

МОДОВОЕ ОБРАЩЕНИЕ ВОЛН ДЛЯ МЕЛКОГО МОРЯ

© 2009 г. В. А. Зверев, П. И. Коротин, А. А. Стромков

Институт прикладной физики РАН
603950 Нижний Новгород, ул. Ульянова 46
E-mail: zverev@hydro.appl.sci-nnov.ru

Поступила в редакцию 28.11.07 г.

Предлагается метод вычисления обращенного волнового поля, излученного в волноводе точечным источником, по сигналам, принятым вертикальной антенной. Процедура обращения основана на представлении волнового поля в виде ряда по сигналам мод идеального волновода. В отличие от ранее предложенного численного упрощенного обращения волн [9], рассматриваемый метод позволяет получать обращенное поле по всей глубине волновода. Метод успешно применен в натурном опыте в мелком море (глубиной 120 м) на расстояниях 7, 10.5 и 12 км. Показано, что появляются возможности для увеличения выигрыша антенны, определения параметров среды, ее стабильности при наличии течений и совпадения точки излучения любого принимаемого сигнала с точкой излучения обращаемого.

PACS: 43.60.Tj, 43.30.Vh, 43.30.Wi, 43.30.Vp.

ВВЕДЕНИЕ

Временное обращение волн (ВОВ) [1, 2], позволяющее фокусировать излучение, проходящее через сложную рассеивающую и диспергирующую среду, успешно применяется в мелком море [3–10]. Фокусировка излучения осуществляется с помощью двух вертикальных антенн. Назовем их A_1 и A_2 . Антенна A_1 служит для приема обращаемого сигнала и для последующего излучения принятого сигнала с обращенным направлением времени. Антенна A_2 служит для излучения одним из своих элементов обращаемого сигнала и для приема обращенного сигнала, излученного в среду антенной A_1 , с целью определения вертикального распределения обращенного поля. В [9] предложено существенно упростить процедуру определения формы фокального пятна, образующегося в среде при обращении волны. Предлагалось ограничиться всего одной вертикальной протяженной антенной A_1 , а вместо антенны A_2 использовать одиночный точечный излучатель.

В [9] показано, что получающееся при такой методике вычисленное поле совпадает с обращенным полем в среде всего в одной точке. Правда, эта точка является центром обращенного поля. В этой точке находится его максимум. Что касается остальных точек, то поле в них, как и в обращенном поле, убывает. На этом сходство между вычисленным и обращенным полем заканчивается. Вычислить полное обращенное поле методом, рассмотренным в [9], нельзя, если сигнал, подлежащий обращению, излучается всего в одной единственной точке.

Проблема вычисления результата обращения волны требует знания частотной характеристики (ЧХ) среды между всеми точками антенн A_1 и A_2 , а из опыта с одной единственной точкой излучения можно определить ЧХ среды только между одной точкой – той, откуда излучался обращаемый сигнал, и всеми точками антенны A_1 , которая приняла этот сигнал. Таким образом, если антенна A_1 состоит из N , а A_2 из M элементов, то для вычисления обращенного поля надо знать $N \cdot M$ частотных характеристик среды, в то время как из опыта их известно только N . Отсюда становится очевидным, что вычисление обращенного поля на основе приема сигнала одной антенной без излучения сигнала в среду дело явно безнадёжное.

Так обстоит дело в общем случае произвольной диспергирующей и рассеивающей среды. Однако для частного случая распространения волн в мелком море при достаточно большом числе мод, возбуждаемых точечным источником, способных распространяться в данном волноводе, и в то же время при малом числе фактически распространяющихся в волноводе мод есть возможность на основе этих весьма ограниченных данных определить необходимую информацию о ЧХ среды между всеми точками антенны A_1 и точками среды, образующими виртуальную антенну A_2 , в которых вычисляется обращенное поле по всей глубине волновода. Решению этой задачи на основе опыта, выполненного в мелком море [9, 10, 12–14], посвящена настоящая статья.

В мелком море сигналы распространяются в виде мод. Каждая мода представляет собой волну,

распространяющуюся во всем волноводе. В то же время волновод обладает на каждой моде частотной характеристикой (МЧХ). Между МЧХ волновода на отдельной моде и ЧХ между отдельными точками среды в рассматриваемом приближении существует простая и универсальная связь. Разложив поле, принятое антенной $A1$ на отдельные моды, можно определить МЧХ волновода на отдельных модах, а по ним оценить ЧХ между всеми точками антенн $A1$ и $A2$. Точному решению этой задачи мешает то, что вычисленные таким образом МЧХ будут содержать информацию об амплитудах и фазах мод, возбужденных излучателем. Обычно эти характеристики сигнала и источника хорошо известны. Однако в ряде случаев можно воспользоваться сигналами от неизвестных источников. В этом случае неизвестные параметры сигнала и источника являются препятствием для определения глубины излучателя обрабатываемого сигнала, но позволяют в отличие от [9] вычислить форму фокального пятна, получающегося при обращении поля по всей глубине волновода.

В настоящей статье исследуется эта возможность на примере натурального опыта, поставленного в мелком море, материалы которого использованы в упомянутых выше работах [9, 10, 12–14]. Предлагаемая методика, в отличие от метода обращения с излучением реверсированного во времени сигнала в среду, названа нами модовым обращением волн (МОВ), так как в этом методе основным инструментом обращения поля является разложение прямого сигнала по модам волновода, модификация коэффициентов возбуждения и последующий синтез нового сигнала. При этом не требуется излучения реверсированного сигнала в среду. Показано, что глубину источника обрабатываемого сигнала можно назначить любую в соответствии с требованиями эксперимента. При этом удается повысить помехоустойчивость приема сигнала и получить сведения об особенностях распространения сигнала по трассе не только из той точки среды, откуда был послан обрабатываемый сигнал, но и с назначенной глубины. Показано, что МОВ фокусирует по глубине не только обрабатываемый сигнал, форма которого известна, а и любой иной сигнал, исходящий из точки расположения обрабатываемого сигнала. Сигналы из других точек и шум практически не фокусируются. Заметим, что ни то, ни другое не может быть получено при классическом варианте ВОВ с излучением сигнала в среду.

1. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВОЛНОВОДА НА ОТДЕЛЬНОЙ МОДЕ

Для разложения вертикального распределения волнового поля на сигналы отдельных мод волновода и для их последующего сложения после процедуры обращения необходима зависимость формы сигнала на определенной моде вдоль вертикали или профиль моды. Эта зависимость взята нами в том виде, в котором она известна для идеального волновода [11]. Она в выбранном нами диапазоне частот определяется следующей приближенной формулой [10, 11]:

$$UN(n, m) = \sin\left(\frac{\pi}{N}nm\right). \quad (1)$$

Здесь n – номер элемента вертикальной антенны, перекрывающей весь водный слой (если антенна не имеет достаточной длины, то сигналы с недостающих элементов заменяются нулями); m – номер моды; N – число элементов в антенне, перекрывающей весь водный слой, которое в нашем случае (для средней частоты диапазона) совпадает с числом всех распространяющихся мод [11]. Номер моды m равен целому числу только для абсолютно мягкого дна [11]. При дне, обладающем некоторым импедансом, номер моды не является целым числом. Импеданс дна нам неизвестен. Поэтому, чтобы воспользоваться (1), мы используем прием, примененный нами в [12, 13, 14]. Мы будем задавать m не в виде целого числа, а в виде непрерывного ряда чисел с любым заданным шагом (в нашем случае 0.2) до некоторого верхнего предела.

В действительности в реальном волноводе выражение для профиля моды может отличаться и отличается от (1). Тем не менее, мы можем представить реальное поле в волноводе в виде разложения в ряд по функциям (1). Чтобы такое разложение было эффективным, необходимо и достаточно, чтобы полученный ряд хорошо сходился. Для этого надо, чтобы поле возбуждалось бы точечным излучателем, а форма мод реального волновода не слишком сильно отличалась бы от (1). В [12–14] показано, что ряд по функциям (1), представляющий волновое поле в исследуемом нами волноводе, хорошо сходится. В [13] даже показано, что угловой спектр отдельных членов ряда по модам идеального волновода хорошо совпадает с теоретически вычисленным угловым спектром сигналов отдельных мод идеального волновода. Это объясняется тем, что в условиях нашего опыта скорость звука практически не зависела от глубины (график распределения скорости звука с глу-

биной для данного опыта приведен в [13]), а дно было достаточно ровным и однородным.

Вычисление коэффициентов ряда по функциям (1) производилось по обычной математической процедуре, которая для выделения Фурье-спектров сигналов мод идеального волновода из реального поля имеет вид [13, 14]:

$$MA1(\omega, m) = \sum_n UN(n, m)PA1(\omega, n), \quad (2)$$

где $PA1(\omega, n)$ – комплексные Фурье спектры сигналов, принятых элементами номера n антенны $A1$.

Введем в рассмотрение функцию $ZM(\omega, m)$ – частотную характеристику волновода на отдельной моде номера m (МЧХ). Фурье-спектр сигнала на выделенном сигнале моды номера m на $A1$ можно записать через МЧХ следующим образом [10]:

$$MA1(\omega, m) = ZM(\omega, m)UN(j, m)G(\omega). \quad (3)$$

Здесь j – номер элемента виртуальной антенны $A2$, излучивший обрабатываемый сигнал, Фурье спектр которого $G(\omega)$. Номер j мы в выражении для $MA1$ опускаем, так как эта информация не может быть использована при обращении сигнала. Таким образом, если (3) поделить на спектр излучаемого сигнала, то мы получим МЧХ моды номера m с точностью до коэффициента возбуждения соответствующей моды $UN(j, m)$. Последнее для нас является лишним и весьма нежелательным, так как благодаря наличию этого множителя в обращенном нами сигнале утрачивается информация о глубине, с которой излучался обрабатываемый сигнал. Эту глубину при обращении сигналов можно назначать.

2. ОБРАЩЕНИЕ ВОЛН В МОДАХ ИДЕАЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

До сих пор мы использовали материал, который уже изложен в [9, 10, 12–14]. В этом разделе мы совершим важный и существенный дальнейший шаг. Введем виртуальную антенну $A2$, в которой в качестве одного из ее элементов расположен точечный излучатель сигнала. Пользуясь (3), можно выполнить обращение волн в сигналах мод идеального волновода, т.е. получить разложение поля по сигналам мод идеального волновода на виртуальной антенне $A2$. Спектры сигналов мод на виртуальной антенне $A2$ получаются путем умножения спектров сигналов мод (3) на комплексно сопряженную МЧХ. Однако она из результатов нашего опыта точно не определяется. Ее роль в нашем опыте выполняет следующая

функция, которая целиком определяется известными нам сигналами:

$$ZMO(\omega, m) = MA1(\omega, m) \frac{F(\omega)}{G(\omega)}, \quad (4)$$

где $F(\omega)$ – функция, равная 1 в полосе частот сигнала и 0 вне этой полосы. Подставив в (4) (3), мы получим выражение, которым мы в опыте заменяем истинную МЧХ, в виде

$$ZMO(\omega, m) = ZM(\omega, m)UN(j, m)F(\omega). \quad (5)$$

Для обращения мы используем только полученную в опыте фазу МЧХ и не используем ее модуль. Тем самым мы избегаем осложнений, связанных с изрезанностью реальной МЧХ, вызванных интерференцией. В идеальном волноводе модуль МЧХ равен единице и работает только фаза. Оказывается, что и в реальном волноводе для обращения сигнала достаточно только фазы МЧХ. Определяемый из опыта сигнал в виде мод волновода на антенне $A2$, используя (5), мы получаем таким:

$$MA2O(\omega, m) = MA1(\omega, m) \frac{ZMO^*(\omega, m)}{|ZMO(\omega, m)|}. \quad (6)$$

Чтобы получить обращенный сигнал на антенне $A2$, надо суммировать сигналы мод с учетом их амплитуд и фаз. Эта операция обратна той, которая использовалась для разложения сигнала по модам идеального волновода:

$$PA2O(\omega, \nu) = \sum_m MA2O(\omega, m)UN(\nu, m)UN(q, m). \quad (7)$$

Множитель $UN(q, m)$ добавлен в (7) для того, чтобы обеспечить фокусировку обращенного сигнала на назначенном виртуальном гидрофоне номера q антенны $A2$. Параметру q можно придавать любые значения, кроме тех, которые обращают добавленный множитель в тождественный нуль.

Или с учетом (3) и (5):

$$PA2O(\omega, \nu) = \sum_m \frac{ZM^*(\omega, m)ZM(\omega, m)}{|ZM(\omega, m)|} \times \frac{(UN(j, m))^2}{|UN(j, m)|} UN(\nu, m)UN(q, m)G(\omega). \quad (8)$$

Из выражения (8) видно, что вычисления по этой формуле достигают своей главной цели, а именно: эта формула действительно обращает волновое поле, так как содержит произведение истинной МЧХ волновода на комплексно-сопряженное выражение.

Теперь посмотрим, в какой степени обращение волнового поля по (8) соответствует результату ВОВ. Для этого мы поставим мысленный опыт. Допустим, что мы имеем возможность излучить антенной $A1$ принятые ей сигналы, обращенные во времени и принять эти сигналы реальной антенной $A2$. В этом мысленном опыте Фурье спектр сигнал на $A2$ описывается следующей формулой [10]:

$$PA2(\omega, \nu, j) = \sum_m ZM(\omega) UN(\nu, m) ZM^*(\omega) \times (9) \\ \times UN(j, m) G^*(\omega).$$

В (9) множитель $ZM(\omega)$ описывает распространение сигналов в виде мод от $A1$ к $A2$ (направление распространения сигнала при этом никакой роли не играет [4]). Три последних сомножителя согласно (3) представляют собой обращенный во времени Фурье спектр сигнала $A1$, представленный в виде разложения по модам волновода. Множитель $UN(\nu, m)$ и суммирование по m нужны для обратного преобразования сигнала, представленного в виде мод волновода, в Фурье спектр волнового поля.

Обращенное поле с излучением реверсированного сигнала в среду тоже содержит член с произведением МЧХ волновода на комплексно сопряженную ей функцию. Сравнивая (8) и (9), мы видим что в (8) зависимость от параметра j совсем не такая, какая есть в (9), и она обеспечивает фокусировку обращенного поля в место расположения излучателя обращаемого сигнала. Однако такой член нами добавлен в (7) и в (8), чтобы обращенный сигнал фокусировался бы в выбранном (назначенном) нами месте.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНОГО ОПЫТА

В эксперименте вертикальная приемная антенна, состоящая из 32-х приемных элементов, расположенных эквидистантно с шагом в 3 м на длине 93 м, была установлена на дне на глубине 120 м стационарно и автономно. Сигналы со всех элементов антенны записывались с помощью многоканального устройства в память. Судно с излучателем в дрейфе излучало широкополосный (100–300 Гц) импульсный линейно-модулированный по частоте (ЛЧМ) сигнал длительностью около 5 с, поэтому имелась возможность получать сигналы с различных дальностей. Глубина водного слоя H в нашем случае превышала длину антенны. Поэтому сигналы с верхних 8 элементов были заменены нулями.

Полученные в опыте результаты показаны на рисунках.

На рис. 1 показаны результаты ключевых моментов опыта по обращению волн при излучении короткого импульса. Короткий импульс в исследуемую среду в процессе опыта не излучался, а излучался длительный импульс ЛЧМ сигнала. Спектр короткого импульса, обладающего единичным спектром во всей полосе частот использованного сигнала от 100 до 300 Гц в сигнале, принятом антенной $A1$, был сформирован при обработке сигналов. Для этого спектры ЛЧМ сигналов, принятых антенной $A1$, делились на комплексный спектр посланного ЛЧМ импульса $G(\omega)$ в полосе частот принятых сигналов.

Структура рис. 1 такова. Слева показаны сигналы на антенне $A1$. Вверху – принятые сигналы, а внизу – те же сигналы, представленные в виде мод по формуле (2). Справа показаны обращенные сигналы на виртуальной антенне $A2$. Вверху показаны обращенные сигналы на $A2$, спектры которых вычислены по формуле (8). Ниже показаны те же сигналы в виде обращенных мод на $A2$, спектры которых вычислены по формуле (6). На рисунке показаны модули сигналов, представленных в аналитическом виде. Действительные сигналы преобразуются в комплексные посредством точно такого же преобразования, которому подвергается действительное волновое поле в [15, 16]. Практически это делается следующим образом: ровно на половине частот (любой) спектр искусственно зануляется. После этого сигнал, получаемый обратным преобразованием Фурье, становится комплексным, в котором мнимая и действительная части связаны преобразованием Гильберта. Действительная часть полученного комплексного сигнала представляет собою сам сигнал, а модуль комплексного сигнала представляет его амплитуду. Таким образом, в виде модулей представлены на рисунках все вычисленные сигналы. Такое представление позволяет исключить несущую частоту сигнала, которая не несет информации об амплитуде сигнала, а показывает положение его спектра.

Порядок вычислений был следующий. По сигналам, чьи модули показаны на рис. 1а, вычислялись сигналы мод волновода (рис. 1д). Затем производилось обращение сигналов мод волновода (рис. 1е–ж). После этого по сигналам мод вычислялось поле на $A2$ (рис. 1б–г).

На рис. 1а показаны модули сигналов, принятых $A1$ при посылке короткого импульса длительностью около 5 мс (ширина спектра импульса около 200 Гц). Из рисунка видно, что принятые $A1$ сигналы имеют длительность, много большую посланного импульса. Это объясняется дисперсией скорости распространения волн в волноводе и

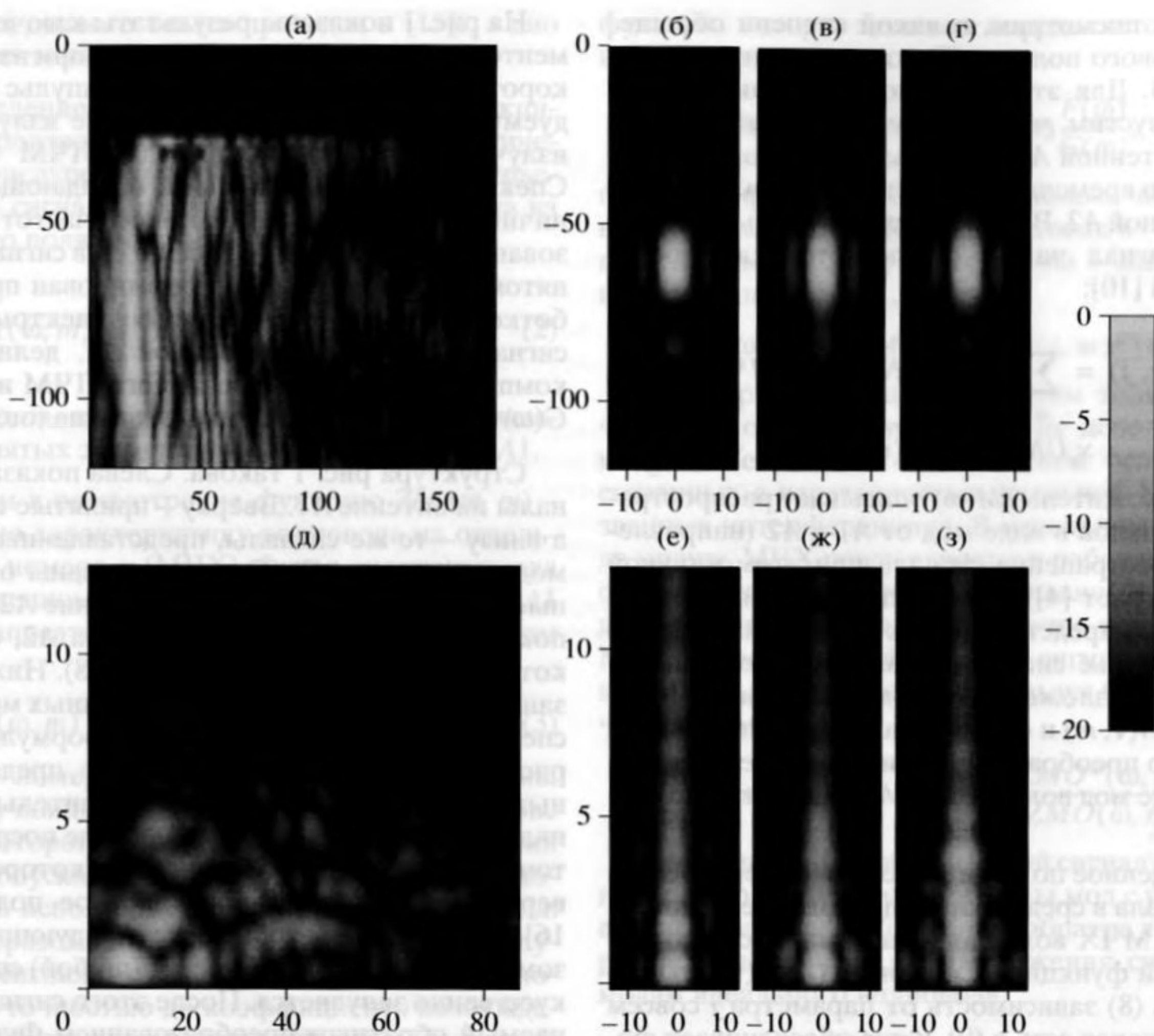


Рис. 1. Верхний ряд – сигналы на А1 ((а) дистанция 10.5 км) и А2 (б) 7 км; (в) 10.5 км; (г) 12 км. Нижний ряд – результат разложения поля на моды идеального волновода на А1 ((д) дистанция 10.5 км) и А2 (е) 7 км; (з) 10.5 км; (ж) 12 км. Вдоль горизонтали время в мс. Вдоль вертикали в верхнем ряду (а–г) глубина моря в м. В нижнем ряду (д–ж) номера мод. По яркости логарифмический масштаб в пределах 20 дБ.

реверберацией. Ожидаемую величину дисперсии в исследуемом волноводе можно оценить, пользуясь формулой для группового запаздывания волн в волноводе, приведенной в [11]. По этой формуле получается, что на частоте 100 Гц на 1-й моде волновода групповое запаздывание составляет около 13 мс, а на частоте 300 Гц всего почти 1 мс. На 3-й моде на частоте 100 Гц групповое запаздывание будет уже почти на порядок больше 117 мс, в то время как на частоте 300 Гц оно будет то же 13 мс. Этих оценок вполне достаточно, чтобы объяснить наблюдаемое на рис. 1а временное расплывание многомодового сигнала в волноводе. Аналогичные результаты приведены и в работе [3] по данным, полученным в опытах в Средиземном море при сопоставимых параметрах опыта.

На следующем рис. 1б–г показаны в тех же координатах (глубина моря – время) сигналы, вычисленные на виртуальной антенне А2, принятые

со всех трех дистанций. На этих рисунках сигнал сжат во времени до длительности исходного короткого импульса и существенно сжат по глубине. Сжатие сигнала по глубине определяется числом распространяющихся мод в волноводе. При получении сигналов, показанных на рис. 1б–г, при разложении поля на моды использованы сигналы 12 мод идеального волновода. Увеличение этого числа не приводит к дальнейшему сужению полученного фокального пятна по глубине, а уменьшение приводит к его расширению.

Судя по рис. 1д, всего-то 6 мод идеального волновода вполне достаточно, чтобы представить поле на А1. Так и было сделано в начальном варианте этой статьи. На следующих рисунках 1е–ж показано разложение поля на сигналы тех же мод, но на антенне А2 с обращением сигналов мод. Здесь уже отчетливо видно, что 6 мод явно недостаточно и необходимо использовать все

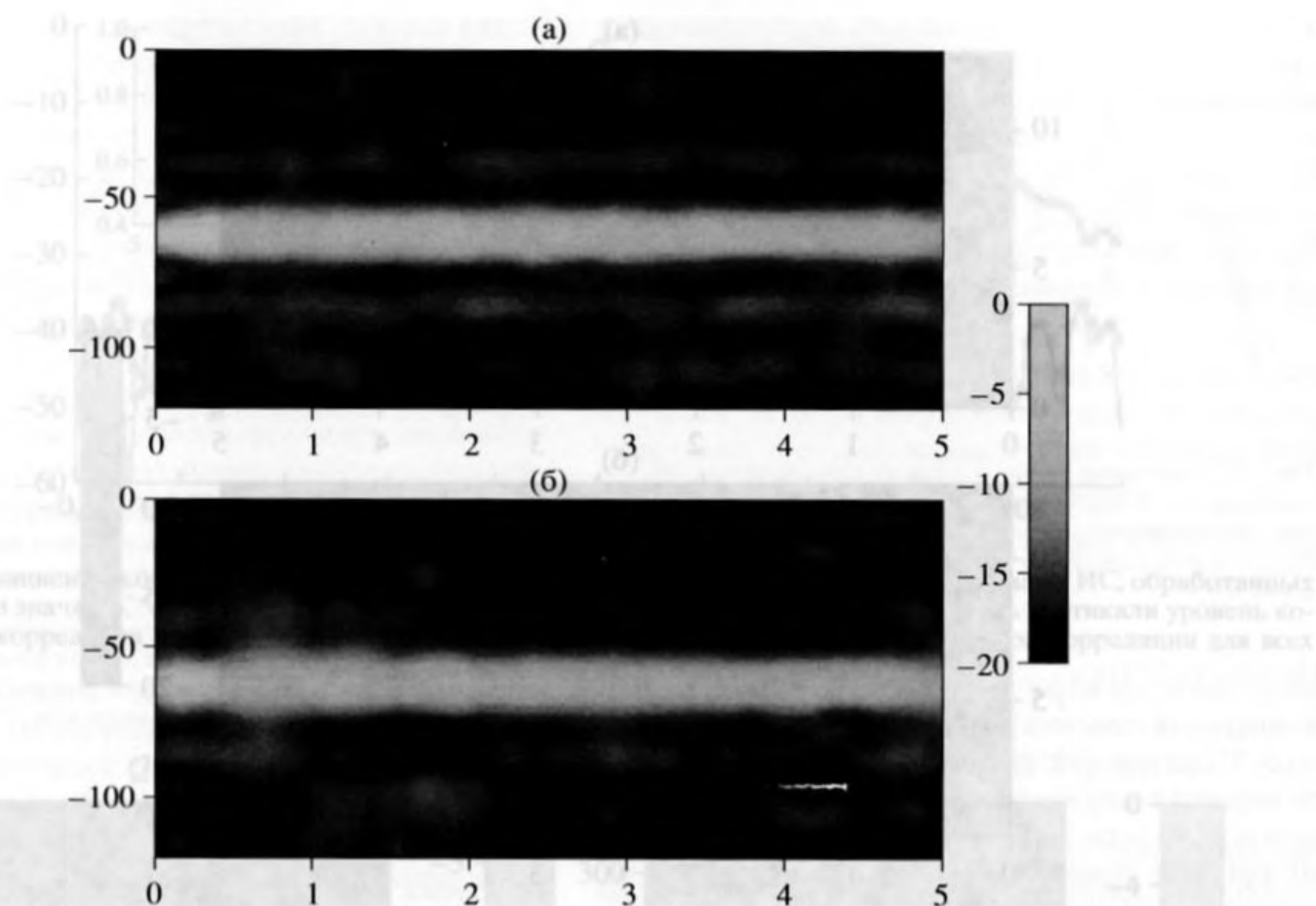


Рис. 2. Модули сигналов, полученных путем модового обращения волн на расстояниях 7 км (а) и 12 км (б). Шкала яркости логарифмическая в пределах 20 дБ. Вдоль горизонтали время в с. Вдоль вертикали глубина моря в м.

12 членов разложения поля по модам. Дело в том, что высшие моды обладают чрезвычайно сильной дисперсией. Сигналы этих мод расплываются, и их на антенне А1 уже не видно. При обращении сигналов мод их расплывание, вызванное как дисперсией скорости распространения волн в волноводе, так и реверберацией, полностью устраняется. Сигналы мод сжимаются, возрастают и становятся видны. По результатам, показанным на рис. 1 е–ж, видно, что примененное нами разложение поля по модам идеального волновода хорошо сходится.

Благодаря использованию в качестве излучаемого сигнала короткого импульса, результаты, показанные на рис 1, можно сопоставить с имеющимися в литературе [3] результатами опытов, выполненных по методу ВОВ. Обращенные импульсы, показанные на рис. 1, практически ничем не отличаются от аналогичных картин обращенных сигналов, полученных в Средиземном море [3] на тех же глубинах и таких же дистанциях, которые были в нашем опыте.

Результат обращения всего сигнала на виртуальной антенне А2 показан на рис. 2 для 2 дистанций 7 км и 12 км. Это тоже результат опыта. Картина обращенных мод сигнала на антенне А2 на тех же дистанциях показана на рис. 3. Сигнал

ЛЧМ замечателен тем, что в нем пропорционально времени изменяется частота. Вместо оси времени вдоль горизонтали на рис. 3 можно было бы отложить частоты. В начале идут низкие частоты порядка 100 Гц, а затем частоты повышаются до 250 Гц. На рис. 3 виден изгиб линий модулей сигналов мод с изменением частоты сигнала. Это можно объяснить небольшим изменением параметров дна с изменением частоты на этой трассе.

4. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ОБРАЩЕНИЯ СИГНАЛА И ЕГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Сигнал, принятый антенной А1, может быть обработан тремя различными способами. Можно просто когерентно сложить сигналы со всех элементов антенны:

$$K(t) = \sum_n A1(t, n), \quad (10)$$

где $A1(t, n)$ – сигнал, принятый элементом номера n антенны А1 в момент времени t . Назовем этот способ обработки “К”.

Можно при когерентном сложении учесть и компенсировать влияние частотных характеристик среды, как это сделано в [9, 10]:

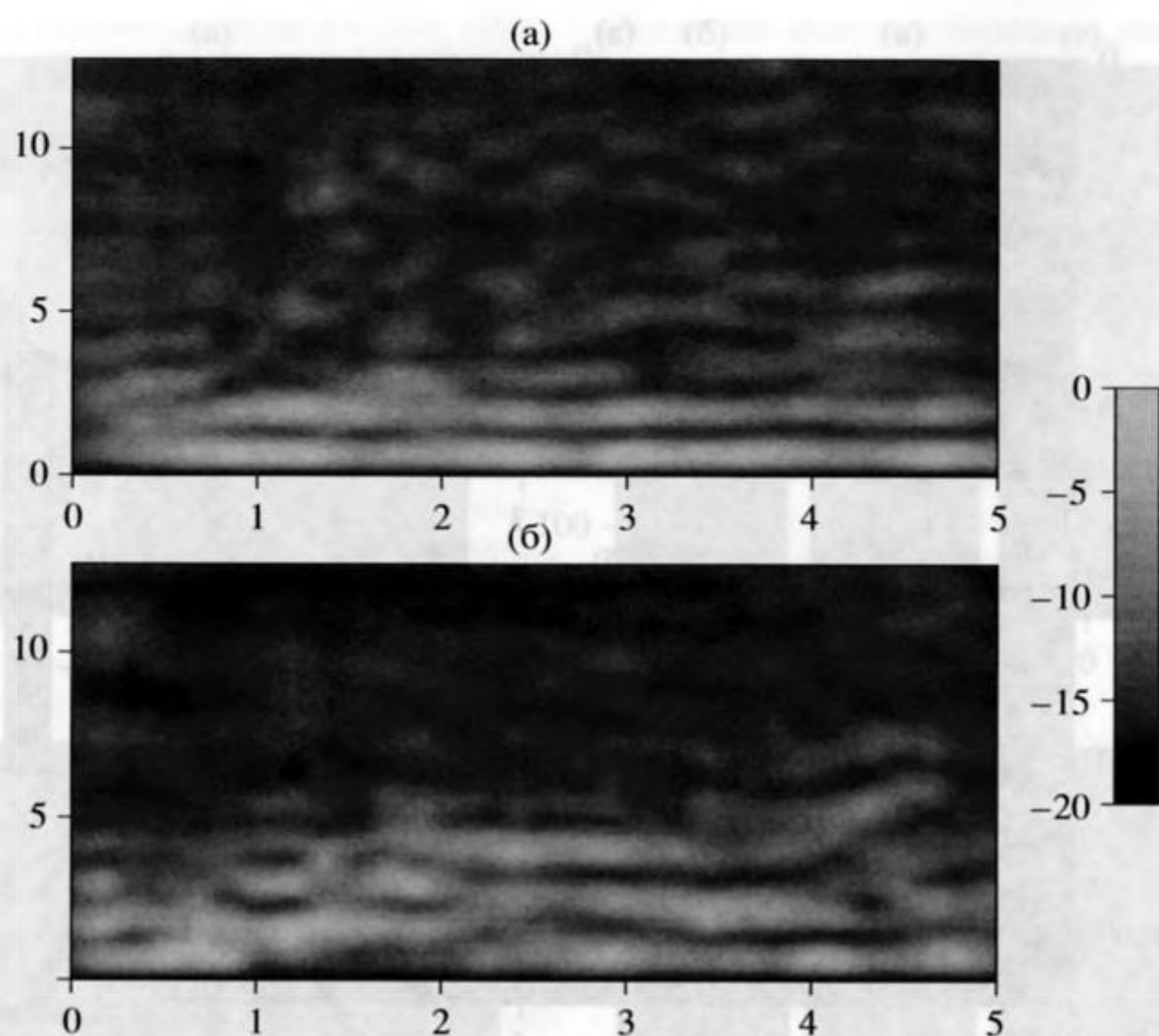


Рис. 3. Модули сигналов мод волновода, полученных путем модового обращения волн на расстояниях 7 км (а) и 12 км (б). Шкала яркости логарифмическая в пределах 20 дБ. Вдоль горизонтали время в с. Вдоль вертикали номера мод.

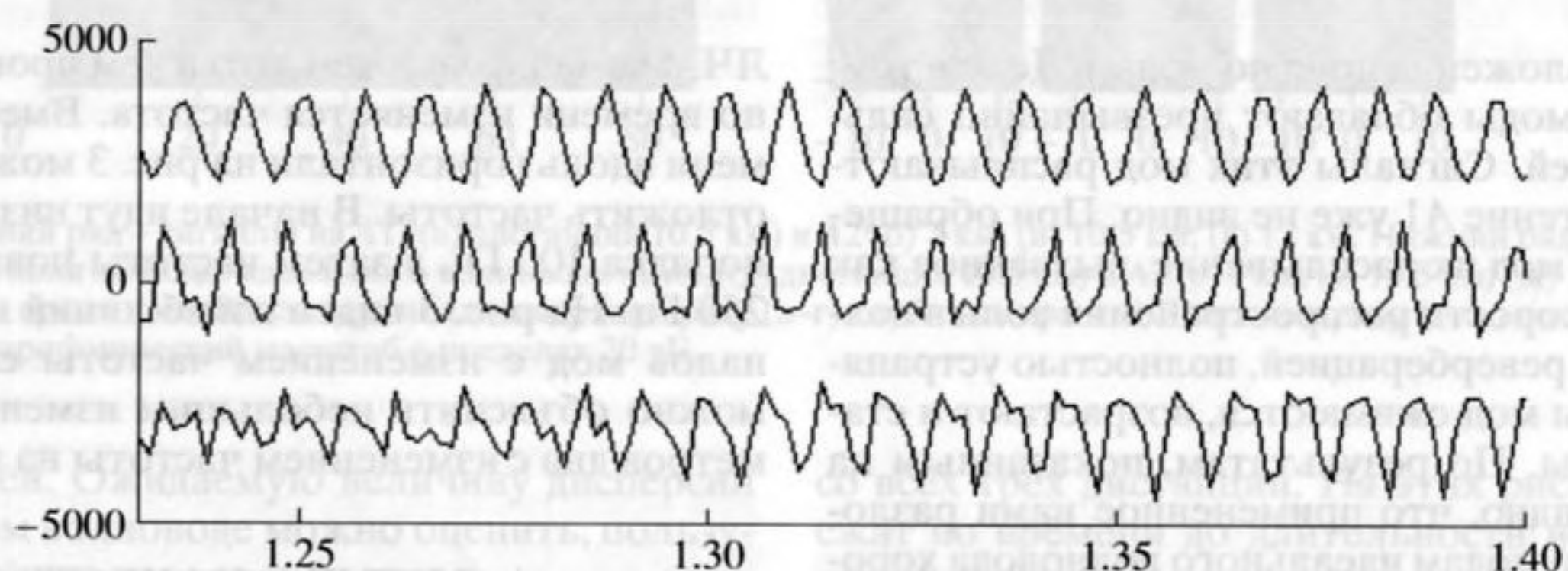


Рис. 4. Фрагмент осциллограмм сигналов, принятых антенной А1 с расстояния 12 км, обработанных способами “F” (верхний график); “S” (средний график) и “K” (нижний график). Вдоль горизонтали время в с. Вдоль вертикали осциллограмма сигнала в линейном масштабе.

$$PS(j, \omega) = \sum_n ZS_{j,n}^*(\omega)g(\omega, n). \quad (11)$$

Здесь $PS(j, \omega)$ – Фурье-спектр обработанного таким образом сигнала; $ZS_{j,n}(\omega)$ – частотная характеристика среды между точкой излучения сигнала j и точкой его приема n антенной А1; $g(\omega, n)$ – Фурье-спектр сигнала, принятого приемником номера n антенны А1:

$$g(\omega, n) = ZS_{j,n}(\omega)G(\omega). \quad (12)$$

Частотная характеристика среды $ZS_{j,n}(\omega)$ определяется, пользуясь (12) [9, 10], путем деления комплексного Фурье-спектра сигнала, принятого каждым приемником n антенны А1 на комплексный Фурье-спектр посланного в среду сигнала. Способ обработки сигнала по формуле (11) обозначим “S”.

Наконец, можно воспользоваться результатом модового обращения сигнала (8) и взять сигнал с назначенной глубины q , где он максимален. Назовем этот способ “F”. На рис. 4 показан фрагмент

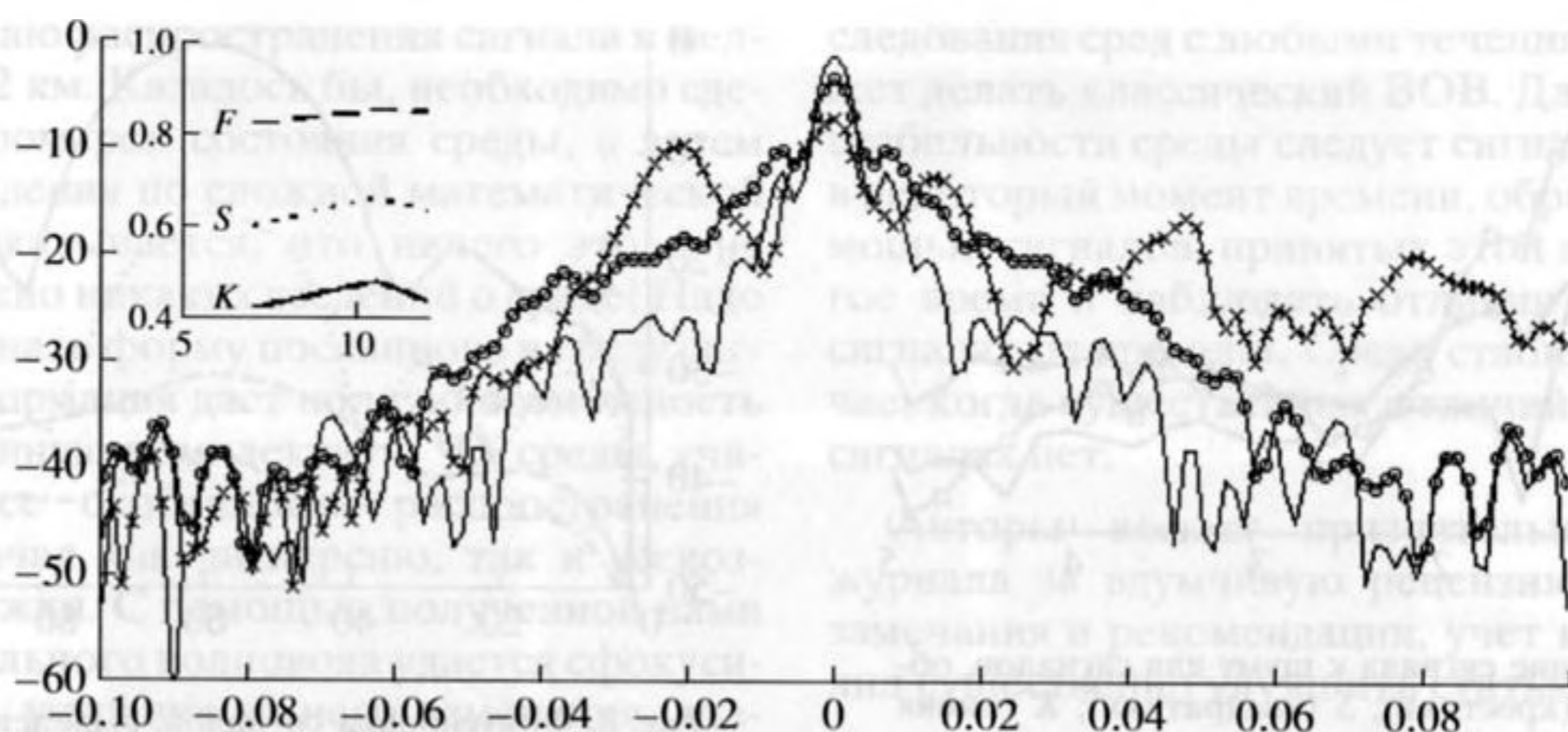


Рис. 5. Коэффициенты корреляции сигналов, принятых антенной А1 с расстояния 12 км, с сигналом ИС, обработанных “F” (линия без значков), “S” (кружочки) и “K” (крестики). Вдоль горизонтали время в с. Вдоль вертикали уровень коэффициента корреляции в дБ. На врезке показаны величины максимальных коэффициентов корреляции для всех 3 дистанций.

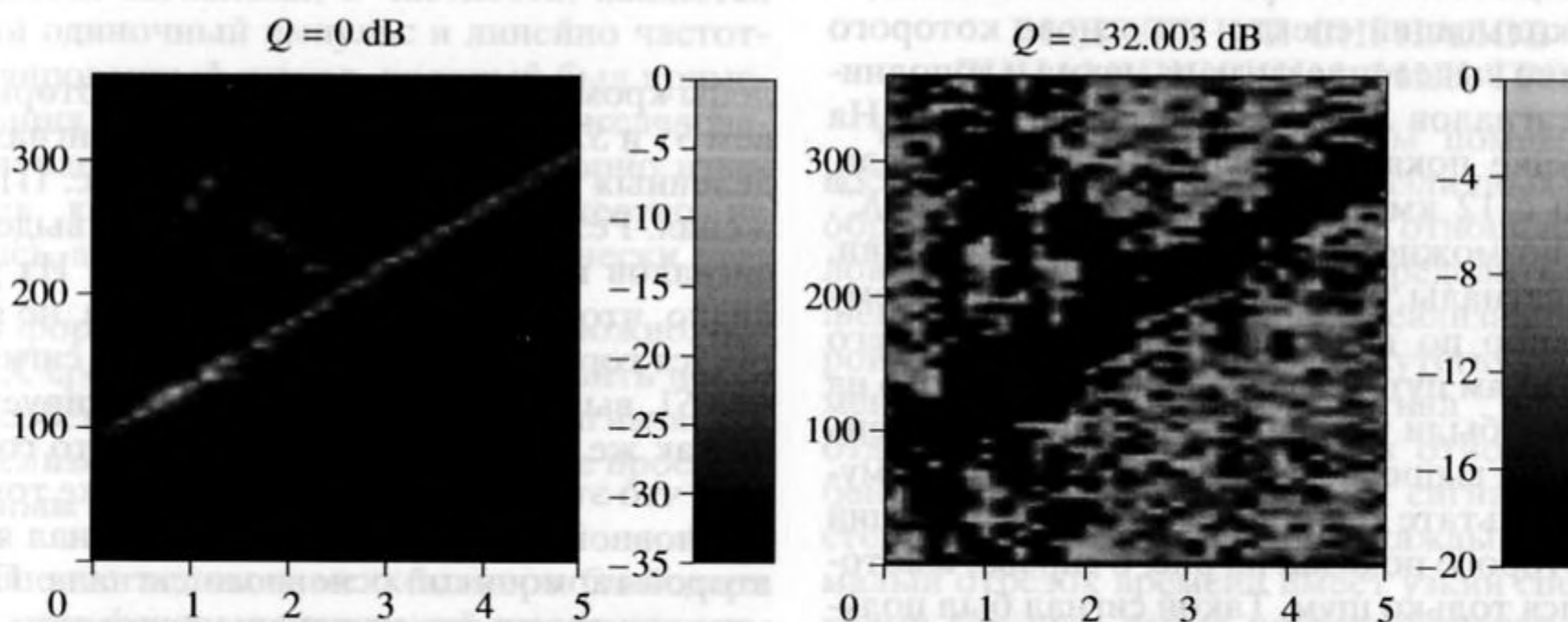


Рис. 6. Модули текущих спектров сигналов, принятых с дистанции 12 км с обработкой K. Вдоль горизонтали время в с. Вдоль вертикали частота в Гц. Слева текущий спектр сигнала в динамическом диапазоне 35 дБ. Справа тот же спектр с вырезанными сигналами, которые выше -32 дБ. Число Q показывает уровень максимального сигнала относительно первоначального, показанного слева.

осциллограммы сигнала, принятого А1 с дистанции 12 км и обработанного всеми тремя способами. На рисунке заметна большая разница между осциллограммой, полученной модовым обращением волны (F) и всеми остальными. Осциллограмма имеет вид правильного синусоидального сигнала, неискаженного влиянием помех. В то же время сигналы, обработанные процедурами “S” и в особенности “K”, существенно искажены и местами выглядят не как чистые синусоиды, а содержат изломы.

На рис. 5 показаны функции коэффициентов корреляции сигналов, обработанных “K”, “S” и “F” с исходным сигналом. Величина и протяженность во времени коэффициента корреляции является объективной характеристикой качества

обращения сигнала. Чем больше коэффициент корреляции и чем уже сама функция, тем ближе коррелируемый сигнал к исходному сигналу и тем выше качество его обращения. Как видно из рисунка, самое высокое качество обращения получается при обработке сигнала способом “F”, т.е. при обращении сигнала по модам. Высокое качество обращения сигнала не является полной гарантией наивысшей помехоустойчивости сигнала, так как помехоустойчивость зависит от двух факторов: от того, как преобразуется сигнал и от того, как при этом преобразуется шум.

Для определения степени помехоустойчивости модового обращения волны были выделены сигналы и шум из одной и той же временной реализации. Это было сделано путем фильтрации

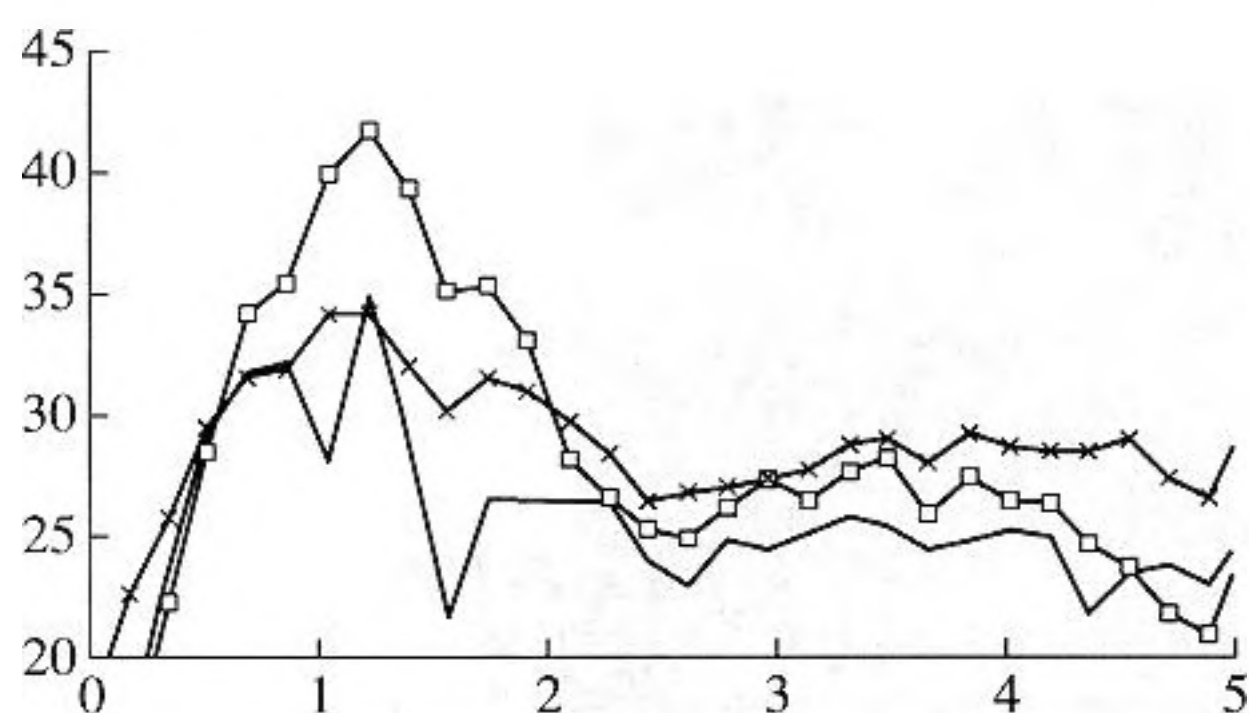


Рис. 7. Отношение сигнала к шуму для сигналов, обработанных F (крестики); S (квадратики); K (линия без обозначений). Вдоль горизонтали время в с. Вдоль вертикали уровень сигнала по отношению к шуму в дБ.

скользящего спектра используемой реализации. Эта операция описана в приложении к настоящей статье. Скользящий спектр, на основе которого произведено выделение сигнала, шума и дополнительных сигналов $S1$ и $S2$, показан на рис. 6. На этом рисунке показан текущий спектр сигнала, принятого с 12 км при простой обработке “ K ”. При этом возможно, как показано в Приложении, выделять сигналы, отличающиеся либо по своему уровню, либо по виду наблюдаемого текущего спектра. Таким путем из сигнала, показанного на рис. 6 слева, были удалены все сигналы, уровень которых был выше, чем минус 32 дБ от максимума. В результате получился сигнал, текущий спектр которого показан на рис. 6 справа, в котором остался только шум. Такой сигнал был получен в каждом элементе $A1$, обработан всеми тремя способами и использован для получения отношения сигнала к шуму.

На рисунке 7 показана зависимость отношения сигнала к шуму от времени в необращенном сигнале “ K ” и в обращенных сигналах “ S ” и “ F ”. Оба обращенных сигнала превосходят по помехоустойчивости необращенный сигнал, но среди них самого лучшего по помехоустойчивости не оказалось. На низких частотах явное преимущество имеет обработка “ S ”, а на более высоких частотах обработка “ F ”. Помехоустойчивость обращенных сигналов получается вследствие их лучшей когерентности сравнительно с шумом в приемниках $A1$. Помехоустойчивость обращенных сигналов можно рассматривать как увеличение (или потерю) выигрыша, который дает антенна.

Возникает вопрос: фокусируется ли шум в назначенную точку и как фокусируются отдельные сигналы, которые можно выделить из текущего спектра? Для ответа на этот вопрос из текущего спектра, показанного на рис. 6 слева, были выде-

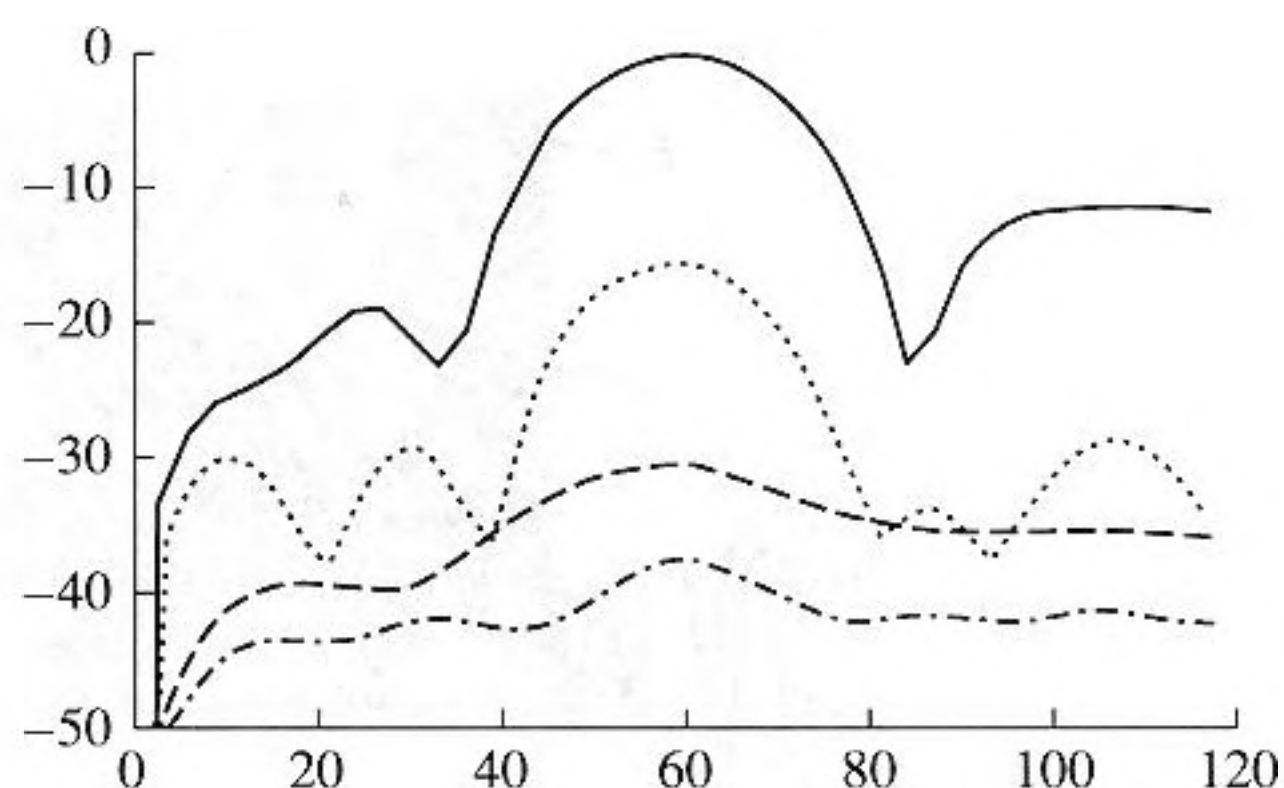


Рис. 8. Фокусировка сигналов, выделенных по текущему спектру как описано в приложении и показано на рис. П1. Сплошной линией показан основной ЛЧМ сигнал. Мелким пунктиром (dot) $S1$; крупным пунктиром (dash) $S2$; штрих-пунктиром (dash-dot) шум. Вдоль вертикали уровень сигнала в дБ по отношению к максимуму основного сфокусированного ЛЧМ сигнала. Вдоль горизонтали глубина моря в м.

лены кроме шума еще два сигнала, которые назовем $S1$ и $S2$. Текущие спектры этих сигналов, выделенных отдельно, показаны на рис. П1 приложения. Результат фокусировки всех выделенных сигналов и шума показан на рис. 8. Из рисунка видно, что шум, хотя и фокусируется, но фокусируется гораздо слабее, чем основной сигнал. Сигнал $S1$, выделенный отдельно, фокусируется точно так же, как и основной сигнал. Это говорит о том, что этот сигнал исходит из той же точки, что и основной сигнал. Спектр этого сигнала является второй гармоникой основного сигнала. По-видимому, интенсивное излучение основного сигнала в это время благодаря резонансу излучателя генерирует вторую гармонику, которая излучается тем же излучателем с той же частотной характеристикой среды. Этот пример показывает возможность использования фокусировки сигнала для определения положения источника излучения сигнала относительно положения обращенного сигнала. Сигнал $S2$ почти не фокусируется. Это означает, что этот сигнал излучается не из точки расположения основного излучателя, а из иного места. Этот пример показывает возможность определения точки излучения сигнала относительно той точки, в которой был излучен известный тестовый сигнал.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подведем некоторый итог проведенного исследования. Казалось бы, что для вычисления обращенного поля без участия среды необходимо иметь достаточно много всевозможных сведений о среде, так как среда сложная. Особенно это от-

носится к случаю распространения сигнала в мелком море на 12 км. Казалось бы, необходимо сделать много замеров состояния среды, а затем учесть эти сведения по сложной математической программе. Оказывается, что ничего этого не нужно! Не нужно никаких сведений о среде! Надо всего только знать форму посланного в среду сигнала. Эта информация даст полную возможность получить истинную комплексную ЧХ среды, учитывая все особенности распространения сигнала, включая как дисперсию, так и всевозможные задержки. С помощью полученной нами МЧХ для идеального волновода удается сфокусировать сигнал, устранив из него изменения, внесенные распространением в среде. В некоторых случаях не требуется иметь вообще никаких априорных сведений. Это получается при излучении таких сигналов, которые обычно применяются для исследования ЧХ различных устройств и сред. Такими сигналами, в частности, являются короткий одиночный импульс и линейно-частотно-модулированный сигнал, который был применен в наших исследованиях. В наших исследованиях излучаемый сигнал не был априорно известен, так как частота излучения жестко не задавалась, а формировалась автоматически.

Имея форму излученного сигнала, можно, получив ЧХ среды, исследовать ее и изучить некоторые особенности распространения сигнала, которые нельзя получить другим столь же простым и надежным способом.

Обращение волны в мелком море благодаря компенсации фазовых искажений, вносимых средой, повышает помехоустойчивость выделяемого сигнала. Кроме того, метод открывает дополнительные возможности для исследования особенностей распространения волн на исследуемой трассе. Например, на рис. 3 виден изгиб линии мод в зависимости от текущей частоты сигнала. Этот изгиб мод может быть истолкован как изменение параметров дна на данной трассе в зависимости от частоты сигнала. Заметим, что классическое обращение ВОВ с излучением сигналов А1 в среду нельзя использовать для дополнительной помехоустойчивости и нет возможности получить в единичном опыте хоть какую-нибудь дополнительную информацию о среде (все компенсируется и только). Название "модовое обращение волн" подчеркивает применимость метода только к волноводам, в отличие от общего метода ВОВ, применимого к любым средам.

Рассмотренный и предложенный метод позволяет также исследовать стабильность среды. В этом пункте МОВ почти не отличается от классического ВОВ, превосходя его в возможности ис-

следования сред с любыми течениями, чего не может делать классический ВОВ. Для исследования стабильности среды следует сигнал, принятый А1 в некоторый момент времени, обрабатывать с помощью сигналов, принятых этой антенной в другое время и наблюдать отличия в обращенных сигналах от времени. Среда стабильна в том случае, когда существенных отличий в обращенных сигналах нет.

Авторы весьма признательны рецензенту журнала за вдумчивую рецензию, содержащую замечания и рекомендации, учет которых позволил существенно улучшить статью.

Работа поддержана грантами РФФИ (№ 08-02-00818, № 07-02-01205).

ПРИЛОЖЕНИЕ

ВЫДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ДИНАМИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ

Существенным показателем помехоустойчивости работы антенны при различных способах обработки сигналов является отношение сигналов к шуму. Для того чтобы определить это отношение на основе временной реализации, в которой как сигнал, так и шум присутствуют одновременно, надо выделить сигнал и шум по отдельности, а затем взять их отношение. Особенность используемого нами сигнала ЛЧМ состоит в том, что этот сигнал в каждый достаточно малый отрезок времени имеет узкий спектр, в то время как шум имеет широкий спектр в любом отрезке времени. Этой особенностью ЛЧМ сигнала мы воспользовались для того, чтобы отделить шум от сигнала в их общей временной реализации.

Для этой цели исходные сигналы были представлены в виде скользящих спектров. Для этого интервал времени, занимаемый сигналом (около 5 с) был поделен на 30 частей T (по 128 интервалов временного квантования в каждой части) и произведен спектральный анализ в каждом временном отрезке T сигнала.

$$F(nT, \omega) = \int_{nT}^{(n+1)T} f(t) \exp(i\omega t) dt, \quad (\text{П1})$$

где n – номер интервала времени T ; T – интервал времени, в нашем случае составляющий 1/30 долю длины реализации, в которой одновременно присутствуют и сигнал и шум. Так получен рис. 6, на котором вдоль горизонтали показано время nT , а вдоль вертикали частота ω до половины частоты квантования сигнала.

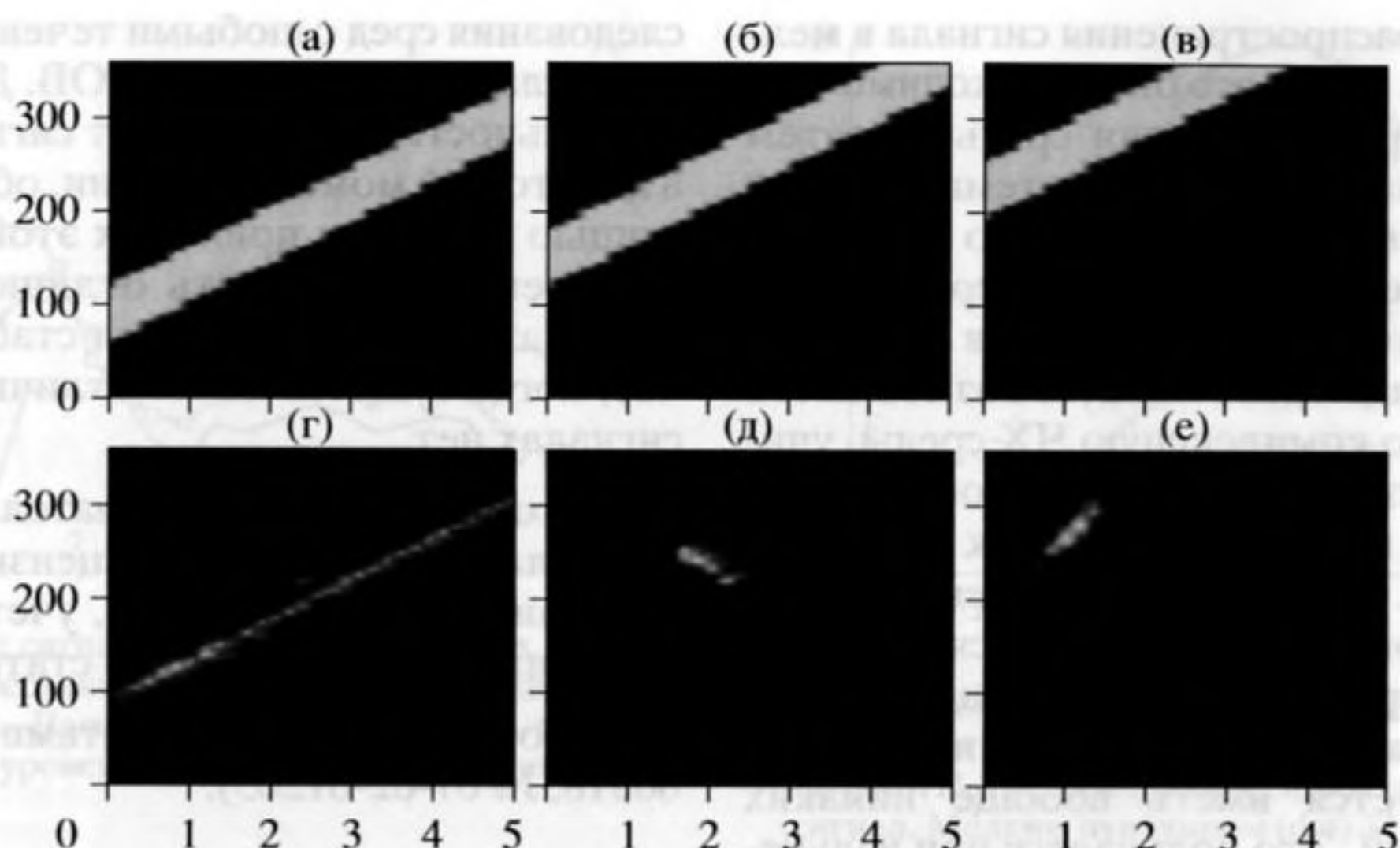


Рис. 9. Фильтры ФФ и выделенные ими сигналы. Фильтр сигнала ЛЧМ и выделенный им сигнал (а, г). Фильтр сигнала S2 и сам сигнал (б, д). Фильтр сигнала S1 и сам сигнал (в, е). Вдоль горизонтали время nT в с. Вдоль вертикали частота в Гц.

Чтобы фильтровать такой сигнал, строится фильтрующая функция (ФФ) в виде зависимости от тех же координат $Q(nT, \omega)$. Для формирования ФФ может быть использован текущий спектр. В этом случае ФФ формируется так, что принимает значения 1 при достижении $F(nt, \omega)$ значений выше определенного порога и значение 0 при обратном условии. С помощью такой ФФ получается преобразованный текущий спектр в виде

$$FP(nT, \omega) = F(nt, \omega)Q(nt, \omega). \quad (\text{П2})$$

Таким путем из текущего спектра, показанного на рис. 6 слева, был получен текущий спектр шума, показанный на том же рис. справа. Операции (П1) и (П2) обратимы, так как обратимо преобразование Фурье. Для получения временной реализации сигнала, профильтрованного ФФ, достаточно выполнить следующее преобразование:

$$fp(t) = \sum_n \int_{-0.5\Omega}^{0.5\Omega} FP(nT, \omega) \exp(-i\omega t) \frac{d\omega}{2\pi}, \quad (\text{П3})$$

где Ω – частота квантования сигнала. Здесь каждое отдельное слагаемое представляет собой сигнал, начинающийся в момент $t = nT$ и заканчивающийся в момент $t = (n + 1)T$. Сумма по n означает в (П3) соединение всех этих интервалов, каждый из которых имеет длину T в один общий интервал длиной во всю реализацию процесса.

Функция ФФ может быть сформирована иначе по определенному закону. В этом случае из текущего спектра можно выделять (или устранять) сигналы, занимающие определенное положение на текущем спектре в координатах nT, ω .

Примеры таких функций ФФ и выделенные ими сигналы – основной ЛЧМ сигнал и сигналы S1 и S2 – показаны на рис. 9.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Fink M., Cassereau D., Derode A., Prada C., Roux P., Tanter M., Thomas J.-L. and François Wu. Time-reversed acoustics // Rep. Prog. Phys. 2000. V. 63. P. 1933–1995.
2. Зверев В.А. Принцип акустического обращения волн и голография // Акуст. журн. 2004. Т. 50. № 6. С. 685–693.
3. Hodgkiss W.S., Song H.C., Kuperman W.A., Akal T., Ferla C., and Jackso V. A long range and variable focus phase conjugation experiment in shallow water // J. Acoust. Soc. Amer. 1999. V. 105. P. 1597–1604.
4. Kim S., Kuperman W.A., Hodgkiss W.S., Song H.C., Edelmann G., and Akal T. Echo-to-Reverberation enhancement using a time reversal mirror // J. Acoust. Soc. Amer. 2004. V. 115. P. 1525–1531.
5. Song H.C., Kim S., Hodgkiss W.S., and Kuperman W.A. Environmentally adaptive reverberation nulling using a time reversal mirror // J. Acoust. Soc. Amer. 2004. V. 116. P. 762–768.
6. Song H.C., Hodgkiss W.S., Kuperman W.A., Roux P., Akal T., and Stevenson W.S. Experimental demonstration of adaptive reverberation nulling using time reversal // J. Acoust. Soc. Amer. 2005. V. 118. P. 1381–1387.
7. Prada C., Julien de Rosny, Clorennec D., Minonzio J.-G., Aubry A., Fink M., Berniere L., Billand P., Hibrat S., Folegot T. Experimental detection and focusing in shallow water by decomposition of the time reversal operator // J. Acoust. Soc. Amer. 2007. V. 122 (2). P. 761–768.
8. Sabra K.G., Roux P., Song H.-C., Hodgkiss W.S., Kuperman W.A., Akal T., and Stevenson J.M. Experimental demonstration of iterative time-reversed reverberation

