

Применение программируемой матричной логики для корреляционной обработки шумоподобных гидроакустических сигналов

И.Н.Бурдинский

Тихоокеанский государственный университет (г. Хабаровск)

С использованием технологии ПЛИС структуры FPGA разработан информационно-измерительный комплекс, позволяющий в реальном масштабе времени с высокой точностью обрабатывать гидроакустические навигационные и управляющие сигналы. Представлены результаты натурных испытаний макета разработанного комплекса.

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 (АПА), является их навигационное обеспечение. Наиболее точное определение местоположения АПА может быть достигнуто за счет применения гидроакустических (ГА) навигационных систем, использующих синхронизированные излучатели, сигналы от которых принимаются и обрабатываются на борту обеспечивающего судна и непосредственно на АПА. Проблема обнаружения навигационного сигнала заключается в сложности достоверного приема полезной информации в водной среде за счет переменных физических характеристик среды и фоновых помех, уровень которых может превосходить уровень полезного сигнала. В связи с этим основными направлениями для создания высокоточных многоканальных систем приема и обнаружения информационно-управляющих гидроакустических сигналов становятся разработка алгоритмов обработки и выбор элементной базы для реализации этих алгоритмов.

Навигационные системы с шумоподобными сигналами (ШПС) получают все более широкое распространение [1]. Преимущества ШПС:

- обладают высокой помехозащищенностью при действии мощных помех;
- обеспечивают кодовую адресацию большого числа абонентов и их разделение при работе в общей полосе частот;
- дают возможность совместить прием информации с высокой достоверностью и измерение параметров движения объекта с высокой точностью.

Основным методом при обработке ШПС (коды Баркера, М-последовательности) с целью их обнаружения в зашумленном ГА-канале связи является корреляция, реализуемая схемой, известной как коррелятор [2–4]. Проведенные исследования на реальных ГА-сигналах [3, 4] показали, что реализация коррелятора во временной области обеспечивает более высокую точность определения момента прихода сигнала, чем реализация свертки в частотной области. Корреляционная функция для ШПС вычисляется как свертка принимаемого сигнала с маской:

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

где u_k – последовательность входных отчетов; m_i – массив отчетов, сформированный для идеального сигнала (математическая маска) или для реального, полученный при приеме ШПС в лабораторных условиях (реальная маска); N – размер обрабатываемого окна.

Решение об обнаружении сигнала и определении времени распространения навигационного сигнала между пунктами излучения и приема принимается по максимальному значению корреляционной функции на рассматриваемом интервале и задержки этого максимума относительно импульса синхронизации. Размер обрабатываемого окна N для навигационного сигнала, равного по длительности τ (в секундах) при частоте дискретизации f_d (в герцах) составит $N = \tau f_d$ отчетов. Общее число отчетов P , которое необходимо обработать при поиске максимума корреляционной функции на каждом интервале излучения навигационного сигнала T , будет равно $P = T f_d - N$.

Для минимизации ошибки определения момента прихода сигнала [4] необходимо за один период частоты дискретизации f_d обработать массив данных, равный по длительности навигационному сигналу. Из этого следует, что операцию свертки необходимо провести за время T_0 , которое должно удовлетворять условию $T_0 < T_d = 1/f_d$. Обозначим через f_{\otimes} частоту, с которой выполняется операция свертки для массива длиной N . Тогда $T_0 = N/f_{\otimes}$ и получаем, что $f_{\otimes} > N f_d$. При длительности навигационного сигнала $\tau = 200$ мс и $f_d = 48$ кГц выполнение операции свертки должно проводиться на частоте $f_{\otimes} > 460,8$ МГц.

В настоящее время в качестве средства реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) широко применяются цифровые сигнальные процессоры (ЦСП). Основное достоинство использования ЦСП при разработке систем ЦОС – большое разнообразие устройств с высоким быстродействием при реализации операций над данными с фиксированной и плавающей точкой, наличие развитой периферии, относительно невысокая стоимость. Вместе с тем ЦСП имеют и ряд недостатков. Во-первых, при реализации сложных параллельных структур приходится увеличивать число процессоров и обеспечивать их работу в мультипроцессорном режиме. Во-вторых, ЦСП требуют внешних элементов памяти программ, ОЗУ и т.п.

При симуляции предложенного метода корреляционной обработки ШПС для одного канала на ЦСП фирмы Texas Instruments TMS320C6455 с тактовой частотой 1,2 ГГц и 8-уровневой системой конвейеризации удалось достичь $f_{\otimes} = 300$ МГц. Альтернативой ЦСП при разработке систем ЦОС являются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Для реализации сложных алгоритмов ЦОС наиболее эффективным будет использование ПЛИС, построенных по технологии FPGA. Используя параллельную архитектуру и свойство реконфигурируемости, ПЛИС структуры FPGA обеспечивают высокую вычислительную производительность и позволяют разработчику создавать настраиваемую архитектуру для оптимальной реализации алгоритмов ЦОС при малых затратах времени на разработку. Во многих случаях ПЛИС структуры FPGA позволяют объединять функции пред- и постобработки информации, совместно с высокопроизводительной обработкой входных сигналов. Можно выделить три основных преимущества использования ПЛИС структуры FPGA для цифровой обработки сигналов: 1) FPGA матрицы позволяют реализовать функции ЦОС, используя регулярные (аналог ЦСП) и параллельные методы обработки; 2) FPGA матрицы являются полностью конфигурируемым аппаратным обеспечением, что дает возможность оптимально использовать требуемые алгоритмом ресурсы; 3) позволяют интегрировать всю систему ЦОС на одном кристалле.

В данной работе для разработки многоканальной системы обработки ГА сигналов использовались ПЛИС структуры FPGA Virtex-4 фирмы Xilinx, которые имеют в своем составе следующие специализированные блоки:

- XtremeDSP блоки, представляющие собой конвейерную структуру умножения/накопления с возможностью как подключения/отключения различных частей внутри блока, так и подключение XtremeDSP между собой для расширения. XtremeDSP обладает такими важными параметрами, как разрядность входных данных до 18 бит, разрядность выходных данных до 48 бит, скорость выполнения операций до 550 МГц;

- блоки быстрой памяти размером по 18 Кбит, позволяющие реализовывать на своей основе быстродействующие ПЗУ, ОЗУ, сдвиговые регистры, работающие на системной частоте.

Ускорение обработки данных, поступающих в реальном времени на систему цифровой обработки, достигнуто за счет реализации 4-ступенчатой конвейерной структуры с применением специализированных блоков матрицы FPGA Virtex-4. Однако уже при длительности навигационного сигнала $\tau = 200$ мс, $f_d = 48$ кГц и ограничении тактовой системной частоты f_F работы блоков матрицы FPGA до 100 МГц (энергетические показатели) время обработки окна превышает длительность периода f_d^{-1} :

$$T_0 = \frac{\tau f_d}{4 f_F} = 24 \cdot 10^{-6} > \frac{1}{f_d} = 20,8 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Поэтому реализована еще и вертикальная n -уровневая ($n \geq 2$) параллельная структура построения канала обработки навигационного сигнала, позволяющая за время T_0 выполнить n операций свертки и которую можно описать следующим выражением:

$$\begin{aligned} R_k &= \sum_{i=0}^{N-1} u_{k+i} m_i, \\ R_{k+1} &= \sum_{i=0}^{N-1} u_{k+1+i} m_i, \\ &\dots\dots\dots \\ R_{k+n-1} &= \sum_{i=0}^{N-1} u_{k+i+n-1} m_i. \end{aligned}$$

Структурная схема коррелятора для одного канала цифровой системы обработки навигационных ШПС на базе матрицы FPGA Virtex-4 представлена на рис.1.

Размер двухпортовой памяти D для хранения отсчетов входного сигнала при условии, что разрядность АЦП равна 16 бит (2 байта), составит $2(N + n - 1)$ байт. Размер памяти M , необходимый для хранения отсчетов маски, характеризующих рабочее окно (при условии, что разрядность одного отсчета равна 2 байта), можно посчитать как:

$$M = 2S_T N_s \frac{f_d}{f_s} = 2N,$$

где S_T – количество периодов несущей частоты ШПС f_s на один символ; N_s – количество символов, составляющих код шумоподобного сигнала.

По импульсу синхронизации с частотой f_d происходит заполнение стековой памяти D отсчетами входного сигнала. Первые $n - 1$ входные отчеты через $(N + n - 1)$ тактов

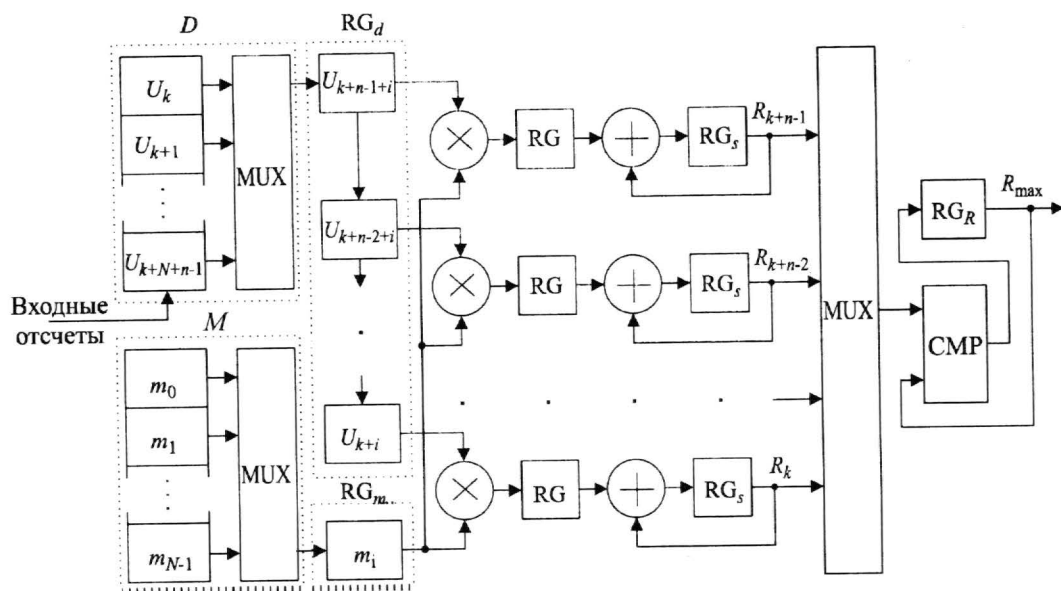


Рис. 1. Структурная схема коррелятора

частоты дискретизации переписываются в регистр сдвига RG_d , а значение m_0 – в регистр RG_m . Далее на каждом такте системной частоты работы блоков матрицы FPGA выполняется операция свертки параллельно на всех n уровнях вертикально конвейера, сохранение результата свертки в регистрах RG_s , замещение данных в регистрах RG_d и RG_m . Через N тактов f_F вычисленные значения корреляционной функции с выходов регистров RG_s через мультиплексор поступают на вход компаратора CMP , где сравниваются по абсолютному значению с данными, записанными в регистре RG_R . В дополнительном регистре фиксируется номер отчета, на котором произошло вычисление большего значения корреляционной функции, записанного в RG_R , регистры RG_s очищаются, и начинается новый цикл обработки следующего окна.

Разработка исследовательского комплекса для проверки работоспособности предложенных алгоритмов и методов обработки гидроакустических сигналов проводилась в среде проектирования Xilinx ISE v8.2. Реализация комплекса, который представляет собой многоканальную систему цифровой обработки информационно-управляющих гидроакустических сигналов, выполнялась на базе отладочного стенда ML401 фирмы Xilinx [5]. При реализации устройства обнаружителя для одной несущей частоты ($N_s = 127$; $S_T = 8$; $f_s = 12$ кГц; $f_d = 48$ кГц) на матрице Virtex-4 XC4VLX25 затраты ресурсов кристалла составляют менее 10%. Как следствие, в системе обработки ГА-сигналов реализовано 10 каналов, каждый из которых может работать со своей несущей частотой или M -последовательностью, что позволит одновременно адресовать несколько объектов навигации и управления.

Натурные испытания макетного образца цифровой системы обработки ГА-сигналов проводились в октябре 2007 г. в бухте Рында залива Петра Великого (г. Владивосток) с борта научно-исследовательского судна «Юрий Молоков». Для выполнения испытаний был смонтирован пункт приема ГА сигналов, содержащий:

- систему сбора информации на базе персонального компьютера с поддержкой интерфейсов USB 2.0 Full Speed и RS-232C;
- систему цифровой обработки сигналов на базе отладочного стенда ML401 фирмы Xilinx;

- приемную антенну гидроакустических сигналов ПИ1-ЛУ3.814.

Сбор данных выполнялся под управлением разработанного программного обеспечения, которое включало: USB_AUDIO – приложение для приема всего потока ГА-данных с приемной антенны и записи в файл формата wav; ComPort – приложение для приема результатов обработки ГА-данных в реальном масштабе времени от цифровой системы по интерфейсу RS-232C и записи в файл формата txt. Пункт приема был установлен на пирсе, антенна вывешена с пирса в воду на глубину 2,5–3,0 м, координаты приемной антенны определены с помощью GPS-приемника. Пункт излучения ГА-сигналов размещался на борту судна, которое перемещалось по акватории бухты с измерением текущих координат с помощью GPS-приемника. Состав пункта излучения:

- излучатель сигналов, представляющий собой выносную ГА-антенну ПИ1-ЛУ3.814 с усилителем мощности;

- цифровой блок формирования сложного информационно-управляющего сигнала (M -последовательности, коды Баркера), разработанный на базе отладочного стенда ML401 фирмы Xilinx для генерации ансамбля сигналов с интервалом (периодом) излучения 1, 5, 10 или 20 с и сигнала синхронизации, который может использоваться для начальной синхронизации приемника. Обобщенная схема используемого оборудования для проведения испытаний представлена на рис.2.

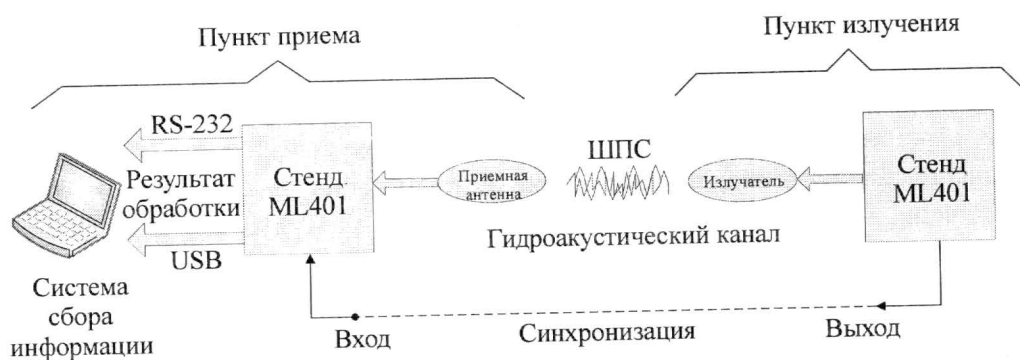


Рис.2. Обобщенная схема проведения испытаний

Перед началом испытаний была осуществлена синхронизация приемника на пирсе и излучателя на судне. После перехода судна от пирса и вывешивания излучающей антенны на глубину 2,5–3,0 м с периодом 10 с производилось излучение ансамбля сигналов m_1 и m_2 , представляющих собой две фазоманипулированные M -последовательности ($N_s = 127$; $S_T = 8$; $f_s = 12$ кГц), сдвинутых на 0,5 с.

Принятые в пункте приема сигналы обрабатывались 4-канальным корреляционным приемником. В первом канале производилась свертка принятых данных с математической (идеальной) маской m_1 , созданной с помощью разработанного специального приложения. Во втором канале производилась свертка принятых данных с реальной маской r_1 , записанной в лабораторных условиях M -последовательности при удалении излучателя от приемной антенны на расстояние 1 м. В третьем канале происходила по-символьная свертка принятых гидроакустических данных с маской m_1 , представленной в двоичном коде. Свертка принятых данных с математической (идеальной) маской m_2 выполнялась в четвертом канале.

Выборочные результаты измерений и расчетов представлены в таблице, где GPS – дистанция между пунктами приема и излучения, полученная по GPS-приемнику; SNR – оценка отношения сигнал/шум для выбранной дистанции; K_1 , K_2 , K_3 – дистанции, по-

лученные для 1, 2 и 3 каналов соответственно; δl_{\max} – максимальная относительная ошибка измерения дистанции; $K4-K1$ – временные задержки сдвинутого на 0,5 с сигнала $m2$ относительно сигнала $m1$.

Результаты испытаний

GPS, м	SNR, дБ	K1, м	K2, м	K3, м	δl_{\max} , %	K4-K1, с
145,10	-3,5	145,06	145,50	146,06	0,66	0,499875
501,92	-5,0	498,81	498,93	499,74	0,82	0,500125
1112,24	-17,5	1101,50	1095,28	1123,65	1,53	0,500000
1504,26	-18,0	1512,70	1513,80	1529,45	1,67	0,500250
1496,87*	-11,2*	1496,80*	1496,87*	1497,70*	0,55*	0,500000*

*Мощность излучения была увеличена на 12 дБ.

Анализ полученных данных показал, что для данного типа антенн и используемых сигналов разработанные методы и средства позволяют определять момент времени прихода сигнала с ошибкой, не превышающей один период частоты дискретизации, при следующих условиях: $f_d/f_s \geq 4$; уровень сигнала на входе АЦП более -40 дБ; SNR > -18 дБ.

Полученные результаты позволяют судить о перспективности использования технологии FPGA в гидроакустических навигационных и управляющих системах подводных аппаратов. Разработанные алгоритмы, методы и средства предполагается использовать в автономных необитаемых подводных аппаратах, создаваемых Институтом проблем морских технологий ДВО РАН [6].

Литература

1. Бурдинский И.Н., Миронов А.С. Анализ эффективности использования корреляционной обработки шумоподобных гидроакустических навигационных сигналов // Материалы науч.-техн. конф. «Технические проблемы освоения Мирового океана» – Владивосток: Дальнаука, 2007. – С. 405–410.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
3. 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.
4. 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.
5. Virtex-4 ML401 Evaluation Platform [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.xilinx.com/products/devkits/HW-V4-ML401-UNI-G.htm>
6. Дальневосточное отделение Российской академии наук, Приморский научный центр, Институт проблем морских технологий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://imtp.febras.ru/contact.html>

Статья поступила
23 января 2008 г.

Бурдинский Игорь Николаевич – кандидат технических наук, доцент кафедры вычислительной техники Тихоокеанского государственного университета (г. Хабаровск). *Область научных интересов:* применение вычислительной и микропроцессорной техники в системах измерения и обработки данных.