

УДК 681.2.08:004.31

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Бурдинский И.Н.

Введение

Аппаратные и программные средства, используемые для определения расстояния в морской среде, играют важную роль для надежного функционирования автономных подводных аппаратов и устройств различного назначения. Данные средства являются главной составляющей *гидроакустических навигационных систем*. Экспедиция на Северный полюс «Арктика-2007» еще раз показала, что одной из самых серьезных проблем, которая требует разрешения в процессе создания и эксплуатации автономных подводных аппаратов, является проблема их навигационного обеспечения. Основные принципы построения и функционирования современных гидроакустических навигационных систем описаны в монографиях [1, 2]. На практике в основном используются навигационные системы, в которых излучатели и приемники, расположенные на обеспечивающем судне и на подводном аппарате, синхронизируются перед погружением аппарата. При этом определение положения объекта навигации можно свести к задаче точного *определения момента прихода навигационного/управляющего сигнала*. Основная сложность данной задачи заключается в переменных физических характеристиках канала связи, а именно в неоднородности водной среды по отношению к скорости распространения звука, и многократном отражении сигнала от водной поверхности и дна моря. В соответствии с доступными источниками и рекламными проспектами отечественных и зарубежных фирм потенциальная точность современных гидроакустических навигационных систем дальномерного типа оценивается величиной относительной погрешности измерения расстояния и составляет 1,5 – 2 %. Дальность действия данных систем не превышает 10 – 15 км.

В качестве передаваемых кодов в современных информационных системах подводных роботов все чаще используются коды Баркера и М-последовательности [3]. Символы различного вида в данных последовательностях встречаются примерно одинаковое число раз, т.е. все они имеют равновероятное распределение. Вследствие этого М-последовательности называют псевдослучайными или шумоподобными кодами. Если обозначить через C_S длину М-последовательности, равная вероятности распределения символов в последовательности выражается в том, что высота боковых пиков апериодической автокорреляционной функции пропорциональна $1/\sqrt{C_S}$ [4]. Соответственно, с увеличением длины передаваемой последовательности величина боковых пиков уменьшается. Данная особенность позволяет обеспечить высокую надежность детектируемо-

Представлен измерительный комплекс, разработанный на базе технологии FPGA, позволяющий в реальном масштабе времени с высокой точностью регистрировать навигационные и управляющие гидроакустические шумоподобные сигналы. Представлены результаты натурных испытаний макета разработанного комплекса в условиях мелкого моря.

сти передаваемого сигнала даже при наличии мощных помех.

С использованием шумоподобных сигналов в работах [5 – 7] были проведены исследования характеристик и свойств придонной гидроакустической волны. Полученные результаты позволяют выдвинуть предположение о возможности увеличения радиуса действия навигационных систем до сотен километров при сохранении погрешности измерения в несколько процентов.

Целью данной работы ставилось разработка средств многоканальной цифровой обработки шумоподобных сигналов, которые в дальнейшем предполагается использовать для создания высокоточных систем навигации и управления подводными роботами с увеличенным радиусом действия.

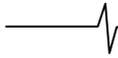
Численное моделирование

Основным методом для обнаружения момента прихода сигнала является вычисление корреляционной функции принимаемого сигнала с *маской* (последовательность дискретных отсчетов передаваемого сигнала):

$$R_k = \sum_{i=0}^{N-1} u_{k+i} \cdot m_i, \quad (1)$$

где u_k – последовательность входных отсчетов; m_i – сформированный массив дискретных отсчетов маски; N – размер обрабатываемого окна. В данной работе использовались два вида маски: *математическая маска*, в качестве m использовался массив отсчетов идеального сигнала; *реальная маска*, в качестве m использовался массив отсчетов, полученный при приеме сигнала в лабораторных условиях. Временной интервал между фиксированным моментом синхронизации и максимальным значением корреляционной функции R_{\max} на некотором рассматриваемом интервале определяет время распространения передаваемого сигнала между пунктами излучения и приема.

В качестве передаваемых сигналов в данной работе использовались фазоманипулированные М-последовательности. Фазоманипулированная М-последовательность является двоичным кодом, биты которого при отправке кодируются фазой синусоидального сигнала. Для детектирования сигнала, представляющего собой двоич-



ный код, может быть применена *посимвольная корреляционная функция*. Для этого необходимо сначала выделить биты (*символы*), составляющие кодовую посылку, а затем произвести бинарную корреляцию, которая определена как

$$\langle R \rangle_k = \sum_{j=0}^{C_S-1} M_j \oplus s_j, \quad (2)$$

где M_j – символ двоичной кодовой последовательности; s_j – j -ое двоичное значение исследуемого сигнала ($s_j = 0$, если

$$\sum_{i=0}^{N_S-1} m_i \cdot u_{k+i+j \cdot N_S} < 0, \text{ и } s_j = 1, \text{ иначе);}$$

u_k – последовательность входных отсчетов; m_j – массив отсчетов маски, соответствующий одному символу; C_S – количество символов в посылке; N_S – длина одного символа в дискретных отсчетах; \oplus – операция логического исключающего ИЛИ; \bar{a} – операция логического инвертирования двоичной строки a .

Для оценки ожидаемой погрешности и достоверности определения момента прихода сигнала при различных параметрах модуляции М-последовательности и различных соотношениях сигнал/шум (SNR) была разработана программа в среде MATLAB v.7.4, моделирующая прием/передачу шумоподобных сигналов [8]. Входными параметрами программы являются: длина М-последовательности C_S , несущая частота сигнала f_s , частота дискретизации f_d , длительность символа N_S , отношение сигнал/шум SNR, величина сдвига обрабатываемого окна ΔS , т.е. число отсчетов на которое необходимо сдвинуть окно для вычисления очередного корреляционного значения.

Для выбранной М-последовательности алгоритм работы программы включает в себя следующие шаги:

- формирование фазы моделируемого сигнала по случайному закону с равномерным распределением;
- трансформация двоичного кода в последовательность дискретных отсчетов для заданных входных параметров;
- наложение шума заданной величины (определяемой SNR);
- расчет корреляционной функции по формулам (1), (2) и нахождение корреляционного максимума;
- определение ошибки детектирования ΔN (измеряется в количестве дискретных отсчетов) между известным началом сигнала и найденным корреляционным максимумом;
- повторение эксперимента.

По окончании программа выбирает максимальную из возникших ошибок детектирования при заданных входных параметрах. В качестве критерия оценки точности детектирования была введена безразмерная величина ε , которая определялась следующим образом:

$$\varepsilon := \begin{cases} \frac{N_S - \Delta N}{N_S}, & \text{если } \Delta N < N_S; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Таким образом, если максимальная ошибка определения момента прихода сигнала не превышает по длительности один период частоты дискретизации $1/f_d$, тогда $\varepsilon = 1$; если ошибка превышает длительность одного символа М-последовательности, то $\varepsilon = 0$.

В данной работе в качестве критерия достоверности приема сигнала на рассматриваемом временном интервале использовалась величина $r = \max_k(R_k)/R_{\max}$, где R_{\max} – теоретическое максимальное значение корреляционной функции. Достоверное определение момента прихода сигнала выполняется в том случае, если рассчитанная величина r превышает некий заданный порог детектирования r_{\min} . В практических приложениях выбор корректного значения r_{\min} сопряжен с рядом трудностей, т.к. зависит от величины R_{\max} , которая в свою очередь напрямую зависит от параметров модуляции используемой М-последовательности и характеристик гидроакустического канала. Если при определении значения R_{\max} для обычной корреляционной функции (1) требуется применение специальных методик [9], то для посимвольной корреляционной функции (2) значение R_{\max} всегда равно C_S .

Расчетные зависимости точности детектирования ε и величины r от уровня SNR для обычной и посимвольной корреляционных функций при входных параметрах $C_S = 127$, $f_s = 12$ кГц, $f_d = 48$ кГц, $N_S = 32$ и $\Delta S = 1$ приведены на рис. 1 и 2 соответственно.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о перспективности использования посимвольной корреляционной функции в реальных приложениях для определения порога r_{\min} , используемого в качестве критерия надежного детектирования приходящего сигнала.

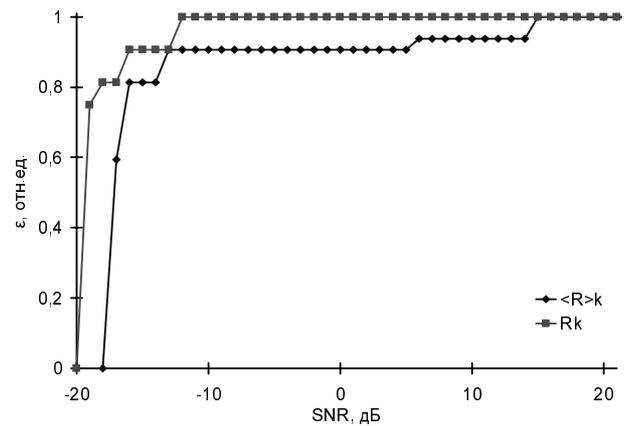


Рис. 1. Зависимость точности детектирования ε от уровня SNR для обычной и посимвольной корреляционных функций

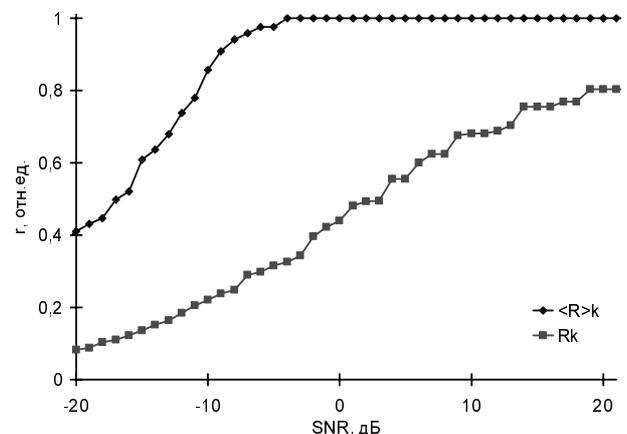


Рис. 2. Зависимость относительного значения корреляционной функции r от уровня SNR для обычной и посимвольной корреляционных функций

Дополнительно было произведено сравнение точности детектирования при различной величине сдвига обрабатываемого окна ΔS (рис. 3). Приведенные результаты позволяют констатировать, что при увеличении величины сдвига обрабатываемого окна при низком соотношении сигнал/шум точность детектирования резко падает. Соответственно, для обеспечения высокой точности определения момента прихода шумоподобного сигнала необходимо рассчитывать корреляционную функцию на *каждом* дискретном отсчете входного сигнала.

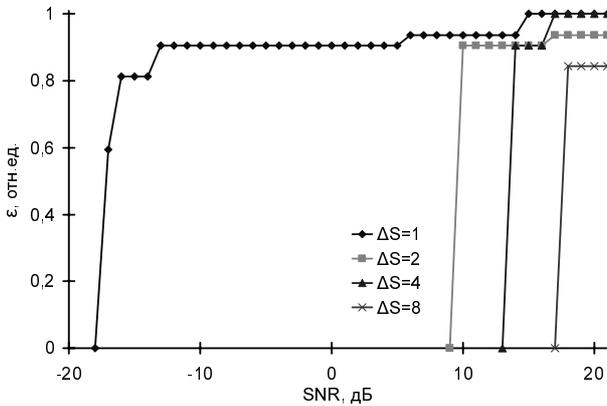


Рис. 3. Зависимость точности детектирования ϵ для корреляционной функций R_k при различной величине сдвига ΔS обрабатываемого окна

Реализация корреляционного метода

В соответствии с теорией [10], вычисление корреляционной функции (1) в частотной области сводится к поэлементному умножению Фурье образов последовательности u_k и маски m_k . Общее число операций, требуемых для нахождения корреляционного максимума, $O(K \log_2 K)$, где K определяет временной интервал на котором производится поиск корреляционного максимума ($K \gg N$). Реализация корреляционного метода в частотной области при построении системы, работающей в реальном масштабе времени, имеет ряд недостатков. Во-первых, для

вычисления корреляционной функции необходимо хранить все дискретные отсчеты принятого сигнала, что потребует организовать большие блоки памяти при аппаратной реализации метода. Во-вторых, нахождение корреляционного максимума нужно выполнять только после того, как вся входная последовательность принята, т.е. расчет корреляционного максимума в частотной области во время приема невозможен из-за отсутствия всех данных.

Вычисление корреляционной функции во временной области решает упомянутые выше проблемы, однако при этом для нахождения корреляционного максимума требуется $O(KN)$ операций. Для определения момента прихода сигнала с точностью до одного отсчета необходимо вычислять значения корреляционной функции R_k за время T_p , которое должно удовлетворять условию $T_p < 1/f_d$. Следует отметить, что время обработки T_p непосредственно зависит от размера обрабатываемого окна N . Кроме этого, для многоканальной системы (использующей различные M-последовательности и/или несколько несущих частот) время T_p необходимо уменьшить пропорционально количеству каналов. Учитывая трудоемкость одной операции корреляции во временной области, а также высокую частоту дискретизации, была разработана функциональная схема (рис. 4), которая позволит реализовать устройство для вычисления корреляционной функции и нахождения корреляционного максимума в режиме реального времени с точностью до одного дискретного отсчета для широкого диапазона параметров f_d и N .

Основным элементом схемы является n -параллельный четырехступенчатый конвейер, позволяющий за время T_p вычислить n значений корреляционной функции, т.е. на выходе схемы выдаются значения R_{k+j} , где $j \in [i, i+n-1]$. Особенность данной функциональной схемы заключается в наличии двух тактовых частот: дискретные отсчеты u_k загружаются во входной регистр D (организованный как FIFO очередь) с частотой f_d , остальные функциональные блоки тактируются системной частотой f_F (причем $f_F \gg f_d$).

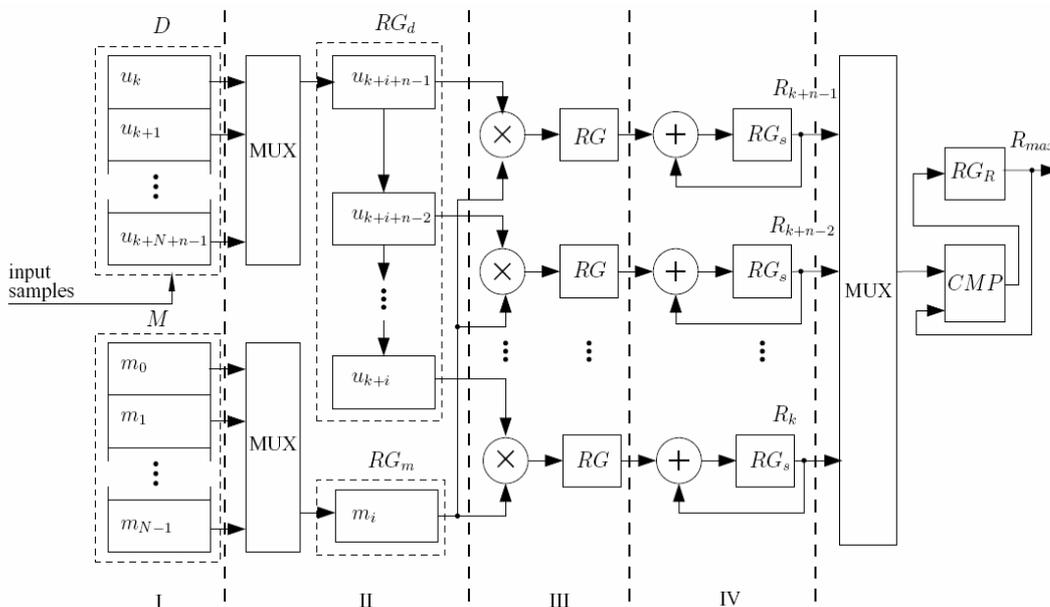
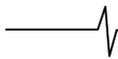


Рис. 4. Функциональная схема



Функциональная схема работает следующим образом. После заполнения регистра D дискретными отсчетами $(N+n)$ первые n входных отсчетов заполняют регистр сдвига RG_d , а значение m_i заносится в регистр RG_m . Далее, на каждом такте системной частоты производится выполнение операции умножения текущего отсчета из регистра RG_d со значением маски m_i параллельно на всех n уровнях конвейера. На следующем такте промежуточное значение результата корреляции заносится в регистр RG_S , мультиплексор выбирает следующий отсчет из D , сдвигая значения в RG_d , и загружается следующий отсчет маски m_{i+1} . Через $(N+n)$ тактов системной частоты n вычисленных значений корреляционной функции с выходов регистров RG_S через мультиплексор последовательно поступают на вход компаратора CMP . В регистре RG_R фиксируется текущее максимальное значение R_{max} . В дополнительном регистре также фиксируется номер отсчета, соответствующего текущему R_{max} . После вычисления n первых значений корреляционной функции регистры RG_S и RG_d очищаются, и начинается новый цикл обработки сдвинутого окна.

Для вычисления посимвольной корреляционной функции (2) в предложенную функциональную схему необходимо внести лишь незначительные изменения. Блок сравнения расширится схемой для перевода последовательности отсчетов в битовую последовательность, схемой для вычисления логического исключающего ИЛИ и инвертором.

Большинство современных аппаратных реализаций алгоритмов цифровой обработки сигналов исполняются на цифровых сигнальных процессорах (DSP), либо на программируемых логических интегральных схемах (PLD). Среди основных достоинств DSP при разработке систем цифровой обработки сигналов можно отметить такие как: высокое быстродействие при реализации операций над данными с фиксированной и плавающей точкой, наличие развитой периферии, относительная невысокая стоимость. Вместе с тем, DSP обладают рядом недостатков. Во-первых, при реализации параллельных методов обработки данных приходится увеличивать число процессоров и обеспечивать их работу в мультипроцессорном режиме. Во-вторых, DSP требуют внешних элементов памяти для хранения программного кода и обрабатываемых данных. В-третьих, системы на базе DSP потребляют высокую мощность, что является критичным параметром при разработке различных автономных систем.

Альтернативой DSP при разработке систем цифровой обработки сигналов являются PLD, среди которых наибольшее распространение получили перепрограммируемые матрицы, выполненные по технологии FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*). Можно выделить два основных достоинства использования FPGA матриц при реализации цифровых систем обработки гидроакустических сигналов для автономного подводного аппарата:

- 1) относительно невысокое энергопотребление;
- 2) возможность реализовать всю систему (включая фильтрацию, расчет корреляционной функции, генерацию управляющих сигналов и пр.) на одном кристалле, что позволяет улучшить массогабаритные показатели.

В данной работе функциональная схема, приведенная выше, была реализована на FPGA матрице Virtex-4 XC4VLX25 фирмы Xilinx [11]. Достоинством данной матрицы является наличие специализированных блоков конвейерного умножения и сложения (XtremeDSP), а также двухпортовых

блоков быстрой памяти (каждый размером 18 Кбит), позволяющих выполнять две операции чтение-запись одновременно.

Разработка схемотехнического дизайна цифровой системы обработки гидроакустических сигналов производилась в среде проектирования Xilinx ISE v8.2. В качестве экспериментальной платы использовался отладочный стенд ML401 фирмы Xilinx [12].

При реализации блока определения корреляционного максимума для одной несущей частоты ($f_s = 12$ кГц, $f_d = 48$ кГц, $f_F = 100$ МГц, $N = 4064$ и $n = 2$) затраты ресурсов матрицы XC4VLX25 составили менее 10 %. Как следствие, на данной матрице возможно реализовать до 10 блоков, каждый из которых может быть настроен на свою несущую частоту и/или M-последовательность, что позволит одновременно адресовать несколько объектов навигации и управления, работающих в общей полосе частот [13].

Описание эксперимента

Натурные испытания разработанного комплекса аппаратно-программных средств цифровой обработки гидроакустических шумоподобных сигналов проводились в бухте Рында залива Петра Великого (г.Владивосток) с борта научно-исследовательского судна «Юрий Молоков».

Пункт излучения гидроакустических сигналов был размещен на борту судна, которое перемещалось по акватории бухты. Состав пункта излучения:

- выносная гидроакустическая антенна с усилителем мощности;
- блок сопряжения, предназначенный для согласования уровня сигналов и питания усилителя передающей антенны;
- цифровой блок формирования навигационно-управляющих сигналов на базе стенда ML401.

Текущее положение передающей антенны, которая была вывешена в воду на глубину 2,5 – 3,0 м, определялось при помощи GPS приемника.

Пункт приема гидроакустических сигналов состоял из:

- приемной антенны гидроакустических сигналов;
- многоканальной системы цифровой обработки гидроакустических сигналов на базе стенда ML401;
- системы сбора информации на базе персонального компьютера с поддержкой интерфейсов USB 2.0 Full Speed и RS-232C.

Пункт приема был установлен на пирсе, антенна была вывешена с пирса в воду на глубину 2,5 – 3,0 м. Координаты приемной антенны определялись с помощью GPS приемника.





Рис. 5. Пункты излучения (вверху) и приема (внизу)

Фотографии оборудования пунктов излучения и приема приведены на рис. 5.

Перед началом испытаний была осуществлена синхронизация блока формирования сигналов и системы цифровой обработки сигналов. После отхода судна от пирса излучающая антенна передавала с периодом 10 с ансамбль сигналов, представляющий собой две фазоманипулированные M-последовательности $M1$ и $M2$ ($C_S = 127$, $f_S = 12$ кГц, $N_S = 32$, $f_d = 48$ кГц). Сначала излучалась последовательность $M1$, а затем, с задержкой 0,5 с, последовательность $M2$.

Принятые в пункте приема сигналы обрабатывались четырехканальной системой цифровой обработки гидроакустических сигналов. В первом канале $K1$ вычислялась корреляционная функция принятых данных с математической маской, соответствующей последовательности $M1$. Во втором канале $K2$ вычислялась корреляционная функция принятых данных с реальной маской, записанной в лабораторных условиях при получении последовательности $M1$ (расстояние между излучающей и приемной антеннами составляло ~ 1 м). В третьем канале $K3$ производилась посимвольная корреляция принятых гидроакустических данных с маской последовательности $M1$, представленной в бинарном виде. Вычисление корреляционной функции принятых данных с математической маской для последовательности $M2$ выполнялось в четвертом канале $K4$.

Во время эксперимента результаты измерений, полученные разработанным комплексом, передавались по интерфейсу RS-232C системе сбора информации в реальном масштабе времени, где они записывались в файл в формате *txt*. Исходный поток гидроакустических данных с приемной антенны по интерфейсу USB также поступал на систему сбора информации и записывался в файл в формате *wav* для последующего анализа достоверности полученных измерений.

На первом этапе обработки экспериментальных данных была оценена инструментальная ошибка определения момента прихода сигнала ΔN . Ошибка, измеренная в отсчетах частоты дискретизации, определялась по разнице между моментами детектирования сигналов в каналах $K1$ и $K4$, т.е. было исключено влияние на оценку точности детектирования таких параметров, как вариации скорости звука, многолучевой структуры распро-

странения гидроакустического сигнала, погрешности GPS и т.д.

На рис. 6 представлены графики зависимости точности детектирования от уровня SNR:

а) – для «идеального» сигнала (результаты моделирования, см. раздел 1);

б) – для реального сигнала, детектированного разработанным комплексом;

с) – для реального сигнала, детектированного разработанной программной моделью цифровой системы обработки широкополосных навигационных сигналов [8].

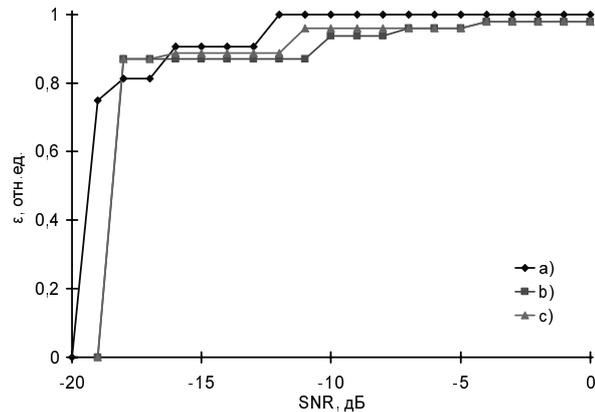


Рис. 6. Зависимости точности детектирования ε от уровня SNR

Представленные на рис. 6 данные позволяют оценить ошибку определения момента прихода сигнала, которая при $f_d = 48$ кГц и $\text{SNR} > -18$ дБ не превышает трех периодов частоты дискретизации – 62,5 мкс, т.е. потенциальная точность определения дистанции представленным комплексом составляет ~ 10 см. Эта ошибка немного выше ожидаемой, что объясняется реальными искажениями сигнала, вносимыми приемно-передающим оборудованием и гидроакустическим каналом.

Следующим этапом, используя данные GPS и результаты измерения моментов времени обнаружения сигналов, была рассчитана средняя (эффективная) скорость распространения гидроакустического сигнала – 1482 м/с. Полученное значение использовалось затем при расчете дистанции между пунктами излучения и приема.

Результаты финальной обработки экспериментальных данных приведены в таблице. В первой строке дана дистанция между пунктами приема и излучения, полученная при помощи GPS приемника, во второй строке – для выбранной дистанции оценка уровня SNR рассчитанного по методике, предложенной в [14]. С третьей по пятую строку даны результаты расчета дистанции, полученные для каналов $K1$ – $K3$ соответственно. Средняя относительная ошибка определения дистанции δl приведена в последней строке таблицы.

Ошибка определения дистанции δl для проведенных экспериментов, как следует из таблицы, составляет $\sim 0,5$ %, что является хорошим показателем для условий мелкого моря [1]. При этом средняя относительная ошибка для третьего канала (посимвольная корреляция) не превышает 0,25 %.

Результаты измерений

GPS, м	145,10	501,92	1112,24	1504,26	1496,87
SNR, дБ	-3,5	-5,0	-17,5	-18,0	-11,2*
K1, м	145,46	502,64	1119,21	1494,28	1487,92
K2, м	145,46	502,75	1120,08	1494,31	1488,15
K3, м	145,45	503,10	1112,22	1496,03	1494,97
δI , %	0,25	0,19	0,45	0,63	0,44

*Примечание: мощность излучения была увеличена на 12 дБ.

Заключение

В данной работе представлена аппаратная реализация корреляционного метода, используемого для точной регистрации момента прихода гидроакустических шумоподобных сигналов в реальном масштабе времени. С помощью численного моделирования был проведен анализ, позволяющий оценить погрешность и достоверность определения момента прихода шумоподобного сигнала при различных параметрах модуляции и соотношениях сигнал/шум. Высокая производительность цифровой обработки сигналов обеспечивается функциональной схемой, в основе которой лежит n -параллельный четырехступенчатый конвейер. Представлена реализация функциональной схемы на FPGA матрице фирмы Xilinx. Приведено описание экспериментов с использованием разработанного макета цифровой системы обработки шумоподобных гидроакустических сигналов на базе отладочного стенда ML401 фирмы Xilinx в реальных условиях.

Полученные данные позволяют судить о перспективности реализованного метода на FPGA матрице для создания высокоточных систем детектирования гидроакустических сигналов с увеличенным радиусом действия. Представленные разработки предполагается использовать в многоканальных системах телеметрии и навигации автономных подводных аппаратов, создаваемых Институтом проблем морских технологий ДВО РАН.

Литература

1. Агеев М.Д., Касаткин Б.А., Киселев Л.В., Матвиенко Ю.В. и др. Автономные подводные роботы. Системы и технологии / Под ред. акад. М.Д. Агеева. – М.: Наука, 2005. – 400с.
2. Необитаемые подводные аппараты военного назначения / Под ред. акад. М.Д. Агеева. Владивосток: Дальнаука,

2005. – 164с.

3. Бурдинский И.Н., Матвиенко Ю.В., Миронов А.С., Рылов Р.Н. О применении сложных сигналов в гидроакустических системах навигации и управления подводными роботами // Подводные исследования и робототехника. – 2008. – №1(5). – С.39-46.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
5. Padilla F., de Billy M., Quentin G. Theoretical and experimental studies of surface waves on solid-fluid interfaces when the value of the solid velocity is located between the shear and the longitudinal ones in the solid // J. Acoust. Soc. Am. 1999. V.106 (2). P. 666-673.
6. Spindel R.C., Na J., Dahl P.H., Oh S., Eggen C., Kim Y.G., Akulichev V.A., Morgunov Y.N. Acoustic Tomography for Monitoring the Sea of Japan: A Pilot Experiment // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2003. V. 28. No. 2. P. 297-302.
7. Chin C.-S., Ramp S.R., Miller C.W., Lynch J.F., Duda T.F., Tang T.Y. Acoustic Intensity Fluctuations Induced by South China Sea Internal Tides and Solutions // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2004. V. 29. No. 4. P. 1249-1263.
8. Бурдинский И.Н., Карабанов И.В., Линник М.А., Миронов А.С. Модель цифровой системы обработки широкополосных навигационных сигналов // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2008610396. – Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам, 2008.
9. Girod L., Estrin D. Robust Range Estimation Using Acoustic and Multimodal Sensing // IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2001), Maui, Hawaii, October 2001.
10. Nussbaumer Henri J. Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms. – Berlin: Springer-Verlag, 1982. – 248p.
11. Virtex-4 Family Overview [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds112.pdf.
12. Virtex-4 ML401 Evaluation Platform. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.xilinx.com/products/devkits/HW-V4-ML401-UNI-G.htm>.
13. Burdinskiy I.N., Mironov A.S., Naumov L.A. System Simulation for Digital APS Signal Processing On the Basis of Programmable Array Logic // Signal Transmission, Processing, Sensor and Monitoring Systems: Proceeding of the Korea-Russia Joint-Workshop 2006. – Korea: Obprint Ltd., 2006. – P. 115-120.
14. Ifeachor E., Jervis B. Digital Signal Processing. A Practical Approach. Second Edition. – Prentice Hall, 2002. – 932p.