

УДК 621.391

Д. И. Каплун, Д. М. Клионский, А. С. Вознесенский,
В. В. Гульванский, В. В. Геппенер
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Многоканальный алгоритм WOLA при обработке сигналов в задачах гидроакустического мониторинга¹

Рассмотрено применение многоканального алгоритма взвешенного перекрывающегося сложения (многоканального алгоритма WOLA) для гидроакустического мониторинга. Описана постановка задачи гидроакустического мониторинга, ее особенности и основные способы решения. Приведены разработанный многоканальный алгоритм WOLA на основе модификации соответствующего одноканального алгоритма и результаты исследования его характеристик с использованием программных средств MATLAB. Рассмотрена программно-аппаратная реализация многоканальной обработки сигналов и продемонстрированы преимущества применения для этой цели технологии CUDA.

Гидроакустический мониторинг, алгоритм WOLA, многоканальная обработка, ДПФ-модулированный банк фильтров, программно-аппаратная реализация, ПЛИС, CUDA

Гидроакустический мониторинг. Понятие "мониторинг" подразумевает проведение непрерывного наблюдения и сбора информации о некотором физическом процессе, объекте, явлении и пр. [1]. В зависимости от рассматриваемых приложений мониторинг может осуществляться в широком диапазоне частот, достигающем нескольких мега- или гигагерц, а также в сравнительно узком диапазоне (что, как правило, связано с особенностями исследуемых сигналов).

Мониторинг находит широкое применение в задачах контроля радиообмена и радиоизлучения, геофизики, анализа вибрационных процессов, гидроакустики и пр. В настоящей статье рассмотрено применение мониторинга в гидроакустике (гидроакустический мониторинг – ГАМ).

Сложность проведения ГАМ обусловлена главным образом существенной пространственно-временной изменчивостью гидроакустических параметров морской среды, а также климатической изменчивостью гидрометеорологических параметров.

Актуальность проведения гидроакустического мониторинга. Шельфовые районы Мирового океана содержат основную часть его запасов полезных ископаемых. Их экосистемам свойственны наибольшие разнообразие и продуктивность. Сбалансированное эффективное освоение живых и неживых ресурсов шельфа Мирового океана возможно лишь при создании систем мо-

нитинга состояния водной среды, охватывающих наблюдениями целые регионы, попадающие под влияние человеческой деятельности.

Современная концепция построения гидроакустической системы быстрой оценки динамики морской среды допускает комплексное использование спутниковых и наземных ("подспутниковых") технологий наблюдения. Создание региональных систем подобных наблюдений с использованием одних только традиционных способов гидрологического и экологического мониторинга требует чрезвычайно высоких затрат. В настоящее время широкое распространение нашли также наземные дистанционные способы получения информации о характеристиках водной среды. К числу перспективных способов наблюдения относится радиолокационный способ, обеспечивающий оперативное получение информации о характеристиках волнения, степени загрязнения поверхностного микрослоя изучаемой акватории и т. д.

Одним из путей снижения стоимости "подспутниковых" комплексов для океанских регионов может быть комплексное использование контактных способов наблюдения за состоянием водной среды с упомянутыми системами дистанционного мониторинга. Создание подобных комплексов, оптимально объединяющих системы первого и второго типов, позволит значительно сократить количество точек, в которых состояние среды

¹ Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований по конкурсу молодежных инициативных проектов "Мой первый грант" (соглашение № 14-07-31250/14) и Минобрнауки РФ (договор № 02.G25.31.0058 от 12.02.2013).

следует контролировать с помощью контактных способов (это и создаст указанный эффект).

Суть проблемы состоит в усовершенствовании способов обработки гидрофизической информации, обеспечивающей решение задач регионально-го ГАМ, в разработке принципов построения гидроакустических систем, реализующих эти способы обработки, а также в их оптимальном сочетании с контактными и дистанционными технологиями "подспутниковых" наблюдений.

Для решения этой проблемы необходимо усовершенствование математических моделей интерпретации принимаемых сигналов, учитывающих особенности их формирования в шельфовых регионах. Особенности этих моделей определяются имеющимися данными о пространственно-временной изменчивости поля скорости звука в водной среде шельфового региона, поэтому их разработку следует сопровождать океанологическими исследованиями соответствующих регионов.

Системы гидроакустического мониторинга. К числу основных задач ГАМ относятся:

- непрерывное наблюдение за подводной обстановкой в режиме шумопеленгования;
- наблюдение за подводной обстановкой в режиме гидролокации (по команде оператора);
- определение местоположения объектов в морских и речных акваториях.

Указанные задачи реализуются, как правило, в составе комплексных систем ГАМ, которые также позволяют контролировать и диагностировать систему ГАМ и ее составные части (с использованием автоматизированной системы технического диагностирования), а также выдают данные об обнаруженных объектах во внешние системы.

Системы ГАМ оснащены бортовой гидроакустической антенной, состоящей из отдельных универсальных гидроакустических антенных модулей. Каждый модуль включает:

- набор акустических приемников;
- аналого-цифровой модуль предварительной обработки сигналов;
- блок формирования цифрового потока.

Антенные модули предназначены для приема сигналов, аналоговой предварительной обработки и формирования цифрового потока данных, а также для передачи сформированного потока в вычислительный комплекс, где осуществляется дальнейшая обработка.

Вычислительный комплекс проводит комплексную обработку входного многоканального сигнала, контроль и диагностику системы ГАМ на

основе системы технического диагностирования, а также отображает полученные результаты.

Анализ алгоритмов обработки сигналов в таких системах позволяет представить их обобщенную структуру, включающую в себя следующие группы алгоритмов:

- алгоритмы первичной обработки сигналов, обеспечивающие пространственно-временной анализ, спектральный анализ, адаптивное накопление и пороговое обнаружение сигналов;
- алгоритмы вторичной обработки полученной информации, решающие задачи уточнения координат целей, построения трасс их движения, классификации и подготовки данных для предъявления оператору;
- алгоритмы третичной обработки информации, решающие задачи интегрирования результатов подводного наблюдения, получаемых от других систем и комплексов.

Структура также обеспечивает выдачу данных в систему отображения информации и в другие (внешние) системы. Кроме того, имеется система регистрации и документирования информации и управления.

Гидроакустический мониторинг на основе цифровой фильтрации. В настоящее время в задачах ГАМ широко применяются цифровые КИХ-фильтры, синтезированные методом окон или наилучшей равномерной (чебышевской) аппроксимацией [2]. Широкое практическое применение КИХ-фильтров обусловлено возможностью получения линейной ФЧХ (отсутствием фазовых искажений), устойчивостью при любых параметрах, меньшим (по сравнению с БИХ-фильтрами) влиянием шума округления и ошибок квантования, отсутствием эффекта распространения ошибки (в силу отсутствия обратной связи) [2].

Поскольку полосы пропускания фильтров составляют до нескольких десятков и сотен килогерц, а частоты дискретизации значительно выше (достигают, как было отмечено ранее, нескольких десятков мегагерц или нескольких гигагерц), порядки фильтров порой исчисляются сотнями и тысячами. Это приводит к значительным программно-аппаратным затратам, а следовательно, к значительным массогабаритным характеристикам и высокой стоимости таких фильтров. Чем жестче требования к коэффициенту прямоугольности АЧХ и к значению перекрытия полос соседних фильтров, тем существеннее рост программно-аппаратных затрат.

В случае симметрии АЧХ фильтра относительно четверти частоты дискретизации ($F_s/4$) для уменьшения порядка фильтра-прототипа возможно применение каскадов из двух фильтров с уменьшенным числом ненулевых (значимых) коэффициентов по сравнению с исходным КИХ-фильтром высокого порядка. Выигрыш в аппаратных затратах может достигать 20–30 % (в отдельных случаях до 50 %), а при многоканальной обработке он становится еще существеннее.

Для упрощения аппаратно-программной реализации, уменьшения внутренних шумов и увеличения ширины частотного диапазона также применяются фильтры без умножителей, позволяющие уменьшить количество операций фильтра, приходящихся на один отсчет входного сигнала. Однако в таких фильтрах отсчеты обрабатываются последовательно, а не параллельно, что снижает скорость обработки и затрудняет ее проведение в режиме, близком к режиму реального времени.

Рост объема вычислений также наблюдается при проведении многоканальной обработки, необходимость которой обусловлена требованием контроля огромных пространств и объемов, а также требованием сокращения времени анализа. Одним из подходов к многоканальной обработке является применение банка (ансамбля) цифровых фильтров [3]–[5].

Таким образом, актуальной является задача синтеза ансамбля цифровых фильтров, перекрывающих рассматриваемый частотный диапазон, с сокращением времени обработки сигналов, минимизацией программно-аппаратных затрат и использованием современной высокопроизводительной аппаратно-программной базы. Кроме того, необходимо разработать вычислительно эффективные алгоритмы расчета сигналов на выходе банка фильтров для случая многоканальной обработки.

Многоканальный алгоритм WOLA (weighted overlap-add) может рассматриваться как обобщение соответствующего одноканального алгоритма [5]. Предложенная в настоящей статье модификация позволяет вычислительно эффективно обработать векторный (многоканальный) входной сигнал, а также осуществить аппаратную реализацию с использованием современной высокопроизводительной аппаратно-программной базы.

В отличие от полифазного представления многоканального банка фильтров, допускающего применение как БИХ-, так и КИХ-фильтров, алгоритм WOLA работает только с КИХ-фильтрами, поскольку исходный сигнал умножается на

окно анализа $h(-r)$ конечной длины. Данный факт не является существенной проблемой, поскольку КИХ-фильтры применяются в задачах мониторинга значительно чаще, чем БИХ-фильтры. Применение полифазных банков фильтров наиболее эффективно с вычислительной точки зрения при критической децимации, т. е. при $M = K$, где M – коэффициент децимации; K – количество каналов банка фильтров. WOLA, напротив, может применяться при произвольном соотношении между M и K , что является его несомненным преимуществом для практики.

По результатам вычисления сигналов на выходах каналов осуществляется их субполосная обработка (каждому каналному сигналу соответствует своя частотная полоса), включающая спектральный, частотно-временной, статистический во временной области анализа, демодуляцию и пр.

Определим входной сигнал

$$X(n) = [x_0(n) \dots x_i(n) \dots x_{S-1}(n)]^T \quad (1)$$

в виде набора одноканальных сигналов $x_i(n)$, $i = 0, \dots, S-1$; $n = 0, \dots, N-1$, представленных прямоугольной матрицей с размерами $S \times N$ (N – длина (число отсчетов) сигналов $x_i(n)$, S – количество одноканальных сигналов); T – символ транспонирования.

Входными данными разработанного многоканального алгоритма WOLA являются:

– многоканальный сигнал в матричной форме (1), подматрицы которого (каждая подматрица соответствует отдельному одноканальному сигналу) имеют вид

$$x_i = [x_i(0) \ x_i(1) \ \dots \ x_i(N-1)]^T, \\ i = 0, \dots, S-1;$$

– коэффициент децимации $M = \overline{1, K}$;

– импульсная характеристика (ИХ) ФНЧ-прототипа $\mathbf{h}(n)$ (вектор-строка размером N_h).

ФНЧ-прототип определяет характеристики многоканального банка фильтров: ширину полосы канала, значение перекрытия соседних каналов и т. д. В алгоритме WOLA ИХ ФНЧ-прототипа используется в качестве окна анализа для взвешивания сигнала.

В случае критической децимации ($M = K$) вычисление выходных сигналов полифазного банка фильтров эквивалентно применению алгоритма WOLA, однако в отличие от полифазного

банка фильтров алгоритм WOLA ориентирован на поблочный анализ.

Для эффективного вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ) необходимо, чтобы длина N была целой степенью числа 2: $N = 2^u$, где u – натуральное число. Если данное условие не выполнено, все одноканальные сигналы $x_i(n)$, $i = 0, \dots, S-1$; $n = 0, \dots, N-1$, дополняются требуемым количеством нулевых отсчетов. Если длина сигналов N не кратна длине окна N_h фильтра $h(n)$, сигналы также дополняются необходимым количеством нулевых отсчетов.

Взвешивание сигнала $X(n)$ окном описывается в следующем виде:

$$\tilde{x}_{mi}(n) = h(mM - n)x_i(n), \quad (2)$$

$$i = 0, \dots, S-1; n = 0, \dots, N-1,$$

где m – номер блока длины N_h . Общее количество блоков P длины N_h с перекрытием

$N_h - M$ определяется как $P = 1 + \left\lfloor \frac{N - N_h}{M} \right\rfloor$, где

символ $\lfloor \cdot \rfloor$ означает округление до ближайшего целого в сторону уменьшения. В результате выполнения (2) формируется матрица \tilde{X} взвешенных отсчетов сигнала:

$$\tilde{X}(n) = [\tilde{x}_0(n) \quad \tilde{x}_1(n) \quad \dots \quad \tilde{x}_{S-1}(n)], \quad (3)$$

$$\tilde{x}_i = [\tilde{x}_i(0) \quad \tilde{x}_i(1) \quad \dots \quad \tilde{x}_i(N-1)]^T, \quad (4)$$

$$i = 0, \dots, S-1.$$

$$y = \text{DFT} \left\{ \left[z_{00}(0) \quad z_{00}(1) \quad \dots \quad z_{00}(K-1) \right] \dots \left[z_{S-1,P-1}(0) \quad z_{S-1,P-1}(1) \quad \dots \quad z_{S-1,P-1}(K-1) \right] \right\}, \quad (8)$$

Далее блоки взвешенного сигнала длиной N_h разбиваются на неперекрывающиеся сегменты длины K , эти сегменты суммируются. Количество сегментов длины K в пределах блока длины N_h определяется как $Q = \lceil N_h / K \rceil$, где символ $\lceil \cdot \rceil$ обозначает округление до ближайшего целого в сторону увеличения. В результате получим:

$$z_{im}(r) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \tilde{x}_{im}(r + lK), \quad (5)$$

$$i = 0, \dots, S-1; m = 0, \dots, P-1;$$

$$r = 0, \dots, K-1.$$

На основе (3) может быть введена матрица

$$Z = \begin{pmatrix} z_{00}(0) & z_{00}(1) & \dots & z_{00}(K-1) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ z_{0,P-1}(0) & z_{0,P-1}(1) & \dots & z_{0,P-1}(K-1) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ z_{S-1,0}(0) & z_{S-1,0}(1) & \dots & z_{S-1,0}(K-1) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ z_{S-1,P-1}(0) & z_{S-1,P-1}(1) & \dots & z_{S-1,P-1}(K-1) \end{pmatrix}, \quad (6)$$

состоящая из подматриц, имеющих по P строк, соответствующих блокам длины N_h одного одноканального сигнала $x_i(n)$, $i = 0, \dots, S-1$. С учетом изложенного матрица Z имеет размеры $(PS) \times K$.

После суммирования всех блоков каждого одноканального сигнала к матрице Z применяется ДПФ. Данная операция может быть реализована на основе алгоритмов векторного ДПФ [6], предназначенных для вычисления ДПФ векторных (многоканальных) данных:

$$Y = \text{VDFT} \{Z\}, \quad (7)$$

где Y – результирующая матрица ДПФ векторного сигнала; VDFT – оператор векторного (многоканального) ДПФ.

В настоящее время в основном применяются два подхода к вычислению векторного ДПФ. Первый, тривиальный, предполагает применение одномерного ДПФ к каждой строке матрицы Z . При этом требуется вычислить PS одномерных ДПФ размера K . Второй подход базируется на вычислении одного одномерного ДПФ размера PSK :

где DFT – оператор одномерного ДПФ. При вычислении одномерного ДПФ матрица Z записывается как последовательность своих строк (после данного преобразования она превращается в вектор-строку).

В настоящей статье выбран именно такой подход по следующим причинам:

- алгоритм расчета векторного ДПФ определяет объем вычислительной памяти и общее число коммутаторов параллельно-поточного БПФ-процессора (ППБПФ-процессора). Сведение многомерного ДПФ к одномерному позволяет минимизировать общий объем вычислительной памяти и, следовательно, оптимизировать структуру ППБПФ-процессора;

– вычисление одномерного ДПФ размера PSK позволяет проще реализовать вычислительную процедуру в ППБПФ-процессоре по сравнению с вычислением PS различных ДПФ размера K .

После вычисления ДПФ (6) вектора y размера PSK его элементы распределяются по строкам матрицы. При этом размеры матрицы Y в (6) совпадают с размерами матрицы Z . Матрица Y , как и матрица Z , состоит из подматриц:

$$\begin{aligned} Y(r) &= [Y_0(r) \dots Y_i(r) \dots Y_{S-1}(r)]^T; \\ Y_i(r) &= [y_{i0}(r) \dots y_{im}(r) \dots y_{i(S-1)}(r)]^T; \\ y_{im}(r) &= [y_{im}(0) \dots y_{im}(r) \dots y_{im}(K-1)], \\ r &= 0, \dots, K-1; i = 0, \dots, S-1; m = 0, \dots, P-1. \end{aligned} \quad (9)$$

В заключение формируется матрица \tilde{Y} умножением строк матриц Y_i на поворачивающие множители $W_K^{-mrM} = e^{-j2\pi mrM/K}$:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{im}(r) &= y_{im}(r) W_K^{-mrM}, \\ r &= 0, \dots, K-1; i = 0, \dots, S-1; \\ m &= 0, \dots, P-1. \end{aligned} \quad (10)$$

Алгоритм содержит следующую последовательность шагов:

1) взвешивание входного сигнала $x(n)$ с помощью окна для получения сигнала $\tilde{x}(n)$ в соответствии с (2)–(4);

2) разбиение взвешенного сигнала (3) на неперекрывающиеся сегменты длины K и суммирование сегментов каждого одноканального сигнала в соответствии с (5);

3) применение векторного ДПФ (6) к матрице Z с помощью одномерного ДПФ (8) размера PSK и получение матрицы Y в виде (9);

4) формирование результирующей матрицы \tilde{Y} в соответствии с (10).

Многоканальный алгоритм WOLA-синтез является дуальным по отношению к алгоритму WOLA-анализ, представленному в настоящей статье.

Программно-аппаратная реализация многоканального алгоритма WOLA. Определяющим фактором вычислительной сложности при программно-аппаратной реализации банка цифровых фильтров с использованием многоканального алгоритма WOLA является ФНЧ-прототип, формирующий частотную характеристику одного канала банка фильтров. Порядок ФНЧ-прототипа определяется исходя из параметров, задаваемых при разработке системы мониторинга: ширины полосы канала,

коэффициента прямоугольности АЧХ и ее неравномерности в полосе пропускания.

В ходе программной реализации многоканального алгоритма WOLA в MATLAB при $N = 10^6$ для числа входных каналов $S = 2, 5, 10$ и 20 оценки времени выполнения алгоритма составили $t = 5, 10, 20$ и 40 с соответственно. Таким образом, зависимость времени выполнения алгоритма от числа входных каналов близка к линейной.

Поскольку в банке фильтров входной сигнал (в рассматриваемом случае – многоканальный) обрабатывается параллельно, для повышения эффективности программно-аппаратной реализации наиболее целесообразным представляется использование вычислителей с параллельной структурой. Такие вычислители могут быть реализованы на базе ПЛИС. Для этой же цели применяются устройства обработки с технологией CUDA [7]. Суть этой технологии заключается в использовании набора параллельно работающих графических процессоров (Graphics processing unit – GPU) для решения неграфических задач. GPU – специализированное вычислительное устройство, которое:

- является сопроцессором к центральному процессору (CPU);
- обладает собственной памятью;
- дает возможность параллельно выполнять большое количество фрагментов единой программы.

К преимуществам технологии CUDA следует отнести кроссплатформенность, наличие набора готовых библиотек, использование расширенной версии языка C с дополнительными средствами для параллельного программирования и создания многопоточных приложений на CUDA для написания программ, а также отказ от применения графического интерфейса программирования приложений (API), имеющего ряд ограничений при эффективной организации многопоточных вычислений.

Эксперимент по синтезу банка фильтров реализован в вычислительной системе со следующими параметрами: процессор Intel Core i7 3630QM 2.4 ГГц; ОЗУ DDR3 16 Гбайт; ОС Windows 7 64 бита; видеокарта NVidia GeForce GT650M (384 ядра GPU, частота ядра 850 МГц, память видеокарты 2 Гбайта).

Реализован банк фильтров, имеющий пять входных каналов (предназначенный для обработки пятиканального входного сигнала). Рабочий диапазон частот 0...12 кГц. Основой банка являлся ФНЧ-прототип, синтезированный методом окон с использованием окна Кайзера при частоте дискретизации 24 кГц. Параметры ФНЧ-прототипа

Таблица 1

Параметр	Значение
Порядок фильтра	5141
Ширина полосы пропускания (односторонняя), Гц	94
Коэффициент прямоугольности фильтра	1.24
Подавление на границе полосы пропускания, дБ	1
Подавление на границе полосы задерживания, дБ	80
Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, дБ	0.5

чиваемого на реализацию банка фильтров, по сравнению с CPU;

– увеличение размера исходных данных приводит к росту выигрыша технологии CUDA по отношению к CPU по времени обработки;

– передача данных между ОЗУ и памятью видеокарты занимает около половины общего вре-

Таблица 2

Объем входных данных		Технология реализации		
		CUDA		CPU
отсчеты	Мбайты	без передачи данных между ОЗУ и видеокартой	с передачей данных между ОЗУ и видеокартой	
		3 000 000	11	293
8 000 000	30	320	895	122 656
16 000 000	61	346	1496	246 834
30 000 000	114	437	2593	459 354

приведены в табл. 1. Прототип позволил получить банк фильтров, имеющий 128 частотных полос.

Сравнительная оценка временных затрат, требуемых при реализации банка фильтров на основе многоканального алгоритма WOLA с использованием CPU или технологии CUDA, при различном объеме входных данных приведена в табл. 2. Анализ результатов позволяет сделать следующие выводы:

– технология CUDA дает возможность сократить аппаратные затраты системы обработки сигналов (за счет чего реализовать более сложные вычислительные алгоритмы), поскольку обеспечивает значительное сокращение времени, затра-

мени обработки, в связи с чем необходимо дальнейшее совершенствование технологии CUDA.

В настоящей статье представлен многоканальный алгоритм WOLA, позволяющий проводить обработку векторных (многоканальных) сигналов в режиме реального времени с использованием векторного ДПФ. Данный алгоритм может быть применен для обнаружения сигналов в радиоэфире и последующего оценивания их характеристик во временной и частотной областях. Показано, что при программно-аппаратной реализации многоканальной обработки с использованием технологии CUDA время обработки может быть сокращено более чем в 10 раз по сравнению с обработкой на CPU.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. 2-е изд. М.: Горячая линия – Телеком, 2010. 624 с.
2. Солонина А. И., Арбузов С. М. Цифровая обработка сигналов и MATLAB. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 512 с.
3. Antoniou A. Digital filters: analysis, design, and applications. Blacklick, Ohio: McGraw-Hill, USA, 1993. 689 p.
4. Цифровые банки фильтров: анализ, синтез и применение в мультимедиа системах / А. А. Петров-

ский, М. Парфенюк, А. Борович, М. З. Лившиц. Минск: Бестпринт, 2006. 82 с.

5. Crochiere R. E., Rabiner L. R. Multirate digital signal processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983. 411 p.

6. Петровский Ал. А., Станкевич А. В., Петровский А. А. Быстрое проектирование систем мультимедиа от прототипа. Минск: Бестпринт, 2011. 412 с.

7. Боресков А. В., Харламов А. А. Основы работы с технологией CUDA-M. М.: ДМК Пресс, 2010. 232 с.

D. I. Kaplun, D. M. Klionskiy, A. S. Voznesenskiy, V. V. Gulvanskiy, V. V. Geppener
Saint-Petersburg electrotechnical university "LETI"

Multichannel WOLA algorithm for signal processing in hydroacoustic monitoring tasks

Hydroacoustic monitoring with the help of multichannel weighted overlap-add algorithm (multichannel WOLA-algorithm) is considered. Hydroacoustic monitoring task and the main ways of its solution are discussed. The multichannel WOLA-algorithm is developed on the basis of modifying the corresponding one dimensional algorithm and the characteristics of the suggested algorithm are investigated using MATLAB. Software-hardware implementation is considered for multichannel signals and the advantages of CUDA technology are demonstrated.

Hydroacoustic monitoring, WOLA-algorithm, multichannel processing, DFT-modulated filter bank, software-hardware implementation, FPGA, CUDA

Статья поступила в редакцию 15 апреля 2014 г.