

## АЛГОРИТМ ВЗВЕШЕННОГО ПЕРЕКРЫВАЮЩЕГОСЯ СЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ВЕКТОРНЫХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ РАДИОМОНИТОРИНГА

*Клионский Д.М., к.т.н., доцент Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», e-mail: klio2003@list.ru;*

*Каплун Д.И., к.т.н., доцент Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», e-mail: miya\_kapl@front.ru;*

*Вознесенский А.С., аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», e-mail: a-voznensensky@yandex.ru;*

*Гульванский В.В., аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», e-mail: slava-a-a@mail.ru.*

**Ключевые слова:** радиомониторинг, векторный сигнал, алгоритм WOLA, банк фильтров, полифазная реализация, технология CUDA, графический процессор.

### Введение

Понятие «мониторинг» может быть определено как систематический или непрерывный сбор информации о параметрах исследуемого объекта или системы [1-3]. Мониторинг может включать в себя как наблюдение за состоянием основных параметров системы, так и поиск отклонений в значениях этих параметров. Такие отклонения могут свидетельствовать об аномальном или преданомальном режиме функционирования, требующем принятия соответствующих оперативных мер.

В настоящее время тенденции развития алгоритмов и программно-аппаратных средств мониторинга наиболее чётко проявляются в следующих областях:

– *радиомониторинг* (частотно-временная обработка радиоизлучений, шумоподавление, обнаружение, классификация, оценивание параметров сигналов и пр.);

– *анализ вибраций* (проведение виброизмерений, оценивание параметров вибраций во временной и частотной областях, поиск резонансных частот) двигателей, турбин, механических конструкций и пр.;

– *гидроакустика* (мониторинг морской обстановки, состояния подводных и надводных объектов и пр.);

– *геофизика* (мониторинг сейсмической и геомагнитной активностей).

Данная статья посвящена рассмотрению задач радиомониторинга.

*Радиомониторинг* направлен на обнаружение и отслеживание сигналов и определение их свойств при наблюдении за радиозфиром в режиме реального времени

Статья посвящена разработке алгоритма взвешенного перекрывающегося сложения (*weighted overlap-add-WOLA*) для обработки векторных сигналов при проведении радиомониторинга в широком частотном диапазоне (ШЧД). Алгоритм предназначен для функционирования в аппаратуре наблюдения за радиозфиром при осуществлении обработки в режиме реального времени. Выполнено сравнение разработанного алгоритма с полифазной реализацией многоканального банка цифровых фильтров. Рассмотрена программно-аппаратная реализация многоканальной обработки и показаны преимущества применения технологии *CUDA*<sup>1</sup>, основанной на вычислениях с использованием графических процессоров.

[1-3]. В настоящее время данная задача является актуальной как в гражданских, так и специальных приложениях. Радиомониторинг довольно часто осуществляется в ШЧД [1-3] величиной до нескольких МГц или ГГц. В таком частотном диапазоне может работать несколько десятков или сотен независимых источников радиоизлучения. Радиомониторинг в ШЧД включает в себя ряд процедур, проиллюстрированных на рис. 1.

Для решения задач радиомониторинга, как правило, используются специализированные аппаратно-программные комплексы, состоящие из аппаратуры приёма и обработки сигналов. Такие комплексы должны иметь возможность работать в различных режимах, в том числе автоматических, и одновременно решать целый ряд задач, связанных с наблюдением и контролем за радиозфиром в реальном масштабе времени. Отсюда возникает необходимость наличия технических средств для параллельной обработки, что подразумевает применение алгоритмов обработки векторных сигналов.

В рамках данной статьи рассматриваются многоканальные системы, в основу которых положена операция *цифровой фильтрации сигналов*, позволяющая определять и анализировать компоненты сигнала в частотных полосах. Операция цифровой фильтрации для выделения сигналов в конкретных частотных полосах может быть реализована путем применения *банка (ансамбля) цифровых фильтров* [4, 5]. Актуальность рассмотрения многоканальных систем обусловлена наличием в радиозфире многочисленных источников излучения с различными

<sup>1</sup> англ. – Compute Unified Device Architecture

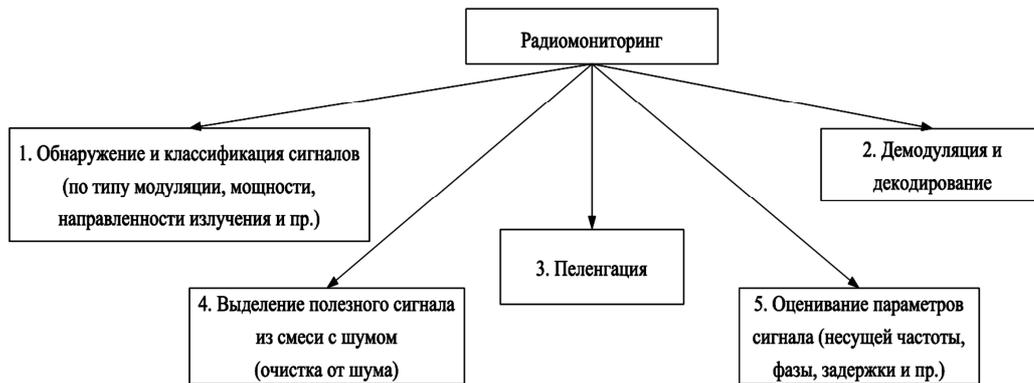


Рис. 1. Основные процедуры радиомониторинга

параметрами, что приводит к необходимости обработки векторных сигналов и проектирования многоканальных банков фильтров. Данные системы активно используются в аппаратуре радиомониторинга для решения задач радиопеленгации и обнаружения сигналов с последующей их классификацией и оцениванием параметров.

В современных системах связи находят все более широкое применение широкополосные сигналы и сигнально-кодовые конструкции, позволяющие организовывать надежные каналы радиосвязи при минимальных мощностях излучения. По этой причине особенно актуальными становятся задачи обнаружения, пеленгования и перехвата сигналов при различных отношениях сигнал/шум. К многоканальным банкам фильтров, разрабатываемым для задач радиомониторинга, предъявляется ряд требований, обусловленных необходимой точностью выделения канальных сигналов, а также программно-аппаратными затратами.

При синтезе ФНЧ-прототипа, параметры которого будут определять параметры канала банка фильтров, необходимо обеспечить малую (не более 1 дБ) неравномерность АЧХ в полосе пропускания, большое (не менее 80 дБ) подавление в полосе задерживания (другими словами, фильтр-прототип должен иметь высокую избирательность) и высокий коэффициент прямоугольности АЧХ.

Поскольку ШЧД может достигать нескольких МГц или ГГц, для организации одновременной обработки всего исследуемого частотного диапазона необходимо иметь радиоприёмные устройства с соответствующими полосами. Возможности современных радиоприёмных устройств ограничены применяемой аппаратной базой, поэтому для решения задач радиомониторинга используют комплексы, состоящие из нескольких широкополосных радиоприёмных устройств, на выходе которых формируются цифровые потоки с высокой частотой дискретизации для последующей обработки. Непосредственная обработка таких потоков крайне затруднена в силу значительных аппаратных затрат, поэтому такие потоки, как правило, проходят через несколько каскадов фильтров-дециматоров для понижения частоты (до 100-500 кГц), а затем при помощи банка фильтров разбиваются на параллельные каналы, ширина которых зависит от конкретной задачи. В частности, при радиомониторинге для конечной обработки используют канал с шириной приблизительно 3.1 кГц, т.к. это ширина спектра стандартного те-

лефонного канала и большинство сигналов, присутствующих в эфире, удовлетворяют этому требованию.

Таким образом, можно сформулировать требования к синтезируемому многоканальному банку фильтров и ФНЧ-прототипу для применения в системе радиомониторинга:

- границы рассматриваемого ШЧД:  $[0; 100]$  кГц – для обнаружения, классификации и оценивания параметров широкополосных сигналов в радиоэфире;
- число каналов банка фильтров для каждого одномерного (одноканального) сигнала:  $K = 32$ ;
- ширина полосы канала:  $\Delta f = 3125$  Гц;
- подавление сигнала на границе полосы пропускания ФНЧ-прототипа: 1 дБ;
- подавление сигнала на границе полосы задерживания ФНЧ-прототипа: 120 дБ;
- неравномерность АЧХ ФНЧ-прототипа в полосе пропускания: 0.01 дБ;
- коэффициент прямоугольности АЧХ ФНЧ-прототипа: 1.25;

В силу проведения обработки в режиме реального времени, необходимо выполнять реализацию алгоритмов на высокопроизводительной аппаратно-программной базе, а для повышения эффективности реализации использовать вычислители с параллельной структурой. Такие вычислители могут быть реализованы на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), а также устройствах обработки с технологией CUDA (программно-аппаратная архитектура для выполнения параллельных вычислений с использованием графических процессоров).

При вычислении сигналов на выходах каналов допустимо использование различных реализаций ДПФ-модулированного банка фильтров, включая реализацию с полной модуляцией, полифазную реализацию, а также реализацию на основе блочной обработки сигнала, составляющей суть алгоритма WOLA.

### Многоканальный ДПФ-модулированный банк фильтров и алгоритм WOLA для обработки векторных сигналов

Теория построения банков цифровых фильтров развивается на протяжении более 35 лет, и за это время в данной области получены важные научно-практические результаты. Полный и систематизированный обзор и анализ основных этапов развития методов многоскорост-



стной обработки сигналов (МОС) и методов синтеза банков цифровых фильтров представлен в [6-8], где также приводится информация о первых работах в области методов МОС и методов построения банков цифровых фильтров, в частности, [9-11]. В работе [12] впервые предложено полифазное представление цифровых фильтров, используемое в рамках данной статьи. Кроме того, также уделялось внимание вопросам аппаратно-программного проектирования многоскоростных систем, в частности, с использованием цифровых сигнальных процессоров [8].

Вопросам многоканальной (векторной) фильтрации сигналов также уделялось внимание в ряде работ [13-14]. В частности, разработаны модели векторных цифровых фильтров во временной области, в том числе с учетом эффектов конечной разрядности, методы расчета разрядности коэффициентов и операционных устройств вещественных векторных цифровых фильтров, алгоритмы моделирования векторных цифровых фильтров каскадной структуры и т.д.

Алгоритм WOLA для обработки векторных сигналов может рассматриваться как обобщение соответствующего алгоритма для обработки одномерных сигналов [4], при этом предложенная в статье модификация позволит вычислительно эффективно обработать векторный входной сигнал, а также осуществить программно-аппаратную реализацию на основе высокопроизводительной аппаратно-программной базы.

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

Определим входной векторный сигнал  $x(n) = [x_0(n) \dots x_i(n) \dots x_{S-1}(n)]^T$  в виде набора одномерных сигналов  $x_i(n)$ ,  $i = 0, \dots, S-1$ ;  $n = 0, \dots, N-1$ ; при этом векторный сигнал  $x(n)$  может быть представлен прямоугольной матрицей размерностью  $S \times N$ , где  $N$  - длина (число отсчетов) сигнала  $x_i(n)$ ;  $S$  - количество одномерных сигналов.

Структурная схема многоканального ДПФ-модулированного банка фильтров<sup>2</sup> (далее – многоканального банка фильтров) на основе полифазного представления показана на рис. 2.

В данной схеме использованы следующие обозначения:

- $S$  – размерность векторного сигнала  $x(n)$  на входе банка фильтров (число одномерных сигналов);
- $M$  – коэффициент децимации  $M = 1 \dots K$ , где  $K$  – число каналов банка фильтров (для каждой полифазной реализации, соответствующей каждому одномерному сигналу  $x_i(n)$ );
- $g_i(m)$  и  $e_i(m)$  - импульсная характеристика (ИХ)

$i$ -го полифазного фильтра в прямой и обратной ветвях соответственно.

В случае *критической децимации*, когда  $M = K$ , вычисление выходных сигналов полифазного банка фильтров эквивалентно применению алгоритма WOLA, но при этом алгоритм WOLA ориентирован на *лоблочный* анализ.

На вход алгоритма WOLA подается векторный сигнал  $x(n) = [x_0(n) \ x_i(n) \ \dots \ x_{S-1}(n)]$ ,  $n = 0, \dots, N-1$ . Кроме того, должна быть известна ИХ  $h(n)$  ФНЧ-прототипа (вектор-строка размерностью  $1 \times N_h$ ), используемая в качестве окна анализа для взвешивания сигнала. Для применения эффективных вычислительных алгоритмов на основе БПФ необходимо, чтобы длина  $N$  была целой степенью числа 2, т.е.  $N = 2^u$ , где  $u$  - натуральное число. Если данное условие не выполнено, все одномерные сигналы  $x_i(n)$ ,  $i = 0, \dots, S-1$  дополняются требуемым количеством нулей. ФНЧ-прототип определяет характеристики всего многоканального банка фильтров.

Взвешивание векторного сигнала  $x(n)$  окном может быть записано как

$$\tilde{x}_{mi}(n) = h(mM - n)x_i(n), \quad i = 0, \dots, S-1; \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (1)$$

где  $m$  – номер блока длины  $N_h$ . Общее число блоков  $P$  длины  $N_h$  с перекрытием  $N_h - M$  определяется как

$$P = 1 + \left\lfloor \frac{N - N_h}{M} \right\rfloor, \quad \text{где символ } \lfloor \cdot \rfloor \text{ начает округление до}$$

ближайшего целого в сторону уменьшения. В результате выполнения (1) формируется вектор  $\tilde{x}(n)$  взвешенных отсчетов сигнала

$$\tilde{x}(n) = [\tilde{x}_0(n) \ \tilde{x}_1(n) \ \dots \ \tilde{x}_{S-1}(n)], \quad (2)$$

где  $n = 0, \dots, N-1$ . Далее необходимо выполнить разбиение блоков длины  $N_h$  взвешенного векторного сигнала на неперекрывающиеся сегменты длины  $K$  и суммирование данных сегментов. Общее количество сегментов  $Q$  длины  $K$  в пределах блока длины  $N_h$  определяется как  $Q = \lceil N_h / K \rceil$ , где символ  $\lceil \cdot \rceil$  означает округление до ближайшего целого в сторону увеличения. В результате получаем:

$$z_{0,m}(r) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \tilde{x}_{0,m}(r + lK); \quad z_{1,m}(r) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \tilde{x}_{1,m}(r + lK); \quad \dots, \\ z_{S-1,m}(r) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \tilde{x}_{S-1,m}(r + lK), \quad (3)$$

где  $m = 0, \dots, P-1$ ,  $r = 0, \dots, K-1$ . На основе выражений (3) может быть введена матрица  $Z$ , состоящая из подматриц, каждая из которых имеет  $P$  строк, соответствующих блокам длины  $N_h$  каждого одномерного сигнала  $x_i(n)$ ,  $i = 0, \dots, S-1$ . С учетом сказанного, матрица  $Z$  имеет размерность  $(P \cdot S) \times K$ :

<sup>2</sup>англ. – DFT-modulated filter bank

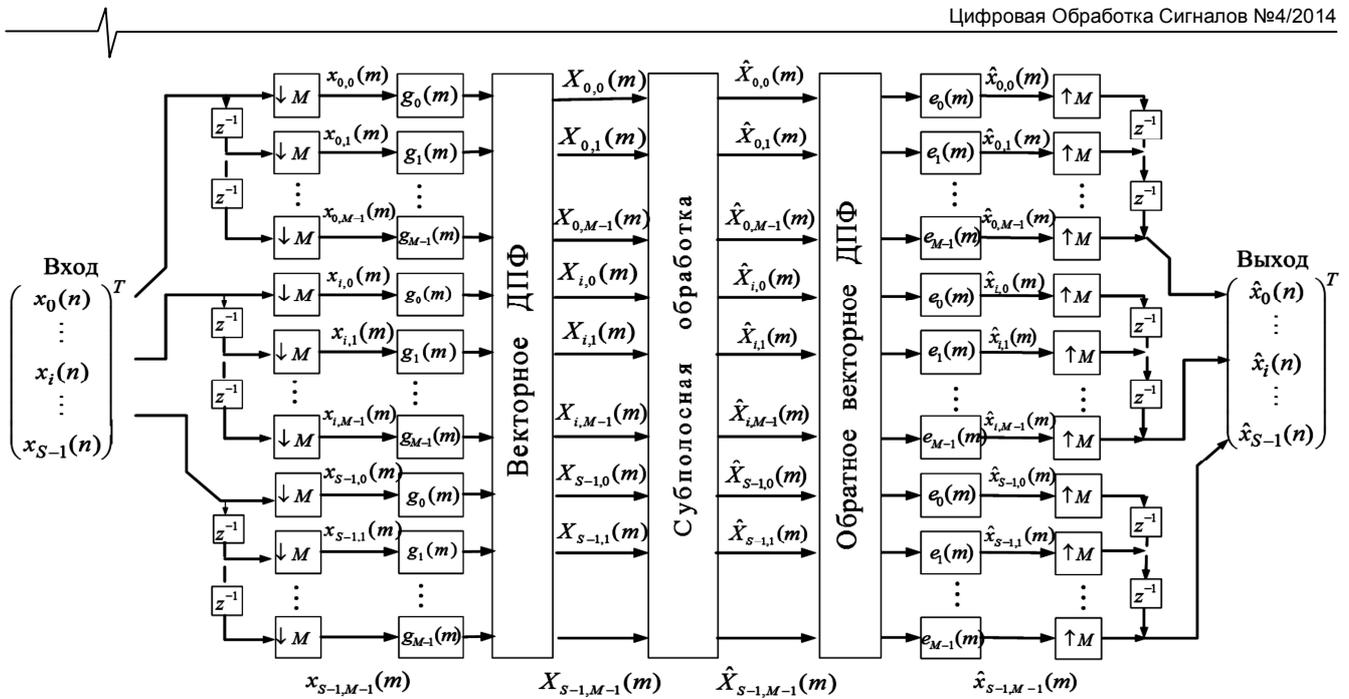


Рис. 2. Структурная схема многоканального ДПФ-модулированного банка фильтров (полифазная реализация)

$$Z = \begin{bmatrix} z_{00}(0) & z_{00}(1) & \dots & z_{00}(K-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{0,p-1}(0) & z_{0,p-1}(1) & \dots & z_{0,p-1}(K-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{S-1,0}(0) & z_{S-1,0}(1) & \dots & z_{S-1,0}(K-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{S-1,p-1}(0) & z_{S-1,p-1}(1) & \dots & z_{S-1,p-1}(K-1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

После суммирования всех блоков каждого одномерного сигнала необходимо применить ДПФ к матрице  $Z$ . Данная операция может быть реализована на основе алгоритмов векторного ДПФ

$$Y = VDFT\{Z\}, \quad (5)$$

где  $Y$  - результирующая матрица ДПФ векторного сигнала,  $VDFT$  - оператор векторного ДПФ.

В настоящее время в основном применяются два подхода к вычислению векторного ДПФ [15]. Первый, тривиальный, предполагает применение одномерного ДПФ к каждой строке матрицы  $Z$  (в общей сложности, потребуется вычислить  $(P \cdot S)$  одномерных ДПФ размерности  $K$ ). Второй подход базируется на вычислении одного одномерного ДПФ размерности  $P \cdot S \cdot K$ :

$$y = DFT \times \underbrace{\left\{ \left( z_{00}(0) z_{00}(1) \dots z_{00}(K-1) \right) \dots \left( z_{S-1,p-1}(0) z_{S-1,p-1}(1) \dots z_{S-1,p-1}(K-1) \right) \right\}}_{P \cdot S \cdot K}, \quad (6)$$

где  $DFT$  - оператор вычисления одномерного ДПФ. При вычислении одномерного ДПФ матрица  $Z$  «выпрямляется» и записывается в виде последовательности своих строк (после данного преобразования матрица  $Z$  превращается в вектор-строку).

В данной статье выбран подход на основе «выпрямления» матрицы по следующим причинам:

- алгоритм расчета векторного ДПФ напрямую влияет на суммарный объем и организацию вычислительной памяти, а также общее число коммутаторов параллельно-поточного БПФ-процессора. Сведение векторного

ДПФ к одномерному позволяет минимизировать общий объем вычислительной памяти и, следовательно, оптимизировать структуру ППБПФ-процессора;

- вычисление одномерного ДПФ размерности  $P \cdot S \cdot K$  позволяет проще реализовать вычислительную процедуру в ППБПФ-процессоре, по сравнению с вычислением  $(P \cdot S)$  различных ДПФ размерности  $K$ .

После вычисления ДПФ вектора  $y$  размерности  $P \cdot S \cdot K$  осуществляется распределение его элементов по строкам матрицы. При этом размерность матрицы  $Y$  будет совпадать с размерностью матрицы  $Z$ . Матрица  $Y$ , как и матрица  $Z$ , будет состоять из подматриц  $Y(r) = [Y_0(r) Y_1(r) \dots Y_{S-1}(r)]^T$ . (7)

Каждая подматрица будет иметь вид 
$$\begin{bmatrix} y_{i,0}(0) & y_{i,0}(1) & \dots & y_{i,0}(K-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{i,p-1}(0) & y_{i,p-1}(1) & \dots & y_{i,p-1}(K-1) \end{bmatrix}, i = 0, \dots, S-1. \quad (8)$$

Завершающим этапом является формирование матрицы  $\tilde{Y}(r)$  путем умножения всех строк на поворачивающий множитель

$$\tilde{Y}_i(r) \Big|_{k\text{-я строка}} = Y_i(r) \Big|_{k\text{-я строка}} W_K^{-krM}, \quad r = 0, \dots, K-1; k = 0, \dots, P-1, \quad (9)$$

где поворачивающий множитель  $W_K^{-krM}$  определяется как  $W_K^{-krM} = e^{-j[2\pi krM/K]}$ .

Схема алгоритма WOLA для обработки векторных сигналов показана на рис. 3.

Таким образом, алгоритм WOLA для обработки векторных сигналов может быть записан в виде следующей последовательности шагов:

- 1) взвешивание векторного сигнала  $x(n)$  с помощью окна для получения сигнала  $\tilde{x}(n)$  в соответствии с (1);
- 2) разбиение взвешенного векторного сигнала (2) на неперекрывающиеся сегменты длины  $K$  и суммирова-

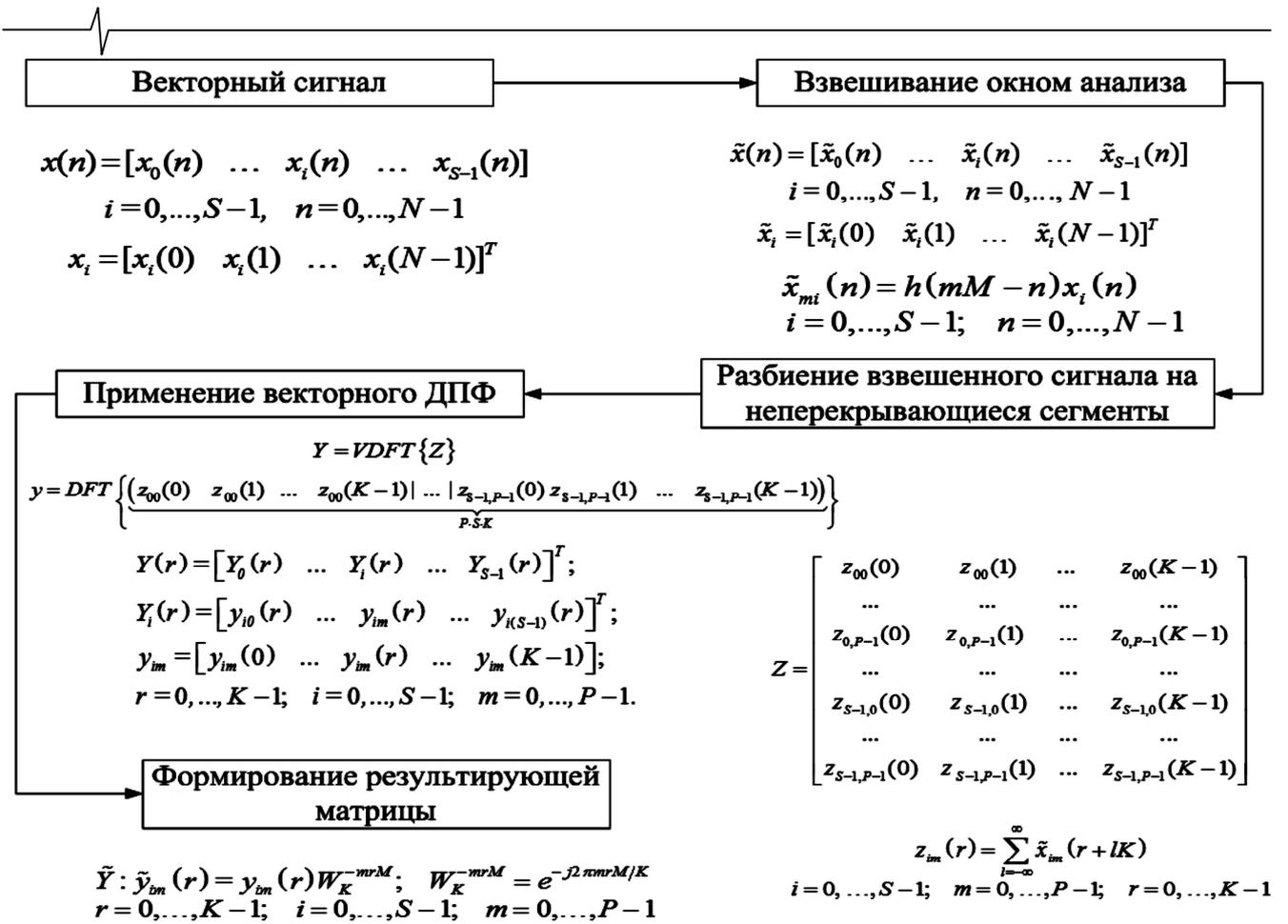


Рис. 3. Структурная схема алгоритма WOLA для обработки векторных сигналов

ние сегментов каждого одномерного сигнала в соответствии с (3);

3) применение векторного ДПФ (5) к матрице  $Z$  с помощью одномерного ДПФ (6) размерности  $P \cdot S \cdot K$  и получение матрицы  $Y$  в виде (7) и (8);

4) формирование результирующей матрицы  $\tilde{Y}$  в соответствии с (9).

Алгоритм WOLA-синтез является дуальным по отношению к алгоритму WOLA-анализ, представленному в данной статье.

#### Оценивание вычислительной сложности алгоритма WOLA и алгоритмов-аналогов для обработки векторных сигналов

Сравним с точки зрения вычислительной сложности алгоритм WOLA для обработки векторных сигналов и многоканальный полифазный банк фильтров. При сравнении используем число операций на один отсчет входного сигнала и будем учитывать *только операции умножения*, реализация которых является более сложной, чем операций сложения.

Полифазная структура для каждого одномерного сигнала представляет собой  $M$  параллельных ветвей, и при поступлении одного отсчета в каждую ветвь требуется  $\left(\frac{N_h}{M} \cdot 1\right)$  операций умножения (за счет линейной свертки с импульсной характеристикой полифазного фильтра). Для всех  $M$  ветвей число операций  $D_{PF}$  приближенно определяется как

$$D_{PF} \approx \frac{N_h}{M} \cdot M = N_h. \quad (10)$$

Для многоканального полифазного банка фильтров, предназначенного для обработки  $S$  одномерных сигналов, требуется приближенно  $N_h \cdot S$  операций умножения.

При поступлении отсчетов на блок вычисления векторного ДПФ (рис. 2) необходимо  $SM \log M$  операций при сведении векторного ДПФ к одномерному и применении алгоритмов БПФ.

Таким образом, общее число операций  $D_{PF\_mult}$  для многоканального полифазного банка фильтров определяется как

$$D_{PF\_mult} \approx N_h S + SM \log M = S(N_h + M \log M). \quad (11)$$

$$\text{Для случая критической децимации } M = K \text{ получаем } D_{PF\_mult} \approx S(N_h + K \log K). \quad (12)$$

При реализации банка фильтров с использованием алгоритма WOLA рассмотрим вначале число операций для одного блока длины  $N_h$ . Взвешивание окном требует  $N_h$  операций умножения. При выполнении ДПФ размерности  $K$  для блока длины  $K$  сложность составляет  $O(K \log K)$ . Таким образом, общее число операций  $D_{WOLA}$  приближенно определяется как

$$D_{WOLA} \approx S(N_h + K \log K). \quad (13)$$

Если осуществлять вычисление векторного ДПФ, необ-

ходимо вначале выполнить  $N_h$  операций умножения для взвешивания каждого одномерного сигнала. Далее применяется векторное ДПФ к «выпрямленному» сигналу длины  $P \cdot S \cdot K$  и осуществляется остановка алгоритма после выполнения  $\log K$  операций. Число операций на отсчет совпадает с результатом, определяемым выражением (13).

На основе данных рассуждений можно сделать вывод о том, что многоканальный полифазный банк фильтров и алгоритм WOLA для обработки векторных сигналов являются эквивалентными по вычислительной сложности при критической децимации ( $M = K$ ).

Вместе с тем, необходимо отметить, что WOLA может применяться при произвольном соотношении между  $M$  и  $K$ , что является несомненным преимуществом данного алгоритма на практике, в то время как полифазные банки фильтров используются в основном при критической децимации  $M = K$ . Таким образом, область применения алгоритма WOLA шире по сравнению с полифазными банками фильтров.

### Программно-аппаратная реализация алгоритма WOLA для обработки векторных сигналов

Определяющим фактором вычислительной сложности при программно-аппаратной реализации многоканального банка фильтров является ФНЧ-прототип (КИХ-фильтр), формирующий АЧХ желаемой формы для одного канала банка фильтров. Порядок ФНЧ-прототипа определяется исходя из параметров, задаваемых при разработке системы радиомониторинга в ШЧД.

В эксперименте синтез ФНЧ-прототипа осуществляется с параметрами, приведенными в начале статьи. Фильтр был синтезирован методом окон (окно Кайзера). Банк фильтров предназначен для обработки *двухканальных* сигналов. По результатам синтеза был получен ФНЧ-прототип порядка 6245.

Для повышения эффективности программно-аппаратной реализации в статье использовались вычислители с параллельной структурой на основе технологии CUDA[16]. Суть данной технологии заключается в использовании набора параллельно работающих графических процессоров (GraphicsProcessingUnit – 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 отдельных потоков данных (под «поток» понимаются параллельно выполняемые части одной программы).

К преимуществам технологии CUDA относятся кросс-платформенность, наличие набора готовых библиотек, использование расширенной версии языка «Си» (англ. - C) с дополнительными средствами для параллельного программирования и создания многопоточных приложений на CUDA для написания программ. Кроме того, не применяется графический интерфейс программирования приложений (API), имеющий ряд ограничений для эффективной организации многопоточных вычислений.

Эксперимент был проведен на персональном компьютере со следующими характеристиками: процессор IntelCorei7-3630QM (IvyBridge) 2.4 ГГц; оперативная память DDR3 16 Гб; операционная система Windows 7 64 бит; видеокарта NVidia GeForce GT650M (384 ядра GPU, частота ядра 850 МГц, память видеокарты 2 Гб).

В табл. 1 приведены оценки времени выполнения алгоритма WOLA с использованием технологии CUDA, а также CPU. При использовании технологии CUDA также учитывалось время на пересылку данных между оперативной памятью персонального компьютера и памятью видеокарты.

Анализ результатов, приведенных в табл. 1, позволяет сделать следующие выводы:

- применение технологии CUDA позволяет добиться существенного сокращения времени вычислений, по сравнению с использованием CPU;
- увеличение объема данных приводит к росту выигрыша во временных затратах и, следовательно, чем больше размер сигнальной выборки, тем целесообразнее применение технологии CUDA.

Таблица 1. Временные затраты на обработку сигналов различной длины с использованием CPU и CUDA

Размер сигнала (отсчеты/Мбайт)	CUDA	CPU
3000000/ 11 Мб	0.586 с	92.782 с
8000000 / 30 Мб	0.640 с	245.312 с
16000000/ 61 Мб	0.692 с	493.668 с

Необходимо отметить, что время на пересылку данных между оперативной памятью и памятью видеокарты может в ряде случаев достигать половины от общего времени обработки, что является определенным недостатком технологии CUDA.

### Заключение

В статье представлен разработанный алгоритм WOLA для обработки векторных сигналов в режиме реального времени с использованием векторного ДПФ. Данный алгоритм может быть применен для пеленгации, обнаружения сигналов в радиоэфире, их классификации и последующего оценивания характеристик во временной и частотной областях. Выполнено сравнение алгоритма с многоканальным полифазным банком фильтров и отмечено, что алгоритм WOLA имеет более широкую область применения за счет произвольного соотношения между числом каналов банка фильтров и коэффициентом децимации сигнала в каналах. Показано, что при программно-аппаратной реализации многоканальной обработки с использованием технологии CUDA время обработки может быть значительно сокращено, по сравнению с обработкой на CPU.

Данная статья и проведенная научная работа поддержаны в рамках проекта «Мой первый грант» (соглашение №14-07-31250/14), а также работы в СПбГЭТУ по проекту Министерством образования и науки Российской Федерации в рамках договора № 02.G25.31.0058 от 12.02.2013.

---

## Литература

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства // 2-е изд., перераб. и доп., М.: изд. «Горячая линия - Телеком», 2010.
2. W. Hirt Ultra-Wideband Radio Technology: Overview and Future Research, *Comp. Commun.*, vol. 26, no. 1, Jan. 2003, pp. 46–52.
3. Каплун Д.И., Клионский Д.М., Олейник А.Л., Вознесенский А.С., Жукова Н.А., Гульванский В.В., Петровский А.А. Применение полифазных банков фильтров в задачах мониторинга широкого частотного диапазона // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. 2013. Вып. 3. С. 38-43.
4. R.E. Crochiere, L.R. Rabiner Multirate digital signal processing // Prentice Hall, 1983.
5. P.P. Vaidyanathan Multirate Systems and Filter Banks // Prentice Hall. EnglewoodCliffs.- NJ, 1993.
6. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многокрослотная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние (часть 1) // *Цифровая обработка сигналов*, № 1, 2008, С. 12-21.
7. Зайцев А.А. Методы построения банков цифровых фильтров: тематический обзор // *Цифровая обработка сигналов*. 2003. № 1. С. 2-10.
8. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
9. Bellanger M.G., Daguet J.L., Hecagnol G.P. Interpolation, extrapolation and reduction of computation speed in digital filter // *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*. V. ASSP-22. Aug., 1974. P. 231-235.
10. Mitra S.K. Digital Signal Processing: a computer-based approach. McGraw-Hill. Comp. Inc., 1998.
11. Rabiner L.R., Crochiere R.E. A novel implementation for narrowband FIR digital filters // *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*. V. ASSP-23. Oct., 1975. P. 457-464.
12. Bellanger M.G., Bonnerot G., Coudreuse M. Digital filtering polyphase network: Application to sample rate alteration and filter banks // *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*. V. ASSP-24. Apr., 1976. P. 109-114.
13. Гадзиковский В.И. Метод расчёта шумов квантования векторных цифровых фильтров // *Цифровая обработка сигналов*, 2005, № 4. С.24-28.
14. Гадзиковский В.И. Комплексные и векторные цифровые фильтры // *Сборник результатов научных исследований сотрудников РТФ УГТУ–УПИ «Новые методы передачи и обработки информации»*. — Екатеринбург: ГОУ ВПО «УГТУ–УПИ», 2003. С.141-155.
15. Петровский Ал.А., Станкевич А.В., Петровский А.А. Быстрое проектирование систем мультимедиа от прототипа // Минск, изд-во «Бестпринт», 2011, – 412 с.
16. J. Sanders, E. Kandrot CUDA by Example: An Intro-

duction to General-Purpose GPU Programming // Addison-Wesley Professional, 2010.

## MULTICHANNEL WOLA ALGORITHM FOR PROCESSING VECTOR SIGNALS IN RADIO MONITORING TASKS

*Klionskiy D.M., Kaplun D.I., Voznesenskiy A.S., Gulvanskiy V.V.*

The present paper is devoted to the development of multichannel weight overlap add algorithm (WOLA algorithm) for processing vector signals in wideband radio monitoring tasks. The algorithm is intended for being integrated in equipment used for monitoring airwaves and signal processing in real time. The advantages of the algorithm are demonstrated in comparison with the direct form and polyphase form of filter bank implementations. The characteristics of the suggested algorithms and signal reconstruction accuracy versus signal-to-noise ratio (SNR) are studied in the paper. Advantages of hardware implementation of multichannel processing using the CUDA technology are shown.

Wide band monitoring is broadly applied in the following areas:

- radio monitoring (time-frequency processing of radiations, noise suppression, signal detection, signal classification, estimation of signal parameters, etc.);
- vibration analysis (vibration measurement, estimation of vibrational parameters in the time and frequency domains, resonance search);
- hydroacoustics (monitoring of marine environment, condition monitoring of surface and underwater objects, etc.);
- geophysics (monitoring of seismic and geomagnetic activity).

Radio monitoring is frequently performed in a wide frequency band, which can amount to several MHz or GHz. Several tens or hundreds of independent radiation sources can function in such a band simultaneously.

False alarm probability and correct detection probability are estimated for different SNR and it is shown in the paper that the best results are obtained for SNR exceeding -20 dB. Complexity estimation of the developed algorithm confirms gain in the total number of operations for large N in comparison with the direct implementation form.

The paper illustrates the fact that hardware implementations using CUDA make it possible to dramatically reduce (10 times and more) processing time in comparison with CPU applications. The more the size of data is the greater gain can be achieved. Experiments were done on a personal computer with the following characteristics: processor: Intel Core i7 3630QM (Ivy Bridge); RAM DDR3 8 Gbytes; OS Windows XP SP2 32 bits; videocard NVidia GeForce GT650M.