

УДК 681.883.45

К.Г. Кебкал

НИЦ Вооруженных Сил Украины «Государственный океанариум», Севастополь

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С НЕПРЕРЫВНЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА В РЕВЕРБАЦИОННЫХ КАНАЛАХ

Представлены результаты экспериментов по цифровой гидроакустической связи в каналах с высоким уровнем реверберации. Для кодирования информации использовалась двукратная относительная фазовая манипуляция. Несущая представляла собой колебание, частота которого непрерывно изменялась. Продемонстрировано влияние формы кривой вариации частоты – развертки несущей – на качество передачи, оцениваемое по критерию вероятности битовой ошибки.

Ключевые слова: подводная телеметрия, цифровая связь, гидроакустическая связь.

Введение

В реальных гидроакустических (г/а) каналах действуют разнообразные помехи. По меньшей мере к ним относятся затухание, замирания, доплеровский сдвиг несущей, шум окружающей среды и нелинейные искажения. В результате нелинейных искажений, в частности, в электроакустическом тракте, а также частотно-зависимого затухания, например, в соленой воде, амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики сигнала могут представлять сложные зависимости. Однако эти зависимости изменяются медленно, и в ходе сеанса связи приемники могут обеспечиваться возможностями их компенсации. В отличие от этого, шум окружающей среды представляет собой случайное мешающее воздействие, действующее на сигнал аддитивным способом. Однако, на г/а частотах, типичных для цифровой г/а связи, такой

шум обычно характеризуется гауссовским распределением вероятностей амплитудной огибающей сигнала и равномерным распределением фазы [1, 2]. Способы борьбы с эффектами ухудшения передачи, вызванные воздействием такого шума, хорошо известны. Например, при повышении энергии принимаемого сигнала над шумом до заданной величины [3, 4] или использовании структурированных последовательностей с заданной информационной избыточностью [4, 5] производительность системы связи может достигать расчетных значений. Совершенно другой характер помех наблюдается в результате многолучевого распространения сигнала и доплеровских сдвигов частоты. Многолучевое распространение обуславливает случайные частотно-селективные замирания, а доплеровские сдвиги – скорость замираний сигнала. Характеристики многолучевого рас-

пространения и доплеровских сдвигов зависят от большого множества случайных факторов. В общем случае, противодействие помехам такого вида представляет собой сложную задачу.

Особенность г/а канала состоит в сравнительно большой длительности профиля интенсивности многолучевого распространения [1, 2, 6]. При этом даже незначительное движение может обуславливать существование лишь очень короткого времени когерентности канала [2, 4, 6, 7]. Это приводит к сильным ограничениям по применению привычных методов обработки сигнала, основанных на выравнивании передаточной функции канала [8]. По причине большой динамики г/а канала использование широко распространенного в радиосвязи метода ортогонального частотного разнесения с мультиплексированием также ограничено, в первую очередь в связи с нарушением ортогональности частотных компонентов сигнала [9]. Для повышения производительности цифровой г/а связи выполнялись попытки использования методов расширения спектра сигнала, в частности метода прямой последовательности [4, 10] и метода псевдослучайной перестройки рабочей частоты [11]. Применение этих методов в радио, где полоса рабочих частот может составлять десятки мегагерц, позволяет добиваться эффективного подавления многолучевости и достигать высокой производительности систем связи. Однако, в применении к цифровой г/а связи, в которой полоса рабочих частот может составлять лишь нескольких десятков килогерц, оказалось, что ни один из них не обеспечивает эффективного подавления многолучевости [7] и, соответственно, высокой производительности системы г/а связи.

В качестве альтернативы в [12] разработан метод расширения спектра цифрового сигнала, специализированный для применения в г/а каналах с небольшой шириной рабочей полосы частот. В основе метода лежит использование внутримпульсной модуляции цифрового сигнала, которая состоит в непрерывной вариации частоты несущей. В этом состоит отличие от других (известных) методов расширения спектра, в соответствии с которыми сигнал с расширением спектра представляет собой последовательность участков постоянной частоты – так называемых «чипов», начальные фазы или начальные частоты которых испытывают псевдослучайные (ступенчатые) изменения [4]. Непрерывная вариация частоты несущей обеспечивает то преимущество, что из-за различающихся задержек лучевых компонентов принимаемого сигнала, их мгновенные частоты имеют также различные значения. Это обуславливает возможность их разрешения в частотных координатах [12]. При этом, как установлено в [13], форма кривой вариации частоты (или, по-другому, развертка несущей), обуславливает различную степень разрешения многолучевых компонентов и, соответственно, различную уязвимость принимаемого сигнала к многолучевым замираниям. В работе [14] продемонстрирован способ оптимизации развертки несущей (кри-

вой вариации частоты) по методу эволюционных стратегий (по критерию минимума функционала, отражающего меру искажения принимаемого сигнала). В ней установлено, что развертка несущей оптимизированного сигнала может иметь сложную форму, затрудняющую или исключаящую использование удобных для математического моделирования аппроксимаций; однако, наибольший вклад в минимизацию функционала дает базовая (сглаженная) форма развертки. Такая форма может задаваться полиномом невысокой степени или кусочно-линейной зависимостью. В работе [13] представлен способ оптимизации развертки несущей, задаваемой полиномом третьей степени. В ней продемонстрировано, что управление формой развертки несущей может выполняться простым способом, в частности изменением местоположения точки перегиба на интервале развертки несущей, а также угла наклона касательной в этой точке. Следует отметить, что в общем случае, развертка несущей может иметь произвольную длину, однако, для удобства численного и физического моделирования, период развертки несущей преимущественно совпадает с длительностью цифрового сигнала [12].

В отношении методов, характеризующихся непрерывным расширением спектра несущей, является очевидным, что в результате совпадения времени поступления на прием текущего сигнала со временем поступления запаздывающего лучевого компонента предыдущего сигнала межсимвольная интерференция и соответствующие ей помехи будут достигать максимума. Один из методов противодействия этому эффекту состоит в упорядочении последовательности цифровых сигналов во времени так, что бы с учетом измеренного профиля интенсивности многолучевого распространения такие совпадения исключались [15]. Однако, такое упорядочение может обеспечивать отсутствие (или снижение) межсимвольной интерференции лишь при условии работы в стационарном канале, или канале с неизменным профилем интенсивности многолучевого распространения, по крайней мере, до повторного измерения этого профиля. В г/а каналах с большой динамикой характеристик выполнение этого условия может не обеспечиваться, в результате чего принимаемые цифровые сигналы могут содержать большие искажения и обуславливать групповые ошибки передачи цифровой информации. Для продолжительного времени когерентности канала длительность секции групповых ошибок может быть настолько большой, что применение способов чередования символов может оказаться недостаточным для достижения равномерного распределения ошибок с допустимой частотной их встречаемостью. Для противодействия этому эффекту в работе [12] предусмотрено введение псевдослучайных по продолжительности пауз между цифровыми сигналами передаваемой последовательности и, таким образом, псевдослучайного упорядочения цифровых сигнала

лов во времени. Введение псевдослучайного упорядочивания сигналов обеспечивает отсутствие групповых (многократных) совпадений текущего сигнала с запаздывающими лучевыми компонентами предыдущего сигнала и, соответственно, отсутствие групповых ошибок, а также возможность применения стандартных алгоритмов их коррекции.

Цель данной работы состоит в оценке показателей производительности цифровой г/а связи в различных условиях канала распространения с использованием псевдослучайной расстановки последовательности цифровых сигналов во времени с различными по форме развертками несущей, в частности: 1) монотонной вариацией частоты по полиномиальной зависимости, 2) вариацией частоты по оптимизированной по методу эволюционных стратегий зависимости и 3) линейной вариацией частоты. Кроме того, цель текущей работы состоит в сравнении полученных результатов между собой, а также с результатами, полученными при передаче цифровых сигналов без расширения спектра.

Описание эксперимента

Эксперименты проводились в пресноводной акватории с глубинами 15–20 м при горизонтальной передаче сигналов от излучателя, размещенного на глубине 5 м, к приемнику на глубине 10 м. Дальность передачи непрерывно менялась из-за дрейфа (около 0,5 узлов) плавсредства с закрепленным на нем приемником. В результате, в первом эксперименте дальность связи менялась от 0,5 до 1,2 км, во втором – от 1,7 до 2,3 км. Цифровые сигналы формировались с применением двукратной относительной фазовой манипуляции. Для приема и передачи

использовались пьезокерамические преобразователи производства компании Neptun Sonars, Великобритания (тип T216). Сигналы занимали полосу между 50 и 75 кГц и имели продолжительности 100 мкс, 200 мкс, 400 мкс, 700 мкс и 1000 мкс.

Каждый блок содержал 1000 цифровых сигналов. Цифровые сигналы передавались по пакетно (по 57–125 пакетов). Каждый пакет состоял из четырех блоков, причем:

- в первом блоке каждого пакета развертка несущей выполнялось посредством монотонной вариации частоты по полиномиальной зависимости;
- во втором блоке развертка несущей производилось посредством вариации частоты по оптимизированной по методу эволюционных стратегий зависимости;
- в третьем блоке развертка несущей состояла в линейной вариации частоты;
- в четвертом блоке расширение спектра несущей не выполнялось (использовалась традиционная несущая постоянной частоты).

Примеры развертки несущей для цифрового сигнала продолжительностью 200 мкс представлены на рис. 1, а, 1, б, 1, в. Оптимальная развертка с вариацией частоты по полиномиальной зависимости характеризовалась смещением точки перегиба от начала сигнала на $1,1 \cdot 10^{-4}$ и тангенсом угла наклона касательной в этой точке, равным $9,4 \cdot 10^8$ [13]. Развертка несущей с вариацией частоты по оптимизированной по методу эволюционных стратегий зависимости [14] характеризовалась восходящим трендом со значительными флуктуациями мгновенных значений (рис. 2). Следует отметить, что этот тренд имел зависимость, близкую к полиномиальной.

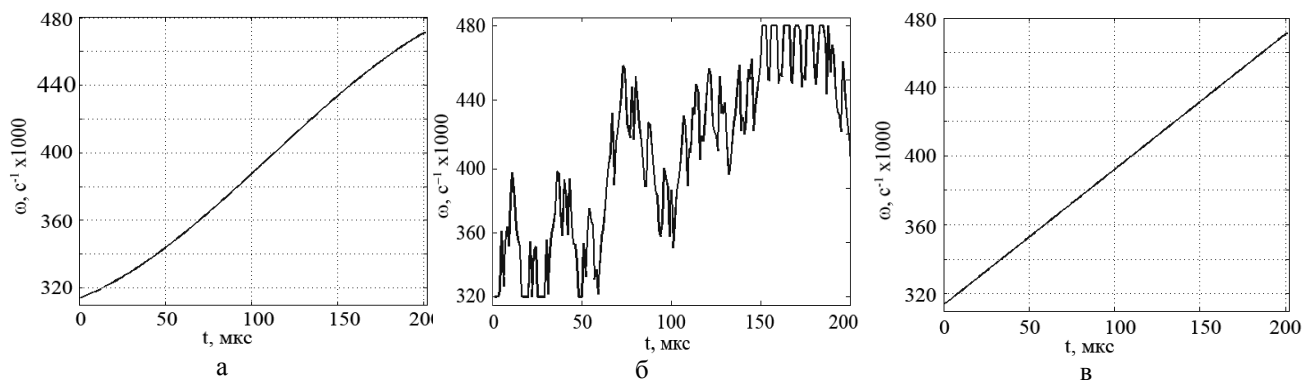


Рис. 1. Примеры развертки несущей

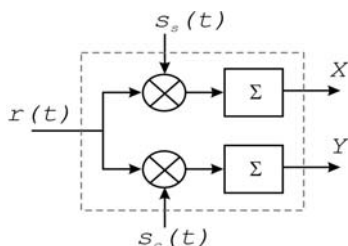


Рис. 2. Оптимальный квадратурный демодулятор

Поскольку в работе [14] установлено, что основной вклад в максимизацию критерия оптимизации

дает сглаженная форма кривой вариации частоты, следовало ожидать мало различимых значений производительности устройств г/а связи, реализующих способы развертки частоты по нелинейной зависимости (далее подтверждено экспериментально). Значения производительности сравнивались с аналогичными значениями, полученными при реализации способа развертки несущей по линейной зависимости (рис. 3). Обработка принимаемых сигналов выполнялась посредством оптимального квадратурного демодулятора (рис. 2).

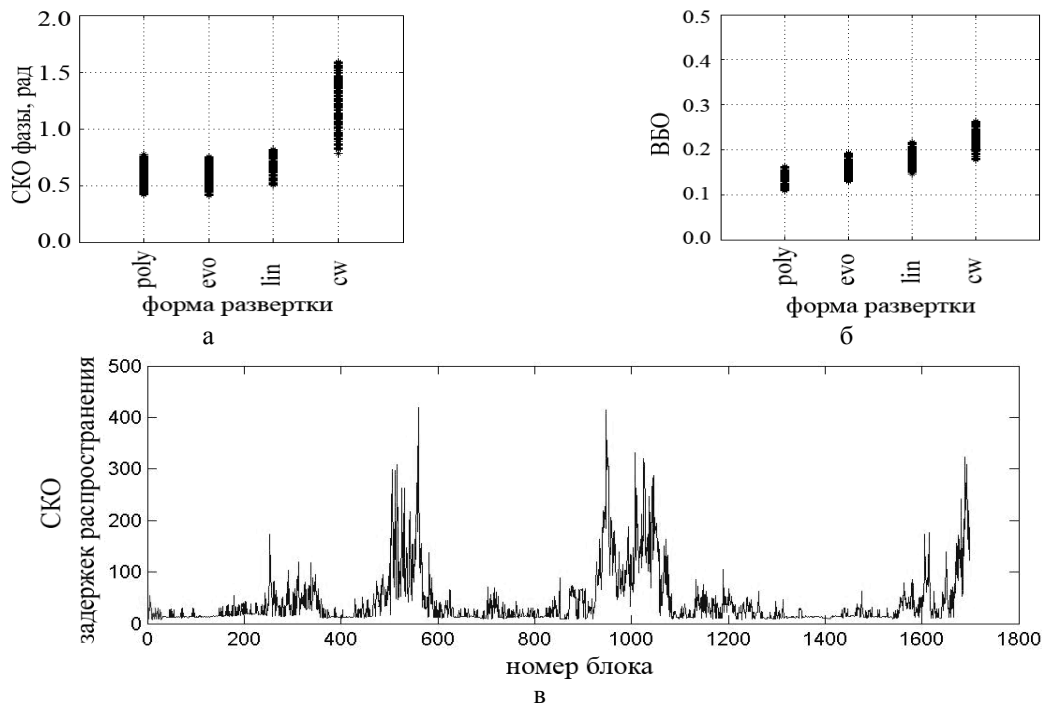


Рис. 3. Передача данных в протяженном канале (1,7–2,3 км)

Выходы демодулятора использовались для определения комплексной огибающей принимаемого сигнала.

Оценка сложности канала распространения выполнялась с помощью одного из наиболее существенных критериев – среднеквадратического разброса задержек распространения [4], [16], [17]. Для оценки уязвимости принимаемого сигнала к эффектам ухудшения передачи (шум, помехи, многолучевое замирание) использовался такой показатель, как вероятность битовой ошибки (ВБО), который вычислялся в результате прямого сравнения принятой и переданной последовательностей битов.

Результаты эксперимента

При передаче цифровых сигналов продолжительностью 100 мкс, разделенных случайными равномерно распределенными паузами (от 0 до 100 мкс), стандартные отклонения измеренной фазы для каждой из разверток несущей проиллюстрированы на рис. 3, а. Значения ВБО, соответствующие используемым разверткам несущей, изображены на рис. 3, б. Как следует из рисунков, наименьшая ВБО наблюдалась при передаче данных с помощью несущей, характеризуемой вариацией частоты по полиномиальной зависимости. Несколько большее количество битовых ошибок наблюдалось при использовании несущей, характеризуемой вариацией частоты по оптимизированной по методу эволюционных стратегий зависимости. Еще большее число битовых ошибок наблюдалось при использовании несущей с линейной вариацией частоты. Наибольшая ВБО наблюдалась при использовании несущей без внутриимпульсной модуляции (соответственно, без расширения спектра).

Рассчитанные значения ВБО являются сравни-

тельно большими. Однако, известно, что при условии передачи длинных последовательностей (порядка нескольких тысяч символов), применение мощных помехозащищенных кодов, например, турбокодов [5] или кодов с малой плотностью проверок на четность [18], [19] способно обеспечивать полную коррекцию 16–18% ошибок [9], [18]. Как следует из рис. 3, б при передаче сигналов с разверткой несущей по одному из исследуемых способов экспериментальная ВБО не превышает этих значений; следовательно, использование этих способов обуславливает возможность исправления возникающих битовых ошибок. В тоже время, при использовании несущей без расширения спектра ВБО характеризуется заметно более высокими значениями (22%), что на практике означает невозможность коррекции битовых ошибок в полном объеме [9].

На рис. 4, а проиллюстрированы стандартные отклонения измеренной фазы при передаче цифровых сигналов большей продолжительности. В частности, 200 мкс, также разделенных случайными, равномерно распределенными паузами (от 0 до 100 мкс). Внутриимпульсная модуляция выполнялось аналогичным образом. Место проведения работ было прежним. Однако, условия г/а канала существенно отличались. Это объяснялось почти вдвое меньшей дистанцией связи и, соответственно, значительно большей длительностью профиля интенсивности многолучевого распространения.

Как следует из рис. 4, б, наименьшее количество битовых ошибок наблюдалось при передаче данных с помощью сигналов с разверткой несущей по зависимости, оптимизированной по методу эволюционных стратегий. Наибольшее количество битовых ошибок наблюдалось при использовании несущей

щей без расширения спектра. Для двух других форм развертки (по полиномиальной и линейной зависимости) ВБО имели значения, незначительно превышающие минимальное из достигнутых. Следует обратить внимание, что при использовании несущей без расширения спектра ВБО значительно превышала аналогичное значение, полученное при передаче сигналов на большую дальность. В то же время, при использовании несущей с расширением спектра соответствующие значения ВБО имели сравнимые (или несколько меньшие значения). Объяснение этого эффекта может состоять в увеличении продолжительности и заполненности профиля интенсивности многолучевого распространения при передаче данных на меньшее расстояние. Соответствующее этому уменьшение полосы частотной когерентности по отношению к полосе сигнала с тради-

ционной несущей (т.е. несущей без внутриимпульсной модуляции) может приводить к возрастанию ВБО. В свою очередь, как показано в [12], при использовании внутриимпульсной модуляции энергия многолучевых компонентов может быть эффективно подавлена, что обуславливает компенсацию потерь по ширине полосы частотной когерентности и, соответственно, более благоприятное соотношение между полосой частотной когерентности канала и полосой частот (передаваемого) цифрового сигнала. В результате, при использовании способов расширения спектра, ВБО могут иметь значения, приблизительно равные для обеих дистанций связи (например, в случае, когда энергия многолучевых компонентов принимаемого сигнала подавляется одинаково эффективно и, соответствующие значения полосы когерентности имеют близкие значения).

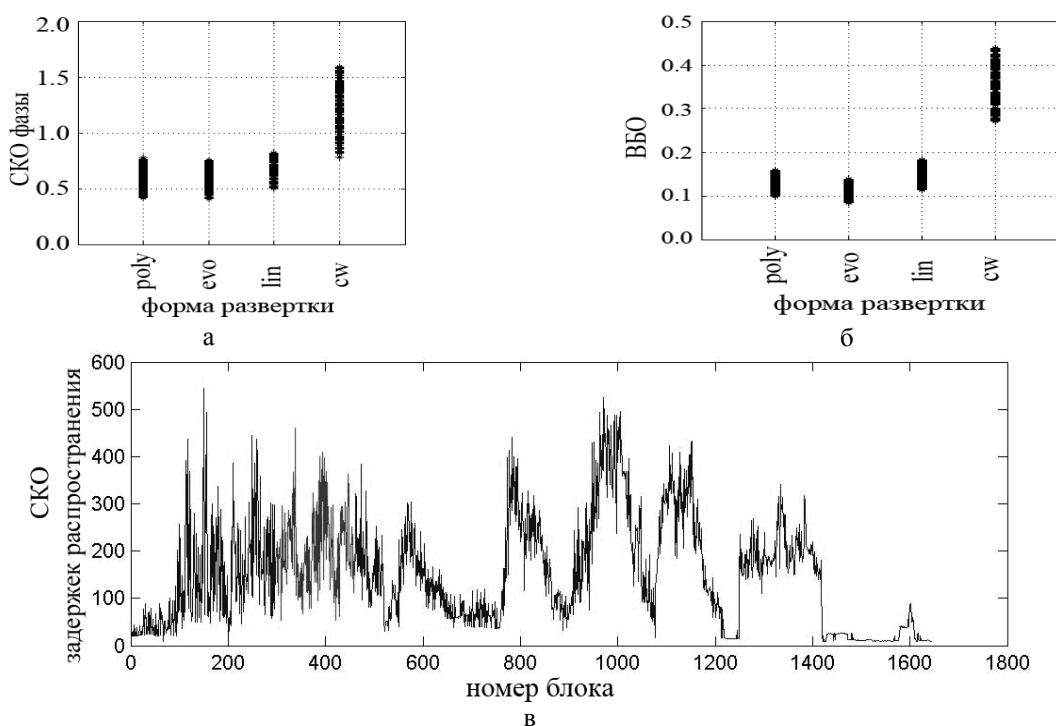


Рис. 4. Передача данных в менее протяженном канале (0,5–1,2 км)

Стандартные отклонения измеренных значений фазы (для каждого из способов расширения спектра несущей) изображены на рис. 3, а. Также как и в предыдущем случае, наименьшее рассеивание фазы наблюдалось при передаче данных с помощью несущей с вариацией частоты по оптимизированной по методу эволюционных стратегий зависимости. Значительно большее рассеивание (по сравнению с предыдущим случаем) наблюдалось при использовании несущей без расширения спектра.

На рис. 3, в и 4, в представлены изменяющиеся во времени показатели сложности канала связи при передаче на расстояние 1,7–2,3 км и 0,5–1,2 км соответственно. Во время дрейфа приемника на каждой из дистанций связи отмечались сильные флуктуации среднеквадратического разброса распро-

странения сигнала. При этом следует отметить, что на меньших дистанциях этот показатель значительно чаще достигал максимальных значений, чем на больших. Таким образом, канал меньшей протяженности действительно являлся более сложным.

Для оценки качества принимаемого сигнала часто используется такой критерий, как отношение сигнал/шум. Традиционно, в аналоговых системах это отношение определяется на входе приемника как отношение средней мощности принимаемого сигнала к средней мощности шума или средней мощности совокупных помех (включая энергию лучевых компонентов) [1]. Однако в цифровых системах отношение сигнал/шум может улучшаться в приемнике в результате применения специальных форм цифрового сигнала и алгоритмов его обработ-

ки, а также введения в состав передаваемых цифровых сигналов специализированных структурированных последовательностей [4]. Поэтому, кроме традиционного критерия, который далее обозначается как SNR_{in} , далее будет также использовать такой критерий качества (обработанного) сигнала, как выходное отношение сигнал/шум или SNR_{out} . При том, что для обработки принимаемого сигнала используется квадратурный демодулятор [3], [4] под выходным значением отношения сигнал/шум будем понимать модуль отношения среднего значения комплексной огибающей сигнала на выходе демо-

дулятора к стандартному отклонению от этого среднего. (Определение SNR в таком виде аналогично определению, используемому в оптике [20] и при обработке образов [21], [22], [23]). Для удобства сравнения SNR_{in} и SNR_{out} , используется логарифмическая мера – как двадцать логарифмов соответствующего отношения.

Для иллюстрации SNR_{in} на рис. 5 и 6 представлены сигналы, принимаемые на расстоянии около 2,3 км. При продолжительности сигнала связи 100 мкс это отношение составляло 6–7 дБ, а при продолжительности 400 мкс около 9–10 дБ.

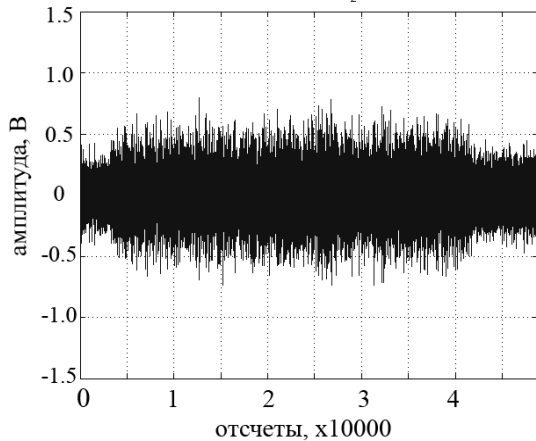


Рис. 5. Блок данных с символами продолжительностью 100 мкс (максимальная дальность приема)

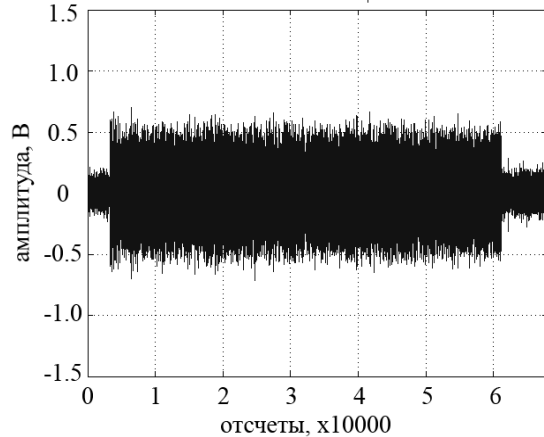


Рис. 6. Блок данных с символами продолжительностью 400 мкс (максимальная дальность приема)

Результаты передачи цифровых сигналов разной продолжительности сведены в таблицы. В табл. 1 приведены данные по передаче на расстояние 500–1200 м, а в табл. 2 – на 1700–2300 м.

При связи на расстояние 500–1200 м (для обеспечения репрезентативности выборок) в каждом случае передавалось от 57 до 105 пакетов. Каждый блок содержал 1000 цифровых сигналов. Как показано в табл. 1 значения SNR_{in} были сравнительно большими (выше 13 дБ). Поскольку приемник дрейфовал в сторону удаления от передатчика, сначала передавались пакеты с сигналами меньшей продолжительности (это обеспечивало более благоприятные условия с точки зрения отношения сигнал/шум). Затем передавались пакеты с более продолжительными сигналами.

Сложность канала протяженностью 500–1200 м описывается значениями среднеквадратического разброса задержек порядка нескольких сотен мкс. При этом длительность реверберации, измеренная по избыточной задержке распространения наиболее задержанного многолучевого компонента, обычно составляла 1,1–1,5 мс, временами превышая 2,0 мс. Известно [1], [2], что в каналах в выраженной многолучевоcтью простое увеличение отношения энергии сигнала к энергии шума окружающей среды не обеспечивает улучшения условий приема, посколь-

ку основные искажения обуславливаются интерференцией (случайных по характеристикам и пропорциональных по энергии) лучевых компонентов принимаемого сигнала. Иллюстрацией этому является передача сигналов продолжительностью 100 мкс в канале протяженностью 500–1200 м: при SNR_{in} более 26 дБ SNR_{out} едва достигало 4 дБ.

Совместно с SNR_{in} и SNR_{out} для сравнения способов расширения спектра сигнала также использовалась ВБО. Как следует из таблицы, наименьшее значение ВБО регистрировалось в блоках, в которых сигналы содержали несущую, расширенную посредством одной из нелинейных зависимостей (в частности, развертку по полиномиальной зависимости или зависимости, полученной в результате оптимизации по методу эволюционных стратегий). Расширение по нелинейной зависимости обозначено в таблице аббревиатурой НЛ. В частности, в двух случаях (при продолжительности сигнала 200 и 1000 мкс) наименьшая ВБО регистрировалась при использовании несущей, испытывающей изменения частоты по оптимизированной по методу эволюционных стратегий зависимости. В остальных случаях (при продолжительности сигнала 100, 400 и 700 мкс) наименьшая ВБО регистрировалась при использовании несущей, испытывающей монотонное изменение частоты по полиномиальной зависимости.

Таблица 1

Результаты передачи цифровой информации на дальность 500–1200 м

	T_s , Мкс	T_p , мкс	R_d , кбит/с	SNR_{in} , дБ	V_d , узлов	σ_τ , мкс	P_e	SNR_{out} , дБ	SwF	N_b
Poly	100	0-200	6,7-20,0	26,9- 37,0	0,62- 0,66	153,2	0,0745	4,2- 4,9	НЛ	73
Evo	100	0-200	6,7-20,0				0,1018			
Lin	100	0-200	6,7-20,0				0,0810			
CW	100	0-200	6,7-20,0				0,1384			
Poly	200	0-140	5,8-10,0	18,5- 23,6	0,50- 0,68	160,7	0,0037	4,3- 7,5	НЛ	105
Evo	200	0-140	5,8-10,0				0,0328			
Lin	200	0-140	5,8-10,0				0,0406			
CW	200	0-140	5,8-10,0				0,1263			
Poly	400	0-140	3,7-5,0	13,6- 20,9	0,48- 0,54	224,1	0,0000	5,5- 13,8	НЛ	87
Evo	400	0-140	3,7-5,0				0,0059			
Lin	400	0-140	3,7-5,0				0,0044			
CW	400	0-140	3,7-5,0				0,0750			
Poly	700	0-140	2,4-2,9	16,3- 20,1	0,28- 0,44	134,8	0,0000	14,3- 16,5	НЛ	64
Evo	700	0-140	2,4-2,9				0,0006			
Lin	700	0-140	2,4-2,9				0,0072			
CW	700	0-140	2,4-2,9				0,0984			
Poly	1000	0-140	1,8-2,0	17,9- 22,4	0,26- 0,58	19,8	0,0127	10,1- 12,4	НЛ	57
Evo	1000	0-140	1,8-2,0				0,0072			
Lin	1000	0-140	1,8-2,0				0,0509			
CW	1000	0-140	1,8-2,0				0,0329			

Обозначения в таблице: T_s – длина цифрового символа; T_p – максимальное значение случайной паузы между цифровыми символами; R_d – скорость передачи данных; V_d – средняя скорость дрейфа приемника; σ_τ – среднеквадратический разброс задержек распространения лучевых компонентов сигнала; P_e – средняя ВБО, SwF – форма развертки несущей, при которой регистрировалась наибольшая достоверность передачи; N_b – число переданных блоков.

Аналогично, в табл. 2 приведены результаты передачи данных на расстояние 1700–2300 м. Число передаваемых блоков данных в каждом пакете лежало в пределах от 57 до 125 блоков на пакет. Каждый блок содержал 1000 цифровых сигналов. SNR_{in} были сравнительно небольшими (ниже 10 дБ).

При сравнении результатов экспериментов по передаче данных на разные дальности следует обратить внимание на следующую особенность. В табл. 1 значения SNR_{in} существенно выше, чем в табл. 2. В то же время значения SNR_{out} отличаются мало. Это явление можно объяснить способностью приемника расширенных по спектру сигналов разрешать лучевые компоненты принимаемого сигнала [4, 24, 25]. Энергия лучевого компонента, на который синхронизируется приемник, поступает без изменений на выход коррелятора, в то время как энергия остальных (несинхронных) лучевых компонентов принимаемого сигнала подавляется. В результате, отношение энергии синхронного луча (собственно сигнала) к энергии помех увеличивается, что обуславливает уменьшение рассеивания фазы принимаемого сигнала. Поскольку подавление энергии лучевых компонентов может происходить примерно в равной степени на всех дистанциях связи, значения SNR_{out} имели близкие значения.

Отмечается также, что при передаче на большее расстояние, обработка сигнала в приемнике

сопровождалась увеличением SNR_{out} по сравнению с SNR_{in} . По той причине, что эффект многолучевости в канале большей протяженности был выражен слабее (чем в канале меньшей протяженности), а шум окружающей среды (по отношению к уровню сигнала), наоборот, выше, ВБО обуславливалась в значительной мере шумом (а не интерференцией лучей). В результате, после корреляционной обработки расширенного по спектру сигнала (зашумленного шумом окружающей среды), имел место хорошо известный эффект увеличения отношения сигнал/шум. В отличие от экспериментов по передаче сигналов на большие расстояния, наименьшая ВБО регистрировалось преимущественно в блоках, в которых сигналы содержали несущую, характеризующуюся разверткой по линейной зависимости. Такой вид развертки обозначен в таблице аббревиатурой Л. Исключение составляют блоки, в которых продолжительность сигнала равнялась 400 мкс (в этих блоках наименьшая ВБО регистрировалась при использовании разверток, характеризующихся нелинейной вариацией частоты). Объяснение преимуществ несущей с линейной разверткой может состоять, например, уже в том, что при передаче на большие расстояния спектр передаваемого сигнала испытывает большее затухание в области верхних частот. Соответственно, преимущества разверток несущих,

Таблица 2

Результаты передачи цифровой информации на дальность 1700–2300 м

	T _s , мкс	T _p , Мкс	R _a , кбит/с	SNR _{in} , дБ	V, узлов	σ _т , мкс	P _e	SNR _{out} , Дб	SwF	N _b
Poly	100	0-200	6,7-20,0	2,1-3,4	0,52-0,58	27,86	0,0952	3,7-4,4	Л	125
Evo	100	0-200	6,7-20,0				0,0868			
Lin	100	0-200	6,7-20,0				0,0737			
CW	100	0-200	6,7-20,0				0,1358			
Poly	200	0-140	5,8-10,0	2,31-6,25	0,46-0,54	45,98	0,0711	4,8-6,4	Л	85
Evo	200	0-140	5,8-10,0				0,0597			
Lin	200	0-140	5,8-10,0				0,0388			
CW	200	0-140	5,8-10,0				0,0565			
Poly	400	0-140	3,7-5,0	4,71-15,64	0,78-0,90	82,81	0,0145	9,7-10,2	НЛ	81
Evo	400	0-140	3,7-5,0				0,0053			
Lin	400	0-140	3,7-5,0				0,0115			
CW	400	0-140	3,7-5,0				0,0660			
Poly	700	0-140	2,4-2,9	10,64-14,38	0,72-0,74	19,34	0,0002	15,3-16,4	Л	74
Evo	700	0-140	2,4-2,9				0,0008			
Lin	700	0-140	2,4-2,9				0,0000			
CW	700	0-140	2,4-2,9				0,0061			
Poly	1000	0-140	1,8-2,0	3,54-8,89	0,68-0,78	49,89	0,0260	8,7-10,8	Л	57
Evo	1000	0-140	1,8-2,0				0,0199			
Lin	1000	0-140	1,8-2,0				0,0057			
CW	1000	0-140	1,8-2,0				0,0590			

Обозначения в таблице: те же, что в табл. 1.

задаваемых сложными кривыми вариации частоты в области этих частот, могли нивелироваться.

В итоге, при передаче в каналах большой протяженности линейная развертка несущей, обуславливающая несколько меньшую сложность цифрового сигнала, оказывалась предпочтительной.

Выводы

1. Экспериментально (при работе в многолучевых г/а каналах) подтверждены преимущества несущих, характеризующихся расширением спектра, над несущими без расширения. В частности, использование фазоманипулированных сигналов с расширением спектра обеспечивало большую достоверность передачи данных, чем при использовании аналогичных сигналов без расширения спектра.

2. Среди различных способов развертки несущей установлено, что способы, в соответствии с которыми частота несущей варьирует по нелинейной зависимости, имеют преимущества перед другими: 58 % пакетов содержали наименьшее число ошибок при использовании разверток такого вида.

3. При работе в сложных г/а каналах различные способы нелинейной вариацией частоты несущей характеризуются различающимися значениями достоверности передачи цифровых сигналов.

4. Для некоторых условий г/а канала, например, при увеличении дальности передачи сигналов, нелинейная развертка несущей становится неоправ-

данной. Так, при передаче цифровых г/а сигналов на небольшие расстояния использование развертки несущей с нелинейной вариацией частоты оказывалось значительно более предпочтительным, чем использование развертки с линейной вариацией частоты. В тоже время при передаче цифровых г/а сигналов на расстояния порядка километров и более предпочтительным оказывалось использование развертки с линейной вариацией частоты.

Список литературы

1. Kilfoyle D.B. *The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry* / D.B. Kilfoyle, A.B. Baggeroer // *IEEE J. Ocean. Eng. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Operations Center, 2000. – Vol. 25, No. 1. – P. 4-27.*
2. Catipovic J. *Performance limitations in underwater acoustic telemetry* / J. Catipovic // *IEEE J. Ocean. Eng. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Operat. Cent., 1990. – Vol. 15. – P. 205-216.*
3. Проакис Дж. *Цифровая связь* / Дж. Проакис. – М.: Радио и связь, 2000. – 791 с.
4. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и применение; 2-е издание; Пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.*
5. Berrou C.A. *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes* / C.A. Berrou, P. Glavieux // *IEEE Trans. on Commun. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Operat. Cent., 1996. – Vol. 44(10). – P. 1261-1271.*
6. Kima S.-M. *Experimental Analysis of Statistical Characteristics of a Very Shallow Underwater Acoustic Channel* / S.-M. Kima, S.-H. Byuna, Y.-K. Lima // *Proc. of the 9th Europ. Conf. on underwater acoustics, 9th ECUA / Edited*

by M.E. Zakharia (Paris, France, 29 June-4 July 2008). – Paris: SFA, 2008. – Vol. 2. – P. 677-681.

7. Кебкал К.Г. Анализ путей развития средств цифровой гидроакустической связи / К.Г. Кебкал, В.С. Дидковский // Акуст. техн. – Севастополь, 2010. – Т. 11. – 168 с.

8. Beaujean P.-P.J. A Performance Study of the High-Speed, High-Frequency Acoustic Uplink of the HERMES Underwater Acoustic Modem. [Электронный ресурс]: IEEE Conf. Proc. OCEANS 2009 / P.-P.J. Beaujean. – 80 Min / 700 MB. – Publisher: Piscataway, NJ, USA: IEEE Operat. Cent., 2009 – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM); цв.; 12см. – Сuctm. требов.: Pentium; 32 Mb RAM; Windows 98/NT/2000/XP. – IEEE Proceedings OCEANS 2009 [“Balancing technology with future needs”], (Bremen, Germany, 11-14 May 2009). – ISBN:978-1-4244-2523-5.

9. Mani S. Adaptive Coding/Modulation for Shallow-Water UWA Communications / S. Mani, T.M. Duman, P. Hurski // Proc. of the 9th Europ. Conf. on underwater acoustics, 9th ECUA / Edited by M.E. Zakharia (Paris, France, 29 June-4 July 2008). – Paris: SFA, 2008. – Vol. 2. – P. 471-476.

10. Stojanovic M. Multichannel Detection for Wideband Underwater Acoustic CDMA Communications / M. Stojanovic, L. Freitag // IEEE J. of Ocean. Eng. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Operations Center, 2006. – Vol. 31, No. 3. – P. 685-695.

11. Comparison of DS-CDMA and MC-CDMA techniques for dual-dispersive fading acoustic communication networks / D.P. Konstantakos, C.C. Tsimenidis, A.E. Adams, B.S. Sharif // IEE Proceedings Communications. – Stevenage, UK: Michael Faraday House, 2005. – Vol. 152, No. 6. – P. 1031-1038.

12. Патент 72292 Украина, H04L27/10, H04B1/69. Способи і апаратні засоби передачі і прийому інформації / Кебкал К.Г., Баннаш Р.; заявник і патентовласник Кебкал К.Г., Баннаш Р. – №2002065144; заяв. 20.12.2000; опубл. 15.02.2005, Бюл. №2.

13. Кебкал К.Г. Моделирование свойств несущей гидроакустического сигнала связи с нелинейной модулирующей частоты / К.Г. Кебкал, В.С. Дидковский, И.В. Маркова // Электроника и связь. – К.: НТУУ «КПІ», 2009. – Вип. 6(53). – С. 48-56.

14. Кебкал К.Г. Оптимізація форми кривої розширення спектра гідроакустичного сигналу зв'язку / К.Г. Кебкал // Системи озброєння і військова техніка. – 2009. – № 4(20). – С. 108-114.

15. Parameter Estimation of a Sweep-Spread Carrier Signal for Advanced Acoustic Communication via Multipath Shallow Water Channels / K.G. Kebkal, A.G. Kebkal, R. Banasch, S.G. Yakovlev // Proceedings of the 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, (Delft, the Netherlands, 5-8 July 2004). – Delft, the Netherlands: TUDelft, 2004. – P. 1203-1211.

16. Amoroso F. Use of DS/SS Signaling to Mitigate Rayleigh Fading in a Dens Scatter Environment / F. Amoroso // IEEE Pers. Commun. – Piscataway, NJ, USA: Oper. Centre, 1996. – Vol. 3, No. 2. – P. 52-61.

17. Clark R.H. A Statistical Theory of Mobile Radio Reception. / R.H. Clark // Bell System Technical Journal. – Short Hills, N.J., USA: American Telephone and Telegraph Co., 1968 – Vol. 47, No. 6. – P. 957-1000.

18. David J. C. McKay, Good Error-Correcting Codes Based on Very Sparse Matrices / David J. C. McKay // IEEE Trans. on Inf. Theory. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Operations Center, 1999. – Vol. 45(2). – P. 399-431.

19. Gallager R.G. Low density parity check codes / R.G. Gallager // Research Monograph Series. – Cambridge, MA: MIT Press, 1963. – 90 p.

20. Schroeder D.J. Astronomical optics (2nd ed.) / D.J. Schroeder – San-Diego, CA: Academic Press. – 1999. – 478 p.

21. Bushberg J.T. The Essential Physics of Medical Imaging (2nd ed.) / J.T. Bushberg, J.A. Seibert, E.M. Leidholdt Jr., J.M. Boone. – Philadelphia: Lippincott Williams & Wilkins. – 2006. – 960 p.

22. Rafael C.G. Digital image processing / C.G. Rafael, R.E. Woods. – Englewood Cliffs, N.J Prentice Hall. – 2008. – 976 p.

23. Stathaki T. Image fusion: algorithms and applications / T. Stathaki. – San-Diego, CA: Academic Press. – 2008. – 500 p.

24. Turin J.L. Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio / J.L. Turin // Proc. of IEEE. – Piscataway, NJ: IEEE Operat. Cent., 1980. – Vol. 68(3). – P. 328-353.

25. Levitt B.K. Spread Spectrum Communication Handbook / B.K. Levitt, J.K. Omura, M.K. Simon, R.A. Scholtz. – New York: Mc.Craw-Hill Book Co., 1994. – 1228 p.

Поступила в редколлегию 21.04.2010

Рецензент: д-р физ.-мат. наук, проф. М.М. Дивизинюк, Севастопольский национальный университет ядерной энергии и промышленности, Севастополь.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗОМАНІПУЛЬОВАНИХ ГІДРОАКУСТИЧНИХ СИГНАЛІВ З БЕЗПЕРЕРВНИМ РОЗШИРЕННЯМ СПЕКТРА В РЕВЕРБЕРАЦІЙНИХ КАНАЛАХ

К.Г. Кебкал

Продемонстровано результати експериментів з цифрового гідроакустичного зв'язку в каналах з високим рівнем реверберації. Для кодування інформації використовувалася подвійна відносна фазова маніпуляція. Несуча являла собою коливання, частота якого безперервно змінювалася. Продемонстровано валив форми кривої варіації частоти – розгортки несучої – на якість передачі, яка оцінювалася за критерієм вірогідності бітової помилки.

Ключові слова: підводна телеметрія, цифровий зв'язок, бездротовий підводний зв'язок, гідроакустичний зв'язок.

EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF THE CHARACTERISTICS OF PHASE-MANIPULATED HYDRO-ACOUSTICAL SIGNALS WITH CONTINUOUSLY SPREAD SPECTRUM IN REVERBERATION CHANNELS

K.G. Kebkal

There are demonstrated the experimental results of hydro-acoustic communication in channels with high level of reverberation. The differential quaternary phase manipulation was applied for encoding of transmitting data. The carrier represented an oscillation with, characterised with continuously spread spectrum. There is demonstrated the influence of the form of frequency variation – vobbuliaon of the carrier – onto the quality of data transmission according to criterion of bit error rate.

Keywords: underwater telemetry, digital communication, wireless underwater link, hydro-acoustic communication.

