятого сигналов в эксперименте 3: Западно-Австралийский район Индийского океана, дистанция 40 км, ненаправленное излучение на глубине 200 м, ненаправленный прием на глубине 500 м.

В эксперименте 3 сложились такие условия, что разброс сигнала по задержкам доминировал. Этот эксперимент был выполнен в Западно-Австралийском районе Индийского океана с приемом сигналов в первой зоне тени (дистанция между дрейфующими судами 40 км). Ось звукового канала находилась на глубине 960 м, глубина моря – 6 км, ненаправленный приемник был расположен на глубине 500 м. Наблюдалось развитое волнение поверхности при скорости ветра около 4 м/с.

Как показали лучевые расчеты, в этих условиях в точку приема сигналы попадали по четырем основным траекториям со следующим порядком отражений от границ: одно отражение от дна, отражения поверхность–дно (задержка около 75 мс), дно–поверхность (задержка около 215 мс), поверхность–дно–поверхность (задержка около 295 мс). Именно такой характер распределения задержек прослеживается на рис. 6 в основных группах лучей. Однако реальная ситуация усложнена по сравнению с расчетной наличием большого числа переотраженных сигналов и изменчивостью условий распространения. Из рис. 7 видно, что в первой группе лучей (донные отражения) ширина спектра доплеровских частот относительно мала, у второй группы (поверхность–дно) ширина спектра возрастает, а в третьей и четвертой группах спектр доплеровских частот оказывается еще шире. Однако в целом при сравнении рис. 7 с рис. 2 видно, что в третьем эксперименте энергия сигнала сосредоточена в относительно более узком частотном интервале и рассредоточена в основном по оси задержек. Это свойство сигнала влияет на помехоустойчивость приемников.

Из рис. 3в следует, что в этих условиях заметного выигрыша по помехоустойчивости можно добиться переходом от некогерентного приема (кривая *1*) к когерентному в одном "наилучшем" доплеровском канале (кривая *2*). Учет спектра доплеровских частот сигнала (кривая *3*) в этих условиях дает дополнительный выигрыш в помехоустойчивости, но не столь заметный, как в первом эксперименте.

Выполненные эксперименты показывают, что при использовании сложных сигналов длительностью порядка нескольких секунд в диапазоне частот 500 - 1000 Гц для передачи цифровой информации по гидроакустическому каналу в условиях влияния на распространение сигнала граничных поверхностей следует учитывать распределение энергии сигнала не только по задержкам, но и по доплеровским частотам. Такую обработку можно выполнить предложенным алгоритмом когерентного весового сложения, учитывающим спектр доплеровских частот сигнала (КГР).

При приеме сигналов с широкими спектрами временных задержек и доплеровских частот трудно обеспечить высокую помехоустойчивость приемника даже с помощью сложных адаптивных методов обработки сигналов. Реальным способом повышения помехоустойчивости в этих условиях является использование направленных гидроакустических антенн, ограничивающих распределение принимаемого сигнала по задержке. Последующее применение когерентного весового сложения

сигналов с учетом спектра доплеровских частот может обеспечить значительный выигрыш в помехоустойчивости приема дискретных сообщений.

Следует отметить, что эффективность рассмотренных алгоритмов зависит от точности оценок спектра временных задержек и доплеровских частот. Изучение этой зависимости является предметом отдельного исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Захаров Ю.В., Коданев В.П.* Экспериментальные исследования акустической системы передачи информации с шумоподобными сигналами. // Акуст. журн. 1994. Т. 40. № 5. С. 799 - 808.
2. Распространение звука во флуктуирующем океане: Пер. с англ. / Под ред. С. Флатте. М.: Мир, 1982. С. 336.
3. *Захаров Ю.В., Коданев В.П.* Адаптивный прием сигналов в гидроакустическом канале связи с учетом доплеровского рассеяния. // Акуст. журн. 1995. Т. 41. № 2. С. 254 - 259.
4. *Захаров Ю.В., Коданев В.П.* Идентификация линейных систем на основе ортогонального разложения передаточной функции // Сб. научных трудов № 107. М.: Изд. Моск. энерг. инст., 1986. С. 85 - 93.

Immunity of Adaptive Methods for Receiving of Acoustical Pseudorandom Signals under Ocean Surface and Bottom Reflections

Yu. V. Zakharov and V. P. Kodanev

Acoustical signals which propagate near ocean surface and bottom are characterized by widespread time delay and Doppler shift spectrums. This makes data transmission through underwater acoustic channel difficult. The efficiency of three adaptive methods for receiving of pseudorandom signals was investigated under these conditions. The methods are distinguished by the match degree with channel characteristics. The first method is based on an incoherent weight addition of signals which propagate along different micro-multipaths. The second one is based on a coherent weight addition and takes into account the existence of micro- and macro-multipaths in underwater acoustic channel. The third method additionally takes into account the Doppler shift spectrum. In all experimental cases the third method has provided higher immunity compared with the one of two others.