

## АДАПТИВНЫЙ ПРИЕМ СОСТАВНЫХ ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ РАЗЛИЧНЫХ ПОМЕХ

© 2017 г. И. В. Бобровский<sup>а, \*</sup>, М. С. Рыбина<sup>а</sup>, В. Д. Мелентьев<sup>б, \*\*</sup>, В. П. Яготинец<sup>б</sup>

<sup>а</sup>АО “НИИ гидросвязи “Штиль”  
400087 Волгоград, ул. Ангарская 17а

<sup>б</sup>Научно-исследовательский центр радиоэлектронного вооружения Военно-морского флота  
196604 Пушкин, Санкт-Петербург, ул. Красной звезды 31

\*e-mail: [lnbobr@inbox.ru](mailto:lnbobr@inbox.ru)

\*\*e-mail: [MelenVD@mail.ru](mailto:MelenVD@mail.ru)

Поступила в редакцию 31.05.2016 г.

Представлены результаты экспериментальных исследований многоканальной системы гидроакустической связи, обеспечивающей повышение скорости передачи цифровой информации с использованием составных частотных сигналов в условиях глубокого моря при многолучевом распространении сигналов. Приведены количественные оценки качества приема информации при воздействии помех различного вида.

*Ключевые слова:* гидроакустический канал, многолучевое распространение сигналов, скорость передачи информации, составной частотный сигнал, импульсный отклик.

DOI: 10.7868/S0320791917030054

### ВВЕДЕНИЕ

Передача акустических сигналов по гидроакустическому каналу сопровождается их искажениями при распространении. Эти искажения обусловлены рядом факторов, к которым в первую очередь следует отнести свойство многолучевости гидроакустического канала. Многолучевость вызывает интерференцию сигналов в точке приема, что приводит к их частотно-селективным замираниям и препятствует повышению достоверности и скорости передачи информации [1]. В таких условиях для обеспечения требуемой помехоустойчивости при приеме информации в средствах гидроакустической связи используют ансамбли многопозиционных сложных шумоподобных сигналов (ШПС) с большим по сравнению с единицей значением произведения длительности посылки сигнала на ширину полосы занимаемых частот (база сигнала) и адаптивные методы их обработки, основанные на учете параметров импульсного отклика среды распространения акустических возмущений. Для этого каждая посылка передаваемого сигнала содержит две ортогональные компоненты: измерительную (синхросигнал) и информационную (информационный сигнал). Сигналы обеих компонент формируются одновременно в общей рабочей полосе частот, имеют одинаковые длительности и обладают одинако-

выми базами. На приемной стороне линии связи по результатам корреляционной обработки синхросигнала оцениваются параметры импульсного отклика среды распространения, которые затем используются для реализации согласованного приема многолучевого сигнала информационной компоненты с некогерентным сложением лучевых составляющих [2] либо с их когерентным сложением [3–5]. Такие системы гидроакустической связи в различных условиях распространения акустических колебаний обеспечивают высокую помехоустойчивость при приеме информации.

В работах [2–4] использованы составные частотные сигналы (СЧС) с одинаковыми значениями базы  $B = 1023$  измерительной и информационной компонент. База информационной компоненты сигнала определяет удельную скорость передачи информации, т.е. скорость, приходящуюся на единичную полосу частот [6], и в данном случае составляет  $R_f = (\lg_2 B)/B \approx 0.01$  (бит/с)/Гц. Тогда в рабочей полосе частот 256 Гц системы связи, представленные в работах [2–4], обеспечивают скорости передачи информации около 2.5 бит/с.

В ряде практических случаев необходимо осуществлять передачу информации с более высокими скоростями. Повышение скорости передачи можно обеспечить путем распределения передаваемой цифровой информации на ряд потоков с

последующей одновременной (параллельной) их передачей по индивидуальным информационным каналам [7]. В такой системе связи при прочих равных условиях ансамбль используемых ШПС по сравнению с системами [2–5] будет меньшего объема, а сигналы этого ансамбля будут обладать меньшей базой.

Следует отметить, что в процессе передачи информации по гидроакустическому каналу работа приемника происходит в условиях воздействия аддитивных помех различного вида. Одним из видов таких помех являются сосредоточенные по спектру (узкополосные) помехи, которые нередко возникают, например, при проведении подводно-технических работ. Частным случаем такой помехи является гармоническое колебание с частотой, находящейся в пределах рабочей полосы частот. Отклик на такую помеху на выходе канала обработки может иметь сложный характер, но ее влияние без применения каких-либо дополнительных методов защиты будет увеличиваться при уменьшении базы используемых ШПС [8]. В связи с этим в условиях воздействия узкополосных помех помехоустойчивость многоканальной аппаратуры связи при увеличении числа индивидуальных информационных каналов передачи будет снижаться.

Целью настоящей работы является разработка метода многоканальной передачи информации, основанного на использовании составных частотных сигналов и обеспечивающего в условиях многолучевости и воздействия узкополосных помех повышенную по сравнению с существующими методами удельную скорость передачи. Представлены результаты экспериментальных исследований по передаче цифровой информации со скоростью около 328 бит/с в рабочей полосе частот, выполненных в условиях глубокого моря при воздействии помех различного вида. Приведен алгоритм обработки СЧС, обеспечивающий защиту от воздействия узкополосных помех. Выполнен анализ эффективности разработанного метода защиты путем сравнения результатов, полученных многоканальной системой гидроакустической связи с реализованным методом защиты и без его реализации.

### АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

В экспериментах использовались составные частотные сигналы, очередную посылку которых на интервале времени  $t = [0, T]$  аналитически можно представить [3] в виде

$$z(t) = A \sum_{k=0}^{N-1} \cos \left[ 2\pi \left( f_n + \frac{k}{T} \right) t + \varphi(k) \right],$$

где  $A$  – амплитудный множитель,  $N$  – количество гармонических составляющих СЧС,  $f_n$  – частота

нижней гармонической составляющей СЧС,  $T$  – длительность СЧС. Гармонические составляющие передаваемого сигнала заключены в рабочей полосе частот  $\Delta F = N/T$ , в пределах которой сосредоточена основная часть его спектра, а их начальные фазы  $\varphi(k)$  определяются требуемым законом их кодирования:

$$\sqrt{2} \exp[j\varphi(k)] = a_{cc}(k) + ja_{ic}(k).$$

Здесь  $j = \sqrt{-1}$ ,  $a_{cc}(k)$  – псевдослучайная последовательность (ПСП) синхросигнала длины  $N$ , используемая для синхронизации приемника и оценки параметров среды распространения,  $a_{ic}(k)$  – информационная последовательность, используемая для передачи информации, которая представляет собой набор  $G$  отдельных информационных ПСП  $a_{ic,g}(k_1)$ ,  $k_1 = \overline{1, N_1}$ ,  $g = \overline{1, G}$ :

$$a_{ic}(k) = [a_{ic,1}(k_1), \dots, a_{ic,g}(k_1), \dots, a_{ic,G}(k_1)].$$

Каждая отдельная информационная ПСП содержит по  $N_1$  элементов и является  $p_g$ -м циклическим сдвигом в ансамбле  $M_1(k_1)$  этих ПСП, который определяет передаваемую цифровую информацию в  $g$ -м индивидуальном информационном канале передачи. В качестве ПСП синхросигнала и отдельных информационных ПСП используются последовательности максимальной длины ( $M$ -последовательности) с элементами  $\pm 1$ , которые формируют спектр комплексной огибающей  $S_{прд}(k)$  передаваемого сигнала в дискретных точках  $k/T$  [9]:

$$S_{прд}(k) = a_{cc}(k) + ja_{ic}(k)a_{cc}(k), k = 0, \dots, N-1. \quad (1)$$

Поскольку количество циклических сдвигов  $M$ -последовательности соответствует количеству ее элементов, то ансамбль информационных сигналов в  $g$ -м индивидуальном информационном канале передачи будет содержать  $N_1$  составных частотных сигналов, а скорость передачи информации в такой многоканальной системе гидроакустической связи составит

$$R = G \frac{\lg_2 N_1}{T}. \quad (2)$$

### АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Принимаемый сигнал после предварительного усиления и полосовой фильтрации подвергается аналогово-цифровому преобразованию на частоте дискретизации  $f_s > 4f_c$ , где  $f_c$  – частота средней гармонической составляющей в передаваемом сигнале. Затем получаемые цифровые отсчеты этого сигнала  $s(i/f_s)$  передискретизируются под требуемые ожидаемые значения доплеровских параметров. В результате формируются  $(N_d + 1)$  сигналов  $s_q(i/f_s)$ , масштабы времени которых изменены соответственно в  $\eta_q = (1 + \Delta V_q/C)$  раз, где  $\Delta V_q$  – со-

ставляющая относительной скорости, на которую настроен  $q$ -й доплеровский канал,  $q = -N_D/2, N_D/2$ ,  $C$  – скорость звука,  $(N_D + 1)$  – количество доплеровских каналов обработки,  $N_D = 4 \text{ round}(\Delta V_{\max} f_c T / C)$ . Здесь  $\Delta V_{\max}$  – ожидаемая максимальная по модулю радиальная составляющая относительной скорости перемещения корреспондентов, “round” означает округление до ближайшего целого числа.

На первом этапе обработки оценивается коэффициент доплеровского изменения масштаба времени принимаемого сигнала. Для этого в  $(N_D + 1)$  доплеровских каналах обработки вычисляются огибающие взаимно-корреляционных функций (ВКФ) между измерительной компонентой принимаемого сигнала и опорным синхросигналом, определяемым последовательностью  $a_{cc}(k)$ . Среди полученных корреляционных огибающих, содержащих по  $N$  отсчетов, выбирается доплеровский канал с максимальным уровнем огибающей, номер  $Q$  которого отождествляется с величиной коэффициента доплеровского изменения масштаба времени принимаемого сигнала.

На втором этапе обработки оцениваются параметры среды распространения в полосах частот каждого информационного канала передачи: количество лучевых составляющих в принимаемом сигнале, их временные задержки и уровни. Для этого в выбранном доплеровском канале обработки  $Q$  выделяется спектр комплексной огибающей  $Z_Q$  принимаемого сигнала и вычисляются временные отсчеты взаимно-корреляционных функций  $y_g(n)$ ,  $g = \overline{1, G}$  между измерительной компонентой принимаемого сигнала и опорным синхросигналом в полосах частот индивидуальных информационных каналов передачи:

$$y_g(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z_Q(k) \tilde{a}_{cc,g}(k) \exp(j2\pi nk / N).$$

Здесь  $\tilde{a}_{cc,g}(k)$  – ПСП синхросигнала, элементы которой, за исключением элементов, размещенных на позициях  $g$ -го индивидуального информационного канала передачи в спектре передаваемого сигнала, обнулены. Затем во всех индивидуальных информационных каналах передачи в огибающих этих функций  $|y_g(n)|$  по всем значениям  $n$  отыскиваются и сортируются по уровню свои  $L_g$  максимумов, которые определяют оценки уровней  $\hat{A}_{l,g}$  и временных задержек  $\hat{n}_{l,g}$  сигналов, приходящих в этих каналах по отдельным лучам на интервале времени приема очередной посылки передаваемого сигнала.

На третьем этапе обработки осуществляется демодуляция информационной компоненты принимаемого сигнала с использованием полученных

оценок импульсного отклика среды распространения сигналов.

Для приема информации в сложных помехосигнальных ситуациях применен метод защиты от воздействия узкополосных помех, основанный на отыскании и подавлении спектральных компонент в принимаемом сигнале, пораженных этой помехой. В связи с этим приемник без реализации данного метода условно обозначим как приемник ПР1, а приемник, реализующий данный метод защиты, обозначим как приемник ПР2.

В приемниках ПР1 и ПР2 при обработке сигнала, принимаемому по  $l$ -му отдельному лучу в  $g$ -м информационном канале передачи, выделяются  $NFFT = f_s T$  передискретизированных отсчетов сигнала  $u_{l,g}(n) = s_Q(n - \hat{n}_{l,g})$ , рассчитывается его спектр

$$Z_{l,g}(k) = \sum_{n=0}^{NFFT-1} u_{l,g}(n) \exp(-j2\pi nk / NFFT) \quad (3)$$

и формируется спектр комплексной огибающей  $\bar{Z}_{l,g}(k)$  принимаемого сигнала. Формирование такого спектра осуществляется путем выделения из спектра (3)  $N$  отсчетов, расположенных на позициях спектральных коэффициентов передаваемого сигнала в выражении (1). Оценкой фазы этого сигнала служит величина

$$\Theta_{l,g} = \arctg(\text{coef.}i_{l,g} / \text{coef.}r_{l,g}). \quad (4)$$

Для приемника ПР1

$$\begin{aligned} \text{coef.}r_{l,g} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[\bar{Z}_{l,g}(k)] \tilde{a}_{cc,g}(k), \\ \text{coef.}i_{l,g} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}[\bar{Z}_{l,g}(k)] \tilde{a}_{cc,g}(k). \end{aligned}$$

Здесь  $\text{Re}[*]$  и  $\text{Im}[*]$  обозначают соответственно реальную и мнимую части числа.

В приемнике ПР2 перед выполнением операции (4) вычисляется последовательность квадратов модулей спектра комплексной огибающей принимаемого сигнала  $F(k) = |\bar{Z}_{l,g}(k)|^2$ . Эта последовательность отсчетов является стационарным процессом в широком смысле, распределенным по экспоненциальному закону с дисперсией  $\sigma_F^2$  [10]. Тогда, если произвести нормировку значений этого процесса на величину его среднеквадратического отклонения  $\sigma_F$ , то полученный процесс  $\bar{F}(k)$  будет иметь дисперсию  $\sigma_{\bar{F}}^2 = 1$  во всем динамическом диапазоне изменения принимаемого сигнала, а вероятность превышения



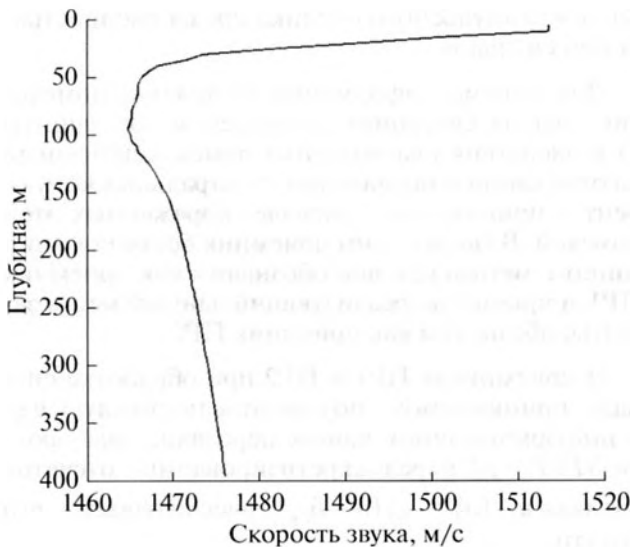


Рис. 1. Профиль скорости звука в месте проведения экспериментов.

этим процессом некоторого порогового уровня  $TRF$  составит

$$P[\bar{F}(k) \geq TRF] = \exp(-TRF). \quad (5)$$

В сформированной таким образом последовательности  $\bar{F}(k)$  отыскивается отсчет с максимальным уровнем  $\bar{F}_{\max}$ , который затем сравнивается с величиной установленного порога  $TRF$ . В случае превышения этим отсчетом установленного порога в последовательности  $\bar{F}(k)$  определяется и фиксируется номер позиции  $k_{\max}$  этого отсчета. При этом принятие решения о воздействии узкополосной помехи на входе приемника осуществляется с вероятностью ее ложной идентификации, определяемой выражением (5). Затем из исходной последовательности спектра комплексной огибающей принимаемого сигнала  $\bar{Z}_{l,g}(k)$  формируется последовательность  $\bar{Z}'_{l,g}(k)$ , где отсчеты, номера которых заключены в пределах  $k = k_{\max} \pm \Delta k$ , обнуляются, чем достигается подавление пораженных узкополосной помехой спектральных компонент в принимаемом сигнале. При этом величина частотного интервала  $\Delta k$  определяется уровнем узкополосной помехи. С использованием полученной последовательности  $\bar{Z}'_{l,g}(k)$  в соответствии с (4) оценивается фаза этого сигнала, при вычислении которой в приемнике ПР2  $\text{coef} r_{l,g} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[\bar{Z}'_{l,g}(k)] \bar{a}_{cc,g}(k)$  и  $\text{coef} i_{l,g} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}[\bar{Z}'_{l,g}(k)] \bar{a}_{cc,g}(k)$ .

Для демодуляции сигнала, принимаемого по каждому лучу, в приемнике ПР1 вычисляется по-

следовательность  $U_{l,g}(k) = \text{Re}[\hat{A}_{l,g} \bar{Z}_{l,g}(k) \times \bar{a}_{cc,g}(k) \exp(-j\Theta_{l,g})]$ , а в приемнике ПР2 – последовательность  $U_{l,g}(k) = \text{Re}[\hat{A}_{l,g} \bar{Z}'_{l,g}(k) \times \bar{a}_{cc,g}(k) \exp(-j\Theta_{l,g})]$ . В этих последовательностях выделяются отрезки  $\tilde{U}_{l,g}(k_1)$ , содержащие по  $N_1$  отсчетов, позиции которых соответствуют позициям элементов  $g$ -го индивидуального информационного канала передачи в спектре передаваемого сигнала. Затем в приемниках ПР1 и ПР2 с помощью многоканального коррелятора в индивидуальных информационных каналах передачи вычисляется взаимная корреляция между последовательностью  $\tilde{U}_{l,g}(k_1)$  и всеми  $N_1$  последовательностями из ансамбля  $M_1(k_1)$  информационных ПСП. Выходные эффекты каждого многоканального коррелятора после обработки сигнала, приходящего по очередному отдельному лучу, поэлементно накапливаются. После обработки всех таких сигналов в накопленных массивах отыскиваются максимальные компоненты, позиции которых в соответствующих индивидуальных информационных каналах передачи определяют принятую цифровую информацию.

## РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Эксперименты проводились в акватории Черного моря в июле 2015 г. Глубина места в районе проведения экспериментов составляла около 500 м. Состояние поверхности моря характеризовалось волнением до 3 баллов при скорости ветра до 8 м/с. Ненаправленная излучающая антенна и приемный измерительный гидрофон фирмы “Briel & Kjaer” были опущены с кормы обеспечивающих судов, дрейфующих со скоростью не более 0.6 узла, и располагались на глубинах  $H_{\text{прд}} = 50$  м и  $H_{\text{прм}} = 37$  м соответственно.

На рис. 1 приведен график вертикального распределения скорости звука в месте проведения экспериментов. Как следует из представленного рисунка, от поверхности до глубины 50 м наблюдался слой с большим отрицательным градиентом скорости звука, а ось подводного звукового канала располагалась на глубине порядка 100 м. Следует отметить, что количественные характеристики вертикального распределения скорости звука оставались практически неизменными на протяжении всех экспериментов.

Результаты расчета лучевой картины для условий проведения экспериментов, представленных на рис. 2, дают представление об условиях распространения сигналов. В частности, из этого рисунка следует, что на удалении более 1 км от точки излучения водные лучи наблюдались только на глубинах более 35 м. Сеансы связи выполня-

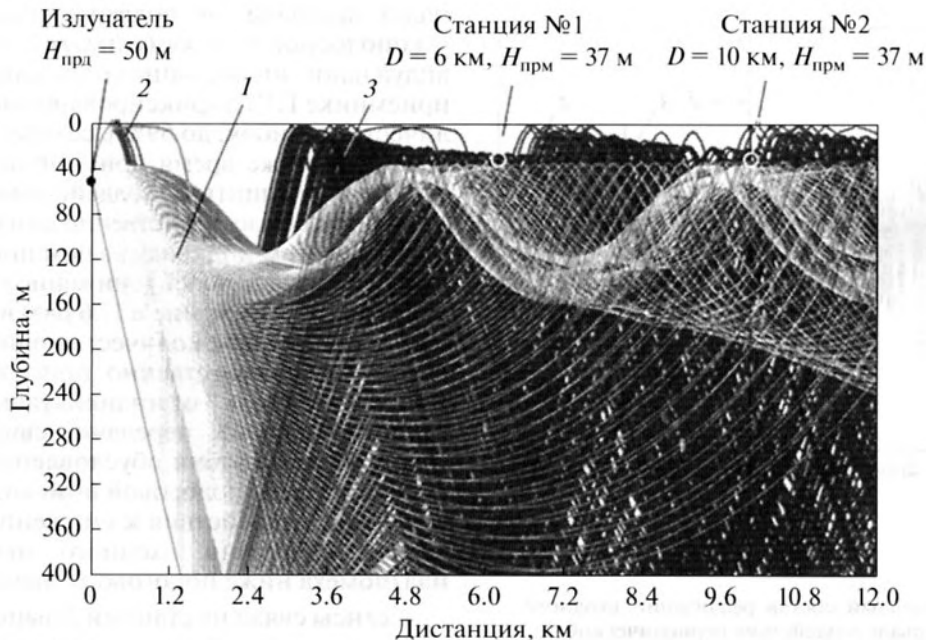


Рис. 2. Лучевая картина для условий проведения эксперимента. 1 – водные лучи; 2 – лучи, отраженные от поверхности; 3 – лучи, отраженные от дна.

лись на дистанциях  $D = 6$  км (станция 1) и  $10$  км (станция 2).

В каждом сеансе связи передача информации осуществлялась по восьми индивидуальным информационным каналам передачи. При этом ПСП синхросигнала содержала 1023 элемента, а информационного сигнала – 127 элементов, обеспечивая тем самым удельную скорость передачи информации порядка  $R_f \approx 0.055$  (бит/с)/Гц. Формирование сигналов осуществлялось в диапазоне частот  $4.875\text{--}10.875$  кГц. При длительности посылки сигнала приблизительно  $T_c \approx 171$  мс скорость передачи информации в соответствии с (2) составляла около 328 бит/с. В каждом сеансе связи передавалось по 8096 знаков цифро-буквенного текста, что соответствует 1012 посылкам передаваемого сигнала. С учетом служебных сигналов длительность сеансов связи не превышала трех минут.

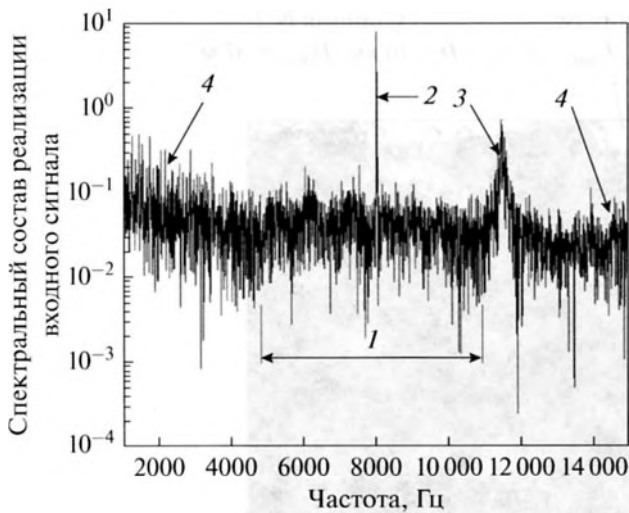
На передаче предварительно сформированные сигналы с выхода аудиокарты персонального компьютера подавались на усилитель мощности и затем на излучающую антенну. Принимаемые приемным гидрофоном сигналы усиливались измерительным усилителем той же фирмы, записывались на цифровой магнитофон, а затем полученные записи в лабораторных условиях обрабатывались в соответствии с описанными выше алгоритмами обработки.

На станции 1 были выполнены два сеанса связи. Проведенный спектральный анализ входной реализации сигнала показал, что в точке приема,

кроме аддитивной шумовой помехи морской среды, наблюдалась непрерывная во времени узкополосная помеха на средней частоте около 8000 Гц, которая попадает в полосу частот 5-го индивидуального информационного канала передачи. Воздействовала также периодическая полосовая помеха с периодом повторения примерно 5 с и неизвестным законом формирования, спектральный состав которой попадает в верхнюю часть рабочей полосы частот системы связи. На рис. 3 представлена экспериментально полученная оценка спектра реализации входного сигнала на интервале воздействия периодической полосовой помехи. Спектральный состав реализации входного сигнала на интервале воздействия периодической полосовой помехи: 1 – спектр в полосе частот сигнала; 2 – спектр узкополосной помехи; 3 – спектр периодической полосовой помехи; 4 – спектр шумов моря.

В сеансах связи 1, 2 входное отношение сигнал/помеха в рабочей полосе частот оценивается величиной порядка 0 дБ, а входное отношение сигнал/(узкополосная помеха) в полосе частот 5-го индивидуального информационного канала передачи составляет примерно  $-22$  дБ.

Экспериментальные оценки огибающих импульсных откликов среды распространения сигналов, наблюдавшихся в сеансе связи 1 и полученных при взаимно-корреляционной обработке сигнала измерительной компоненты в рабочей полосе частот, представлены на рис. 4 с шагом  $5T_c \approx 0.85$  с.



**Рис. 3.** Спектральный состав реализации входного сигнала на интервале воздействия периодической полосовой помехи: 1 – спектр в полосе частот сигнала; 2 – спектр узкополосной помехи; 3 – спектр периодической полосовой помехи; 4 – спектр шумов моря. Станция № 1.

Анализ рис. 4 показывает, что прием сигналов осуществлялся в условиях многолучевости, состоящей из группы лучей, сосредоточенных на временной оси в интервале 2–3 мс. В этой группе лучей доминирует один энергоемкий (основной) луч, которому предшествуют три опережающих луча, по уровню более чем в четыре раза ниже основного луча. Наблюдаются также слабые по уровню запаздывающие сигналы, не дающие стабильных пиков в оценке импульсного отклика среды распространения.

Результаты демодуляции сигналов, полученные в индивидуальных информационных каналах передачи приемниками ПР1 и ПР2 на станции 1, представлены в табл. 1.

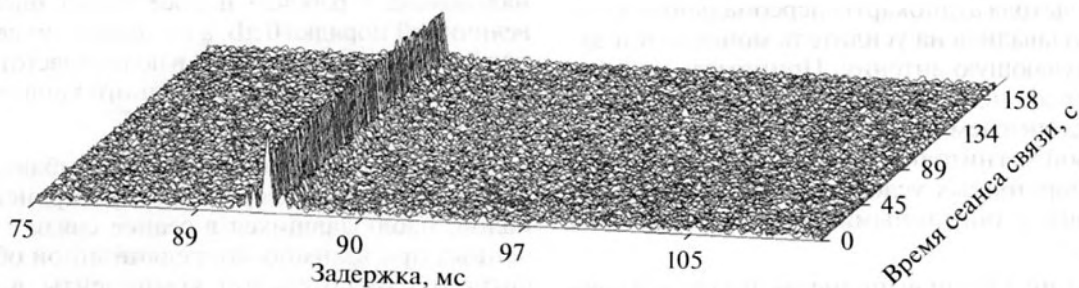
Из табл. 1 следует, что в сеансах связи 1 и 2 приемники ПР1 и ПР2 обеспечили безошибочный прием информации в информационных ка-

налах передачи, не подверженных воздействию узкополосной помехи (каналы 1–4). В 5-м индивидуальном информационном канале передачи в приемнике ПР1 зафиксировано значительное количество ошибок: до 69% в сеансе 1 и до 75% в сеансе 2. В то же время применение в приемнике ПР2 метода защиты от воздействия узкополосных помех позволило существенно снизить количество ошибок в этом индивидуальном информационном канале передачи: до 9% (снижение в 7.6 раз) в сеансе 1 и до 6% (снижение в 11.6 раз) в сеансе 2. Примерно одинаковое количество ошибок, зафиксированных соответственно приемниками ПР1 и ПР2 в 6-м, 7-м и 8-м индивидуальных информационных каналах передачи, свидетельствует о том, что эти ошибки обусловлены воздействием периодической полосовой помехи, приводящей в момент ее воздействия к снижению в указанных каналах передачи входного отношения сигнал/помеха ниже порогового значения.

Сеансы связи на станции 2 выполнялись после перехода судна, обеспечивающего прием и регистрацию сигналов, в заданную точку, удаленную от точки излучения на расстояние 10 км.

На станции 2 было выполнено 9 сеансов связи. В результате изменения взаимного расположения обеспечивающих судов количественно, но не качественно, изменилась помехо-сигнальная ситуация в точке приема: входное отношение сигнал/помеха в рабочей полосе частот возросло примерно до 4 дБ, а входное отношение сигнал/(узкополосная помеха) в полосе частот 5-го индивидуального информационного канала передачи составляло около –11 дБ. Экспериментальные оценки огибающих импульсных откликов среды распространения сигналов, наблюдавшихся в сеансе связи 6 и полученных при взаимно-корреляционной обработке сигнала измерительной компоненты в рабочей полосе частот, представлены на рис. 5 с шагом  $5T_c \approx 0.85$  с.

Как следует из рис. 5, прием сигналов осуществлялся в условиях развитой многолучевости. Хорошо выделяются три группы лучей со временем затягивания около 15 мс. Просматриваются медленные (по сравнению с длительностью по-



**Рис. 4.** Огибающие импульсных откликов среды распространения сигналов, наблюдавшихся во время сеанса связи 1.



**Таблица 1.** Количество ошибок в сеансах связи на станции 1

Сеанс связи	Количество ошибок в индивидуальных информационных каналах передачи (ПР1/ПР2)							
	1 канал	2 канал	3 канал	4 канал	5 канал	6 канал	7 канал	8 канал
1	0/0	0/0	0/0	0/0	699/93	28/27	79/75	159/159
2	0/0	0/0	0/0	0/0	760/65	41/44	1/0	3/3

**Таблица 2.** Количество ошибок в сеансах связи на станции 2

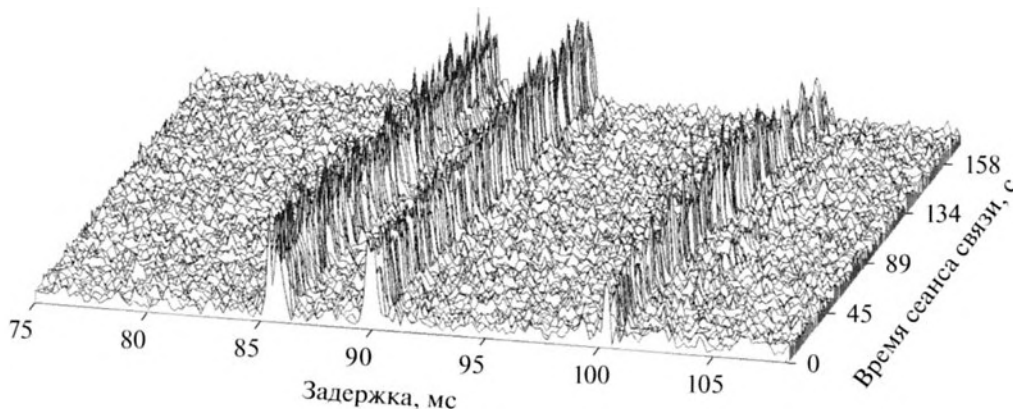
Сеанс связи	Количество ошибок в индивидуальных информационных каналах передачи (ПР1/ПР2)							
	1 канал	2 канал	3 канал	4 канал	5 канал	6 канал	7 канал	8 канал
3	0/0	0/0	0/0	0/0	35/0	0/0	0/0	0/0
4	0/0	0/0	0/0	0/0	116/0	0/0	0/0	0/0
5	0/0	0/0	0/0	0/0	115/1	0/0	0/0	0/0
6	0/0	0/0	0/0	0/0	158/0	0/0	0/0	4/4
7	0/0	0/0	0/0	0/0	219/4	0/0	0/0	11/11
8	0/0	0/0	0/0	0/0	119/1	0/0	0/0	0/0
9	0/0	0/0	0/0	0/0	69/0	0/0	0/0	0/0
10	0/0	0/0	0/0	0/0	172/7	0/0	0/0	0/0
11	0/0	0/0	0/0	0/0	236/5	0/0	0/0	0/0

сылки) флуктуации задержек и амплитуд сигнала, вызванные медленной изменчивостью во времени параметров среды распространения сигнала.

Результаты демодуляции сигналов, полученные в индивидуальных информационных каналах передачи приемниками ПР1 и ПР2 на станции 2, представлены в табл. 2.

Из табл. 2 следует, что в сеансах связи 3–11 прием информации в информационных каналах передачи, не подверженных воздействию узкополосной помехи (каналы 1–4), приемниками ПР1 и ПР2 осуществлен без ошибок. Применение ре-

ализованного в приемнике ПР2 метода защиты от воздействия узкополосных помех в сеансах связи 3, 4, 6, 9 позволило в 5-м информационном канале передачи полностью устранить ошибки, вызванные воздействием этой помехи, а в сеансах связи 5, 7, 8, 10, 11 свести их к одиночным ошибкам. При этом общее повышение входного отношения сигнал/помеха до 4 дБ обеспечило в условиях воздействия периодической полосовой помехи безошибочный прием информации в каналах передачи 6–8 за исключением сеансов

**Рис. 5.** Огибающие импульсных откликов среды распространения сигналов, наблюдавшихся во время сеанса связи 6.

связи 6 и 7, в которых были зафиксированы оди-  
ночные ошибки.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлены результаты экспери-  
ментальных исследований многоканальной си-  
стемы гидроакустической связи, обеспечиваю-  
щей передачу цифровой информации со скоро-  
стью передачи около 328 бит/с. Эксперименты  
проводились в акватории глубокого Черного мо-  
ря в летний период времени. При проведении  
экспериментов прием сигналов осуществлялся в  
условиях многолучевого распространения сиг-  
налов, а также при воздействии узкополосной по-  
мехи и периодической полосовой помехи.

Результаты экспериментальных исследований  
в условиях глубокого моря при многолучевом  
распространении сигналов показали высокую  
эффективность метода многоканальной гидро-  
акустической связи с использованием составных  
частотных сигналов, основанного на одновремен-  
ной передаче исходной цифровой информации по  
сформированным индивидуальным информаци-  
онным каналам передачи и учитывающего пара-  
метры среды распространения в каждом таком ка-  
нале. Во всех проведенных сеансах связи прием  
информации по индивидуальным информаци-  
онным каналам передачи, подверженным воздей-  
ствию только шумов моря, осуществлен безоши-  
бочно.

Разработанный метод защиты от воздействия  
узкополосных помех (приемник ПР2) обеспечил  
существенное снижение ошибок в принятой ин-  
формации (в 7.6–11.6 раз) при входном отноше-  
нии сигнал/(узкополосная помеха) в полосе ча-  
стот индивидуального информационного канала  
передачи на уровне –22 дБ, вплоть до их практи-

чески полного устранения при входном отноше-  
нии сигнал/(узкополосная помеха) в этом канале  
на уровне –11 дБ.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообще-  
ний. М.: Сов. радио, 1970. 728 с.
2. *Захаров Ю.В., Коданев В.П.* Экспериментальные  
исследования акустической системы передачи ин-  
формации с шумоподобными сигналами // Акуст.  
журн. 1994. Т. 40. № 5. С. 799–808.
3. *Захаров Ю.В., Коданев В.П.* Адаптивный прием сиг-  
налов в канале связи с учетом доплеровского рассе-  
яния // Акуст. журн. 1995. Т. 41. № 2. С. 254–259.
4. *Захаров Ю.В., Коданев В.П.* Помехоустойчивость  
адаптивного приема сложных акустических сиг-  
налов при наличии отражений от границ океана //  
Акуст. журн. 1996. Т. 42. № 2. С. 212–219.
5. *Курьянов Б.Ф., Пенкин М.М.* Цифровая акустиче-  
ская связь в мелком море для океанологических  
применений // Акуст. журн. 2010. Т. 56. № 2.  
С. 245–255.
6. Помехоустойчивость и эффективность систем пе-  
редачи информации / Под ред. Зюко А.Г. М.: Ра-  
дио и связь, 1985. 272 с.
7. *Бобровский И.В., Яготинец В.П.* Эксперименталь-  
ные исследования акустической системы связи в  
условиях мелководья // Акуст. журн. 2013. Т. 59.  
№ 6. С. 667–676.
8. Шумоподобные сигналы в системах передачи ин-  
формации / Под ред. Пестрякова В.Б. М.: Сов. ра-  
дио, 1973. 424 с.
9. *Варакин Л.Е.* Теория систем сигналов. М.: Сов. ра-  
дио, 1978. 304 с.
10. *Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И.* Стати-  
стическая радиотехника: Примеры и задачи. Учеб.  
пособие для вузов / Под ред. Тихонова В.И. М.:  
Сов. радио, 1980. 544 с.