

**КОГЕРЕНТНО-НЕКОГЕРЕНТНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА ПРЕАМБУЛЫ С УЧЁТОМ СВОЙСТВ
КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ**

Костров Виктор Васильевич

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: vvk@mit.ru.

Адрес: 602264, Российская Федерация, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

Аннотация: Рассматривается задача обнаружения сложного сигнала в условиях распространения сигналов через частотно-диспергирующую среду. Для получения сигнала преамбулы, подлежащего обнаружению, в системе связи использована бинарная фазовая модуляция несущего колебания псевдослучайной M-последовательности. В качестве модели вариаций частоты принят случайный процесс с гауссовской плотностью распределения вероятностей, приводящий к случайному блужданию фазы. Повышение качества обнаружения достигается применением сегментации сигнала преамбулы, когерентной обработкой в пределах сегментов и некогерентным объединением сигналов свёртки сегментов. Путем статистического моделирования проведён расчёт характеристик обнаружения в различных ситуациях и вариантах обработки. Проанализированы зависимости выигрыша, получаемого при когерентно-некогерентной обработке сложного сигнала, от числа сегментов и степени флуктуации фазы.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, сложный сигнал, псевдослучайная последовательность, когерентная обработка, некогерентная обработка, свёртка, обнаружение, характеристики обнаружения.

Введение

Одним из заметных направлений развития современных телекоммуникационных систем является гидроакустическая связь и телеметрия. Посредством гидроакустических систем связи (ГАСС) осуществляется обмен информацией с подводными лодками, автономными обитаемыми подводными аппаратами, водолазами, передача изображений, управление роботами и т.п. Связь в подобных случаях производится по гидроакустическому каналу с использованием акустических сигналов. В первую очередь это нашло своё применение в военных приложениях (сеансы связи подводных лодок без всплытия на поверхность), а немногим позже гидроакустическая связь стала применяться и в гражданских целях (двухсторонняя связь для водолазов и подводных пловцов).

При решении задач передачи и приёма информации с использованием гидроакустических средств связи (ГАСС) наряду с обеспечением качества передачи большое внимание уделяется реализации максимальной дальности

действия, когда отношение сигнал-шум близко к пороговым значениям [1, 2]. Это обусловило широкое применение в ГАСС сложных сигналов, эффективных методов кодирования и модуляции [2]. Среди множества факторов, наиболее сильно влияющих на дальность связи, отметим состояние гидрологической обстановки, изменение которой, например, в течение одного дня может привести к полному нарушению связи [3]. Как правило, трасса прохождения волн отличается нестационарностью, многолучевым (многомодовым) распространением, причём скорость волны изменяется в процессе распространения и зависит от глубины размещения излучателя и приёмника, ряда других факторов [4–6].

Одним из методов повышения устойчивости работы в условиях сильных искажений сигналов является когерентно-некогерентная обработка (КНО) сложных сигналов. Общие вопросы влияния пути распространения на элементы сигнала и его учёта при согласованной обработке рассматривались в [7]. На качественном уровне там излагаются основные це-

ли КНО: «сокращение времени на появление значительных изменений в пути распространения сигнала и увеличение допустимых отклонений по частоте» [7, с.220], а также обсуждаются вопросы влияния случайных изменений фазы на результат согласованной фильтрации, в частности, предлагается ограничить рамки эффективной когерентной обработки предельными отклонениями фазы $\Delta\varphi$ от номинального значения диапазоном $-\pi/2 < \Delta\varphi < \pi/2$.

В работе [8] вопросы КНО рассматриваются с точки зрения снижения вычислительных затрат по сравнению с прямой свёрткой за счёт использования быстрого преобразования Уолша-Адамара. В задаче гидролокации КНО применительно к оценке уровня реверберационной помехи рассматривалась в [9]. В указанной работе получены зависимости длительности и ширины основного лепестка по частоте от числа когерентно накапливаемых частей, показан выигрыш порядка 23 дБ от применения КНО при оценке уровня реверберационной помехи. Такой значительный эффект дает основание предполагать повышение эффективности гидроакустических систем при использовании КНО и при решении других задач. Вместе с тем, основные количественные показатели процедуры КНО слабо отражены в научной печати.

Целью статьи является определение границ применимости когерентно-некогерентной обработки при обнаружении преамбулы сигналов гидроакустической системы связи на стадии вхождения в связь. Для простоты анализа была использована однопозиционная система связи с одним излучателем и одним приёмником, характеристики направленности принимались изотропными. В качестве сигнала применялся дискретно модулированный по фазе сложный сигнал с базой B и длительностью элемента кода T_{code} .

Когерентность сигналов

В процессе работы ГАСС на канал распространения акустических волн воздействуют

различные факторы, имеющие в общем случае случайный характер [5, 7]. К ним относятся:

- перемещение неоднородностей в среде распространения;
- изменение характеристик среды;
- волнение на водной поверхности, движение поверхностных волн и льдов под воздействием ветра и течений;
- внутренние волны и течения, приливы и отливы.

Перечень подобных причин во многом определяется геоакустическими условиями, в которых функционирует ГАСС, при этом следует отметить, что в наибольшей степени нестационарность проявляется в мелком море, в шельфовой зоне океана [5]. Канал распространения акустических волн в мелком море отличается существенной пространственно-временной изменчивостью, поэтому мелкое море при решении различных гидроакустических задач занимает особое место. Для целей дальнейшей связи, когда расстояние превышает глубину моря, $R > H$, специфика мелководного акустического волновода ограничивает диапазон возможных частот величиной 150...1000 Гц [10], что в свою очередь приводит к снижению максимальной скорости передачи информации. Так для частоты 750 Гц при модуляции битом информации двух периодов несущего колебания достигается скорость передачи 375 бит/с [10]. Если учесть, что для повышения достоверности приёма используется до 15 периодов, то будет ясно, что скорость передачи существенно снижается и задача её повышения становится актуальной.

Одно из направлений теории обработки гидроакустических сигналов заключается в согласовании обработки с каналом распространения [5]. В [10] предлагается определять передаточную функцию гидроакустического канала $K(f, z_{Tx}, z_{Rx}, r)$, где f — рабочая частота, z_{Tx} и z_{Rx} — глубины погружения излучателя и приёмника соответственно, r — расстояние между излучателем и гидрофоном. Измерение в процессе сеанса данной характе-

ристики и адаптация алгоритмов под оценённые параметры позволит учесть динамику канала и повысить качество связи.

Сложность пространственно-временного описания гидроакустического канала и обработки сигналов заставляет обратиться к более компактным характеристикам, которые с одной стороны позволяют дать представление о канале, а с другой стороны — упрощают устройства обработки. Одним из таких параметров является пространственная корреляция канала, которая тем или иным способом проявляется в реализациях принимаемого сигнала. По разным оценкам радиус корреляции звукового поля для дальностей до 20...40 км от источника в продольном направлении составляет 100...1000 м [4], радиус поперечной горизонтальной когерентности 100...2000 м [11, 12], вертикальной — 1...20 м [5]. Это говорит о том, что в сигналах с большой длительностью на интервалах более $T_{cor} = 0,1...1,3$ с теряется когерентность, нарушение которой при приёме нужно учитывать.

Как отмечено в [5], создание универсальной модели распространения, адекватной практике работы с ГАСС, является проблематичной задачей. Учёт множества факторов, влияющих на условия распространения (мезо-, макро- и микро масштабные процессы) при построении математических моделей затруднителен, и неизбежные в таких сложных задачах ограничения и приближения приводят к заметному расхождению экспериментальных данных с результатами, полученными аналитически или численным моделированием [12, 13]. Далее используется упрощённая модель сигнала, которая, не обладая высокой точностью, поможет дать качественную оценку происходящих процессов.

Пусть все гидродинамические изменения канала распространения сводятся к вариациям скорости звука, которую представим в виде $c = c_0 + \delta c$, где c_0 — средняя составляющая скорости звука, зависящая от времени, сезона, глубины, температуры и других параметров;

δc — флуктуационная составляющая. Далее полагаем, что за время импульса средняя составляющая не изменяется, а вариации скорости приводят к изменениям фазы, которые носят блуждающий характер. Если N_φ — нормированная по отношению к длительности элемента кода T_{code} спектральная плотность фазовых флуктуаций, то дисперсия фазы к окончанию импульса составит $N_\varphi \cdot T_{code} \cdot B$.

Принципы когерентно-некогерентной обработки

При обработке гидроакустических сигналов широко используются методы и алгоритмы, хорошо отработанные и практически зарекомендовавшие себя в радиолокации и радиосвязи [2]. Например, корреляционный приёмник, который является оптимальным в условиях приёма сигналов на фоне гауссовского шума, служит основой для построения устройств обнаружения, фильтрации и классификации в гидролокаторах, системах связи и т.п. [14], хотя помехи носят негауссовский характер. Вокруг него формируются дополнительные блоки и устройства, учитывающие специфику распространения сигналов в водной среде и структуру помех, воздействующих на гидроакустические комплексы. Это в конечном итоге придает аппаратуре обработки сигналов ГАСС уникальные свойства, существенно отличающие её от аппаратуры приёма радиосигналов. В рамках данной работы рассматривается взаимный корреляционный приём сложного гидроакустического сигнала в многоканальном по доплеровской частоте приёмнике.

Для одного l -го доплеровского канала выходной сигнал может быть представлен в виде

$$y_{lk} = A \cdot \exp\{-j(\varphi_{cok} + \varphi_{chk} + \varphi_0)\} + \xi_{lk},$$

где A — амплитуда сигнала; φ_{cok} — фаза сигнала, соответствующая внутриимпульсной

модуляции; φ_{chk} — фаза сигнала, обусловленная искажениями в канале распространения; φ_0 — начальная фаза сигнала; ξ_{lk} — шум канала и приёмной аппаратуры.

Опорный сигнал в корреляционном приёмнике рассчитывается на известный излучаемый сигнал $S_k = U_{op} \cdot \exp(j\varphi_{cok})$, поэтому любые отличия мгновенных значений анализируемого сигнала от эталонного, возникающие до момента приёма, приводят к снижению уровня выходного сигнала согласованного фильтра. Удобной формой реализации корреляционного приёмника является программно-аппаратная реализация с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) и представлением корреляционного интеграла (корреляционной суммы) в виде свёртки наблюдаемого процесса с импульсной характеристикой фильтра, согласованного с сигналом,

$$z_{lk} = \sum_{i=0}^{N_s-1} y_{lk+i} S_{i-N_s} = \text{Re} z_{lk} + j \text{Im} z_{lk},$$

где N_s — длительность (число отсчётов) сигнала.

Процедура когерентного обнаружения преамбулы и оценки её временного положения осуществляется с применением модуля комплексного сигнала $|z_{lk}| = \sqrt{\text{Re}^2 z_{lk} + \text{Im}^2 z_{lk}}$, что позволяет в условиях отсутствия искажений и воздействия только белого гауссовского шума реализовать потенциальные возможности обработки. При когерентно-некогерентной обработке согласованный фильтр разделяется на M отдельных парциальных фильтров (секций или сегментов), длительность импульсных характеристик которых выбирается в соответствии с ожидаемыми искажениями сигнала. Выходные сигналы всех этих парциальных фильтров объединяются некогерентным образом, что ослабляет требования к допустимому

изменению фазы сигнала во времени. В общем случае парциальные фильтры, оставаясь в классе фильтров с конечной импульсной характеристикой, могут иметь различный порядок.

Пусть N_{pm} — длина импульсной характеристики m -го парциального фильтра, $m = 0, 1, \dots, M-1$, S_{mk} — импульсная характеристика парциального фильтра, равная нулю вне области существования, а начало импульсной характеристики парциального фильтра располагается в моменты времени

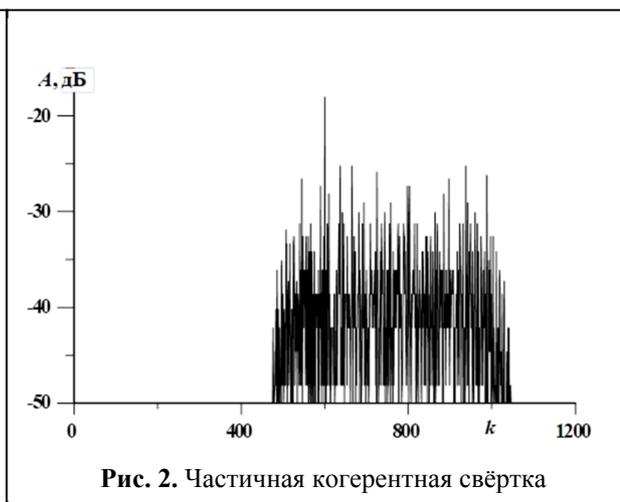
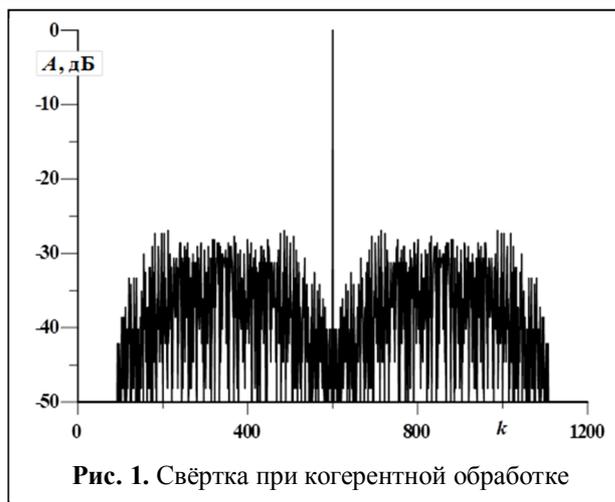
$$T_m = \sum_{i=1}^m N_{p,i-1}, \quad m = 1, \dots, M-1, \text{ относительно}$$

начала идеального опорного сигнала, $T_0 = 0$.

Тогда статистика обнаружения определяется соотношением

$$\begin{aligned} |z_{lk}^p| &= \left| \sum_{m=0}^{M-1} z_{lkm}^p \right|, \\ |z_{lkm}^p| &= \left| \sum_{i=0}^{N_{pm}-1} y_{lk+i} S_{i-N_{pm}} \right|. \end{aligned}$$

В качестве примера рассмотрим обработку сложного сигнала, использующего псевдослучайную M -последовательность, с модуляцией BPSK и базой $B = 511$ с формирующим полиномом 5 из таблицы 3.2.1 [15]. Теоретически ожидаемый средний уровень боковых лепестков (УБЛ) при когерентном сжатии сигнала с такой базой имеет порядок $S_{lb} = 20 \lg(1/\sqrt{B}) = -27$ дБ. На рис. 1 представлен график свёртки, на котором использована относительная амплитуда $A = 20 \lg(|z_{lk}|/|z_{lk}|_{\max})$ дБ, а входной сигнал сдвинут на 600 отсчётов в элементах кода k . Анализ данных показывает, что УБЛ на 0,15 дБ больше приведённого выше значения, что находится в пределах вариации УБЛ для

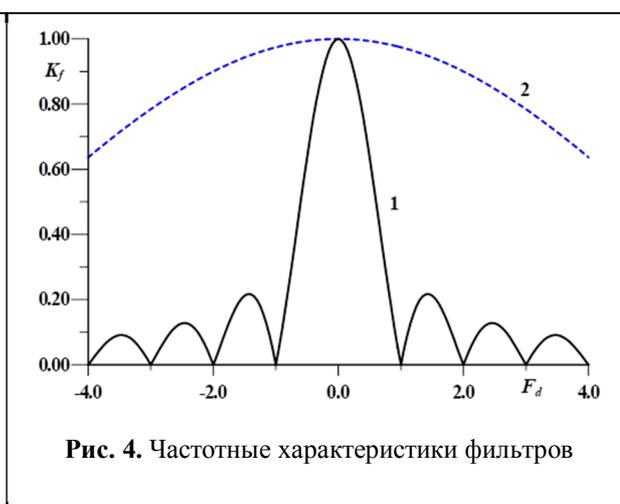
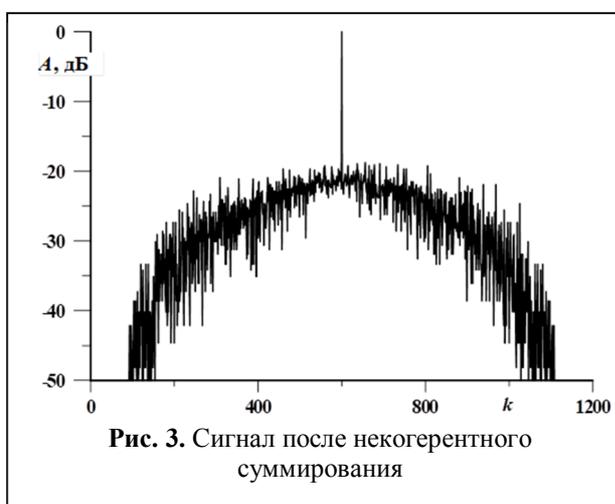


M-последовательностей. Для иллюстрации когерентно-некогерентной обработки весь сигнал разбивался на 8 сегментов, из которых 7 имели базу 64, а 1 сегмент — 63 отсчёта. В качестве примера на рис. 2 представлена частичная свёртка, полученная для 2-го сегмента. Её максимальный уровень на 18 дБ, а УБЛ на 25,2 дБ ниже уровня $|z_{lk}|_{\max}$ когерентной свёртки полного сигнала. После некогерентного суммирования всех восьми свёрток сегментов получаем сигнал, представленный на рис. 3.

Как видим, на выходе устройства, осуществляющего когерентно-некогерентную обработку, в случае приёма полностью когерентного сигнала достигается такой же максимальный уровень сигнала, как при согласованной обработке. Основным отличием является по-

вышенный почти на 8,2 дБ УБЛ (-18,7 дБ) по сравнению с полностью когерентной обработкой. Таким УБЛ обладают использованные для когерентного сжатия сегменты, которые являются вырезками из M-последовательности. Следует также отметить, что структура боковых лепестков несколько изменилась, увеличился их интегральный уровень, но к краям свёртки УБЛ монотонно падает. Это ещё более усложняет обработку гидроакустического сигнала, которому свойственны интерференционные эффекты и дополнительные потери из-за многолучевого распространения.

Другим важным фактором применения когерентно-некогерентной обработки является расширение полосы пропускания доплеровского фильтра. На рис. 4 под цифрой 1 представ-



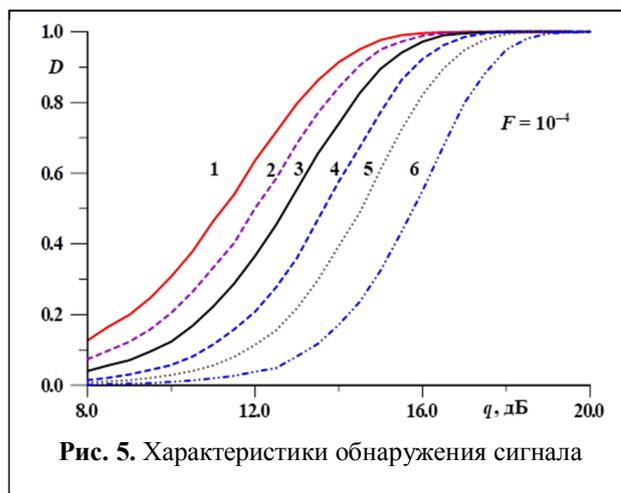


Рис. 5. Характеристики обнаружения сигнала

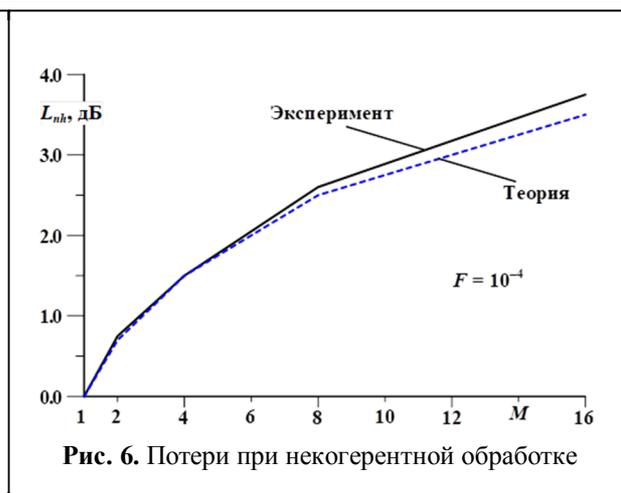


Рис. 6. Потери при некогерентной обработке

лен график амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра при когерентном сигнале и согласованной обработке. По оси абсцисс отложена нормированная частота $F_d = F_{dop}T_s$, где F_{dop} — доплеровское смещение частоты, T_s — длительность сигнала. Под цифрой 2 на том же рисунке приведена АЧХ при использовании $M = 8$ сегментов для сжатия того же сигнала с базой 511.

Полоса фильтра расширена практически в 8 раз. Это означает, что число доплеровских фильтров может быть пропорционально уменьшено, чем достигается снижение вычислительных затрат. Однако весь выигрыш от сокращения числа фильтров компенсируется увеличением вычислительных затрат из-за необходимости M раз вычислять свёртку входного сигнала с парциальными сегментами.

Эффективность когерентно-некогерентной обработки

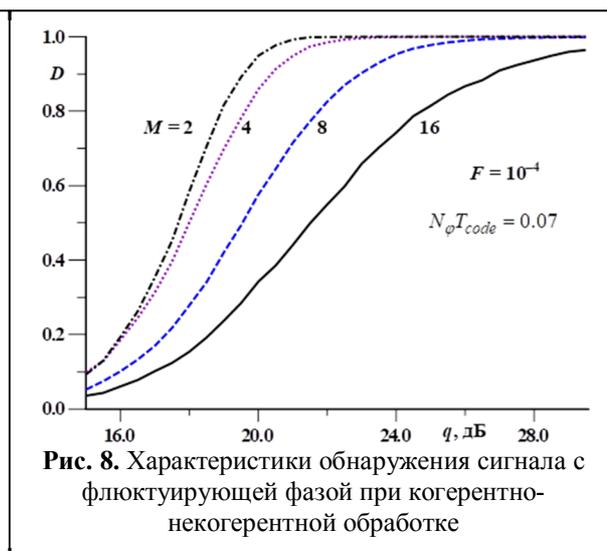
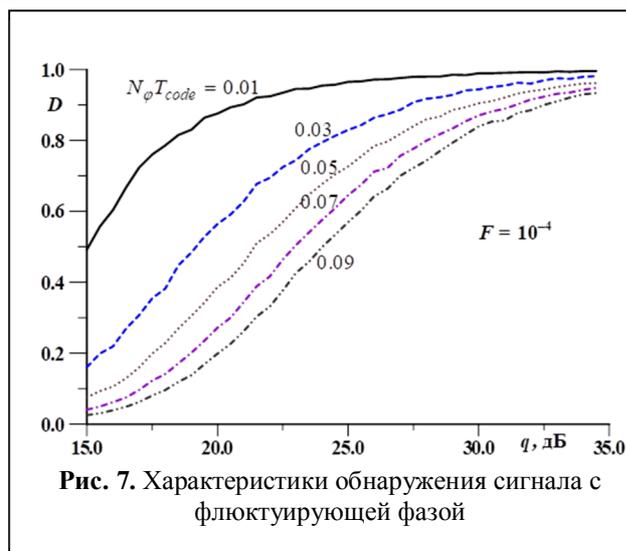
Если сигнал сохраняет присущую ему когерентность в течение всей длительности, то применение в секциях когерентной обработки с последующим некогерентным накоплением приводит к потерям в пороговой мощности сигнала. При одинаковых длительностях секций эти потери оцениваются величиной $1/\sqrt{M}$, т.е. снижение отношения сигнал-шум

зависит от числа используемых секций.

Характеристики обнаружения — зависимости вероятности правильного обнаружения D от отношения сигнал-шум (дБ), полученные путём моделирования при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-4}$, представлены на рис. 5. Под цифрой 1 на рис. 5 приведена характеристика обнаружения детерминированного сигнала, которая служит для контроля процесса моделирования и отправной точкой для сравнения различных обнаружителей; под цифрой 2 — для сигнала со случайной начальной фазой, под цифрами 3, 4, 5 и 6 представлены характеристика обнаружения сигнала со случайной начальной фазой при когерентно-некогерентной обработке и использовании $M = 2, 4, 8$ и 16 сегментов соответственно.

Сравнение характеристик обнаружения сигнала при когерентно-некогерентной обработке с характеристиками обнаружения сигнала со случайной начальной фазой при когерентной обработке показывает, что имеются потери в пороговой мощности сигнала. Зависимость энергетических потерь от числа используемых секций приведена на рис. 6. На этом же рисунке представлена зависимость из [16]. Наблюдается небольшое расхождение кривых (порядка 0,25 дБ) при большом числе секций, что может быть вызвано неточностью установки порога при ограниченной выборке.

Рассмотренные характеристики обнаружения при когерентно-некогерентной обработке



относятся к обработке когерентного сигнала. Однако в реальных условиях при прохождении канала распространения сигнал претерпевает искажения. Многолучевое распространение, реверберация и затухание приводят к амплитудным искажениям, а нестабильности скорости носителей излучателя и приёмного преобразователя, водной среды — к фазовым. Будем предполагать, что регулярные фазовые изменения компенсируются при обработке, а стохастический компонент фазы характеризуется нормированной к длительности элемента кода T_{code} спектральной плотностью N_φ . Характеристики обнаружения такого сигнала при $N_\varphi \cdot T_{code}$ из диапазона 0,01...0,1 представлены на рис. 7.

Графики показывают, что в рассматриваемых случаях энергетические потери могут достигать значительных величин от 3 до 12 дБ. Рассмотрим возможности когерентно-некогерентной обработки в условиях приёма сигнала с флюктуирующей фазой, взяв для примера уровень флюктуаций, определяемый значением $N_\varphi T_{code} = 7 \cdot 10^{-2}$. На рис. 8 представлены характеристики обнаружения, полученные с использованием $M = 2, 4, 8$ и 16 секций в сигнале соответственно. Сравнение с характеристикой обнаружения сигнала с флюктуирующей фазой при $N_\varphi \cdot T_{code} = 7 \cdot 10^{-2}$

(рис. 7) показывает, что использование 2-х секций даёт выигрыш 2,5 дБ, 4-х секций — 4,25 дБ, 8-ми секций — 5,6 дБ, 16-и секций — 5,75 дБ. Такой выигрыш можно признать значительным, но при этом можно заметить, что переход от когерентной обработки 8-ми секций к обработке 16-и секций не даёт существенно-го выигрыша, поэтому такое усложнение обработки нецелесообразно.

На основании сравнения соответствующих характеристик обнаружения можно утверждать, что в случае приёма сигнала с флюктуирующей фазой применение при обработке когерентно-некогерентного накопления в большинстве случаев приводит к выигрышу в пороговом отношении сигнал-шум. На рис. 9 для различной степени флюктуации фазы представлены зависимости энергетического выигрыша I_{mpr} , дБ, от количества используемых секций сложного сигнала для когерентно-некогерентного накопления, полученные при постоянном уровне вероятности ложной тревоги $F = 10^{-4}$ и вероятности правильного обнаружения $D = 0,5$.

Из графиков видно, что при $N_\varphi \cdot T_{code} > 0,02$ когерентно-некогерентная обработка даёт выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум, причем выигрыш растёт при увеличении фазовых искажений сигнала. В зависимости от числа сегментов наблюдается

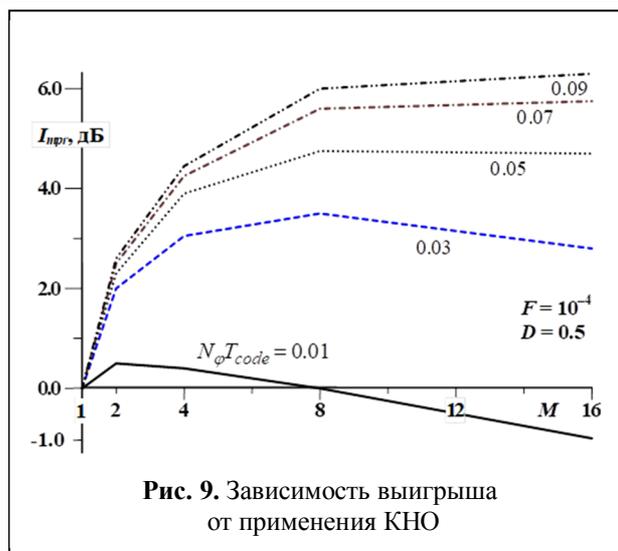
слабо выраженный экстремум, который при $N_{\varphi} \cdot T_{code} > 0,05$ ещё не достигнут. Однако представленные зависимости позволяют дать рекомендации по выбору числа сегментов: в рамках рассмотренного примера и модели флуктуации фазы более 4...8 секций использовать нецелесообразно, поскольку при дальнейшем увеличении числа секций возрастают вычислительные затраты, а достигаемый выигрыш, если он и есть, невелик.

Заключение

Полученные выше результаты по оценке влияния фазовых искажений сигнала на результаты обработки могут быть положены в основу построения системы цифровой обработки сигналов приёмной части канала связи с сильной фазовой дисперсией. Проведённые расчёты и моделирование показали, что в этой ситуации применение смешанной (когерентно-некогерентной) обработки может дать положительный эффект в качестве обнаружения. Одновременно благодаря уменьшению времени накопления в парциальных фильтрах расширяется зона поиска сигнала по доплеровской частоте.

Следует отметить, что до начала процедуры обнаружения информация о степени когерентности сигналов, как правило, отсутствует. Поэтому при незначительных флуктуациях фазы может возникнуть обратный эффект, когда когерентно-некогерентная обработка приведёт к потере пороговой мощности. Также заметный рост уровня корреляционных шумов может привести к маскировке полезных слабых сигналов, а снижение разрешения по частоте — к ухудшению настройки и синхронизации.

Отмеченные выше положительные свойства когерентно-некогерентной обработки наблюдаются при использовании сложных ФКМ сигналов. Если принимаемый сигнал имеет линейную частотную модуляцию, то разрешающая способность по времени будет изменяться при вариациях числа сегментов когерентной обработки, что вызовет дополнительные труд-



ности в обработке сигналов с многолучевым распространением.

Литература

1. Матвиенко В.Н., Тарасюк Ю.Ф. Дальность действия гидроакустических средств. Л.: Судостроение, 1981. 208 с.
2. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.
3. Урик Р.Д. Основы гидроакустики. Пер. с англ. Л.: Судостроение, 1978. 448 с.
4. Бабий В.В. Мелкомасштабная структура поля скорости звука в океане. Л.: Гидрометеиздат, 1983. 200 с.
5. Кацнельсон Б.Г., Петников В.Г. Акустика мелкого моря. М.: Наука, 1997. 191 с.
6. Сальников Б.А. Нестабильность и неоднородность термодинамических параметров океанической среды // Труды Дальневосточного политехнического института. 2000. № 127. С. 177–180.
7. Бенжамин Р. Анализ радио- и гидролокационных сигналов. Пер. с англ. М.: Воениздат, 1969. 256 с.
8. Белкин А.Г., Бобровский И.В. Использование быстрого преобразования Уолша в задачах синхронизации // Вестник ВолГУ. Сер. 1. Вып. 6. 2001. С. 155–160.
9. Илларионов А.А., Козловский С.В., Корякин А.Б., Щерба С.А. К оценке уровня реверберационной помехи при частично-когерентной обработке эхо-сигналов // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 12 (173). С. 25–35.
10. Волков М.В., Григорьев В.А., Жилин И.В. и др. Мелководный акустический волновод арктического типа как канал для передачи информации при

звукowodной связи // Акустический журнал. 2018. Т. 64. № 6. С. 676–681.

11. Carey W.M. Transverse coherence lengths, processing limits and implications // Proceedings of Meetings on Acoustics, 2009. Vol. 6. 005001-15 p.

12. Zhang B., Li F., Li Z., etc. Transverse horizontal spatial coherence in shallow water // MATEC Web of Conferences. 283, 02001 (2019) 6 p.

13. Луньков А.А., Рouseff D. Оценка поперечного радиуса когерентности звукового поля в мелком море при наличии фоновых внутренних волн //

Ученые записки физического факультета МГУ. 2014. № 6. С. 146331-1-5.

14. Применение цифровой обработки сигналов. Под ред. Э.Оппенгейма. М.: Мир, 1980. 552 с.

15. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. Под ред. В.Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.

16. Голев К.В. Расчет дальности действия радиолокационных станций. М.: Сов. радио, 1962. 204 с.

Поступила 23 марта 2020 г.

English

COHERENT-INCOHERENT PROCESSING OF THE PREAMBLE SIGNAL TAKING INTO ACCOUNT THE PROPERTIES OF THE PROPAGATION CHANNEL

Viktor Vasilievich Kostrov — Doctor of Engineering Sciences, Professor, Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletov”.

E-mail: vvk@mit.ru.

Address: 602254, Russian Federation, Vladimir region, Murom, Orlovskaya street, 23.

Abstract: The problem of detecting a complex signal in the conditions of signal propagation through a frequency-dispersing medium is considered. To obtain the preamble signal to be detected, the hydro acoustic communication system uses binary phase modulation of the carrier oscillation with a pseudo-random M-sequence. A model of frequency variations is adopted as a random process with a Gaussian probability distribution density, which leads to a random wandering phase. To improve the detection quality, a combined coherent-incoherent processing of a complex preamble signal is proposed. This type of processing involves splitting the entire signal into segments; within each segment, coherent processing is performed (convolution of the segment with the corresponding reference part of the reference signal). Then, the results of segment convolution are combined incoherently. An example of calculating the convolution of a signal from 8 segments shows the process of forming a total signal. An increase in the level of the side lobes of the compressed signal after coherent-incoherent processing and an expansion of the band of possible Doppler frequency shift were observed. In a hydro acoustic communication channel, this approach to signal processing reduces the time of accidental exposure of the underwater environment to the signal phase. Statistical modeling in C++ has been used to calculate detection characteristics in various situations and processing options. The probability of a false alarm in the calculations was equal to 0,0001. The detection characteristics were first calculated for a deterministic signal, and then the detection characteristics of a signal with a random initial phase were calculated. When there were no phase fluctuations in the signal, coherent-incoherent processing resulted in losses in the threshold signal power of 0.7-3.6 dB when changing the number of segments from 2 to 16. If the propagation channel causes frequency or phase distortion of the signal with a normalized spectral density of 0.01-0.1, then the threshold power loss was 3-12 dB, respectively. The dependence of the gain obtained during coherent-incoherent processing of a complex signal on the number of segments and the degree of phase fluctuation is analyzed. The simulation results showed that the gain in the signal-to-noise ratio can be 6.2 dB with the degree of fluctuations of 0.09 and the number of segments 16. However, at a low level of phase fluctuations (0.01), splitting the entire signal into 16 segments results in a loss in the threshold signal-to-noise ratio of 1 dB.

Keywords: digital signal processing, sonar channel, complex signal, pseudo-random sequence, coherent processing, incoherent processing, convolution, detection, detection characteristics.

References

1. Matvienko V.N., Tarasyuk Yu.F. Range of hydro acoustic devices. Leningrad: Sudostroenie, 1981. 208 p.
2. Koriakin Yu.A., Smirnov S.A., Yakovlev G.V. Ship sonar equipment: the state and actual problems. Saint Petersburg: Nauka, 2004. 410 p.
3. Urlick R.J. Principles of underwater sound. McGraw-Hill, Book Company, 1975. 448 p.

4. *Babiy V.V.* Small-scale structure of the sound velocity field in the ocean. Leningrad: Hydrometeoizdat, 1983. 200 p.
5. *Katsnelson B.G., Petnikov V.G.* Shallow water acoustics. Moscow: Nauka, 1997. 191 p.
6. *Sal'nikov B.A.* Instability and heterogeneity of thermodynamic parameters of the ocean environment. Proc. Dal'nevostochnyi Polytechnic Institute. 2000. No. 127. Pp. 177–180.
7. *Benjamin R.* Modulation, resolution and signal processing in radar, sonar and related systems. London, 1968. 256 p.
8. *Belkin A.G., Bobrovskiy I.V.* Usage of fast Walsh transform in synchronization tasks. Vestnik VolSU. Series 1. Iss. 6. 2001. Pp. 155–160.
9. *Illarionov A.A., Kozlovskiy S.V., Korjakin A.B., Shcherba S.E.* To assess the level of the s.v. reverb signal suppression with partly-coherent processing of echo signals. SFU news. Technical science. 2015. No. 12 (173). Pp. 25–35.
10. *Volkov M.G., Grigor'ev V.A., Zhilin I.V.* et al. Shallow-water acoustic waveguide of the Arctic type as a channel for transmitting information in sound-water communication. Acoustic Journal. 2018. Vol. 64. No. 6. Pp. 676–681.
11. *Carey W.M.* Transverse coherence lengths, processing limits and implications. Proceedings of Meetings on Acoustics, 2009. Vol. 6. 005001-15 p.
12. *Zhang B., Li F., Li Z., etc.* Transverse horizontal spatial coherence in shallow water. MATEC Web of Conferences. 283, 02001 (2019) 6 p.
13. *Lunkov A.A., Rouseff D.* Sound field transverse coherence length estimation in shallow water in the presence of background internal waves. Scientific notes of the faculty of physics of MSU. 2014. No. 6. Pp. 146331-1-5.
14. Applications of Digital Signal Processing. Ed. A.V. Oppenheim. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1978. 552 p.
15. Noise-like signals in information transmission systems. Ed. *V.B. Pestryakov*. Moscow: Sovetskoe Radio, 1973. 424 p.
16. *Golev K.V.* Radar range calculation. Moscow: Sovetskoe Radio, 1962. 204 p.