



УДК 621.391

Д. М. Клионский  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Многомерный алгоритм обработки векторных гидроакустических сигналов и его программная реализация

Рассмотрены одномерный и многомерный алгоритмы взвешенного перекрывающегося сложения для обработки одномерных и многомерных (векторных) гидроакустических сигналов. Приведены основные аналитические соотношения для одномерного алгоритма и его многомерной модификации. Приведены основные этапы программной реализации многомерного алгоритма в среде MATLAB.

### Гидроакустический сигнал, векторный сигнал, алгоритм взвешенного перекрывающегося сложения, программная реализация

Статья посвящена моделированию работы банка цифровых фильтров, построенного с использованием алгоритма WOLA (Weighted overlap-add – взвешенное перекрывающееся сложение) [1]–[3], при решении задач обработки гидроакустических сигналов [4].

В качестве входного гидроакустического сигнала  $x(n)$  банка фильтров выбрана последовательность отсчетов смеси мультигармонического сигнала  $s(n)$  и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ)  $e(n)$ :

$$x(n) = s(n) + e(n) = \sum_{n=0}^{P-1} A_p \sin(2\pi f_p n) + e(n),$$

где  $P$  – количество гармоник;  $A_p$ ,  $f_p$  – амплитуда и частота  $p$ -й гармоники соответственно.

Далее рассмотрен стандартный комплексно-модулированный банк фильтров [5], [6], состоящий из банка анализа и банка синтеза. Моделируемый банк фильтров содержал 320 каналов. При его моделировании использовался ФНЧ-прототип со следующими параметрами:

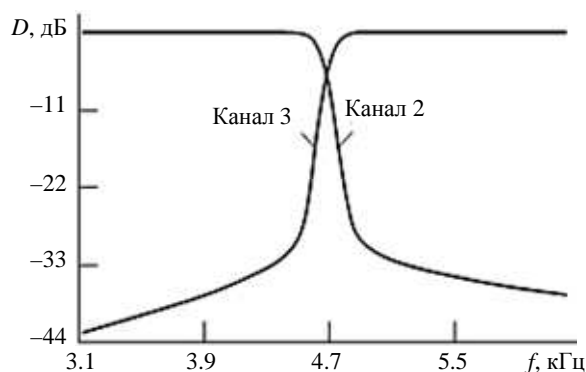
- частота дискретизации  $F_s$  – 1 МГц;
- частота отсечки  $F_c$  – 1562.5 Гц;

– метод синтеза – метод окон (окно Кайзера,  $\beta = 12.25$ );

– порядок – 15 200.

На рисунке приведены частотные зависимости подавления сигнала в каналах 2 и 3 (на вход подавался моногармонический сигнал с частотой, изменяющейся в пределах  $f = 3.125 \dots 6.250$  кГц, и с амплитудой  $A = 1$ ). Подавление сигнала рассчитывалось по формуле  $D = 2 \frac{\sum_{i=1}^N |y_{i_{\text{ВЫХ}}}|^2}{\sum_{i=1}^N |y_{i_{\text{ВХ}}}|^2}$ ,

где  $N$  – количество отсчетов сигнала;  $y_{i_{\text{ВЫХ}}}$ ,  $y_{i_{\text{ВХ}}}$  – дискретные преобразования Фурье (ДПФ) выходного и входного сигналов соответственно.



Банк фильтров (БФ) включает в себя банк анализа, используемый для декомпозиции (разложения) сигнала, и банк синтеза, используемый для его восстановления.

*Банк анализа.* WOLA – алгоритм, реализующий полифазный банк фильтров [5], [6] в терминах поблочного анализа. Как и в случае банка фильтров на основе комплексной модуляции, отсчеты на выходе  $k$ -го канала определяются уравнением

$$X_k(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(mM - n)x(n)W_K^{-kn}, \quad (1)$$

где  $h(n)$  – импульсная характеристика (ИХ) ФНЧ-прототипа;  $M$  – коэффициент прореживания входного сигнала;  $W_K^{-kn} = e^{-j\omega_k n} = e^{-j[(2\pi k/K)n]}$  – поворачивающий множитель;  $K$  – число каналов.

Введя обозначение

$$y_m(n) = h(mM - n)x(n), \quad (2)$$

представим (1) в виде

$$X_k(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_m(n)W_K^{-kn}. \quad (3)$$

В соответствии с (2) фильтр с ИХ  $h(mM - n)$  можно представить в виде скользящего анализирующего окна, которое выделяет последовательность  $y_m(n)$ , подвергаемую кратковременному (оконному) преобразованию Фурье (3). При такой интерпретации индекс децимированного времени  $m$  в (1) может рассматриваться как номер блока, а  $X_k(m)$  – как мгновенный спектр сигнала в момент времени  $n = mM$ .

После выполнения подстановки  $r = n - mM$  кратковременное преобразование Фурье представляется в виде

$$X_k(m) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(-r)x(r + mM)W_K^{-kr}.$$

При ДПФ число выходных отсчетов равно числу входных. Для выполнения этого условия использовано наложение во времени: последовательность  $y_m(n)$  делилась на сегменты длиной  $K$ , которые накладывались друг на друга, после чего выполнялось ДПФ получившейся суммы длиной  $K$  ( $K$  – число каналов).

При критической децимации ( $M = K$ ) взвешенное перекрывающееся сложение аналогично применению полифазного банка фильтров. Различие состоит лишь в том, что алгоритм WOLA ориентирован на поблочный анализ, поэтому сигнал разбивается на блоки длиной  $Nh$  с перекрытием в  $M$  отсчетов ( $Nh$  – длина ИХ ФНЧ-прототипа).

Алгоритм может быть записан в виде следующих шагов, выполняемых для блока с номером  $m$ :

1. Взвешивание блока окном анализа:  $y_m(r) = h(-r)x(r + mM)$ .

2. Разбиение блока на сегменты длиной  $K$  и наложение их друг на друга:  $x_m(r) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} y_m(r + lK)$ .

3. Вычисление ДПФ (DFT) сигнала  $x_m(r)$  для получения выходных отсчетов:  $\hat{X}_k(m) = \text{DFT}\{x_m(r)\}$ .

4. Умножение  $\hat{X}_k(m)$  на поворачивающий множитель:  $X_k(m) = \hat{X}_k(m)W_K^{-kmM}$ .

5. Сдвиг окна на  $M$  отсчетов, после чего обрабатывается блок с номером  $(m + 1)$  длиной  $Nh$ .

*Банк синтеза.* Алгоритм синтеза является обратным по отношению к алгоритму построения банка анализа. Шаги 1–5 выполняются в обратной последовательности.

Многоканальный алгоритм WOLA может рассматриваться как обобщение соответствующего одноканального алгоритма, при этом описываемая в данной статье модификация позволит вычислительно эффективно обработать многоканальный (векторный) входной гидроакустический сигнал, а также осуществить аппаратную реализацию с использованием современной высокопроизводительной 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 гидроакустический сигнал  $\mathbf{x}(n) = [x_0(n) \dots x_i(n) \dots x_{S-1}(n)]$  в виде набора одномерных сигналов

$x_i(n)$ ,  $i = 0, \dots, S - 1$ ;  $n = 0, \dots, N - 1$ , представленных прямоугольной матрицей с размерами  $S \times N$ , где  $N$  – длина (число отсчетов) сигнала  $x_i(n)$ ,  $i = 0, \dots, S - 1$ ;  $n = 0, \dots, N - 1$ ;  $S$  – количество одноканальных сигналов.

В случае *критической децимации*, когда  $M = K$ , вычисление выходных сигналов полифазного БФ эквивалентно применению алгоритма WOLA.

Входными данными разработанного многоканального алгоритма WOLA являются:

1)  $\mathbf{x}(n) = [x_0(n) \dots x_i(n) \dots x_{S-1}(n)]$ ,  $i = 0 \dots S - 1$ ,  $n = 0 \dots N - 1$  – векторный (многоканальный) сигнал – матрица с размерами  $N \times S$ ;

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

где  $T$  – знак транспонирования;

2) величины  $K, M$  и  $S$ , имеющие тот же смысл, что и в схеме многоканального ДПФ-модулированного банка фильтров;

3)  $h(n)$  – ИХ ФНЧ-прототипа (вектор-строка размерностью  $1 \times N_h$ ). ФНЧ-прототип определяет характеристики многоканального БФ: ширину полосы канала, уровень перекрытия соседних каналов и т. д. В алгоритме WOLA ИХ ФНЧ-прототипа используется в качестве окна анализа для взвешивания сигнала.

Если длина сигнала  $N$  не кратна длине окна  $N_h$  фильтра, сигнал дополняется необходимым количеством нулевых отсчетов.

Взвешивание векторного сигнала  $\mathbf{x}(n)$  окном может быть записано в следующем виде:

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

где  $m$  – номер блока длины  $N_h$ . Общее число блоков  $P$  длины  $N_h$  с перекрытием  $N_h - M$  определяется как  $P = 1 + \left\lfloor \frac{N - N_h}{M} \right\rfloor$ , где символ  $\lfloor \dots \rfloor$  означает округление до ближайшего целого в сторону уменьшения. В результате выполнения (3) формируется матрица  $\tilde{\mathbf{x}}$  взвешенных отсчетов сигнала:

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = [\tilde{x}_0(n) \ \dots \ \tilde{x}_i(n) \ \dots \ \tilde{x}_{S-1}(n)], \\ i = 0 \dots S - 1, n = 0 \dots N - 1, \\ \tilde{x}_i = [\tilde{x}_i(0) \ \tilde{x}_i(1) \ \dots \ \tilde{x}_i(N-1)]^T.$$

$$\mathbf{y} = \text{DFT} \left\{ \underbrace{\left( z_{00}(0) \ z_{00}(1) \ \dots \ z_{00}(K-1) \mid \dots \mid z_{S-1,P-1}(0) \ z_{S-1,P-1}(1) \ \dots \ z_{S-1,P-1}(K-1) \right)}_{PSK} \right\},$$

Далее необходимо разбить блоки длины  $N_h$  взвешенного векторного сигнала на неперекрывающиеся сегменты длины  $K$  и просуммировать их. Общее количество сегментов  $Q$  длины  $K$  в пределах блока длины  $N_h$  определяется как  $Q = \lceil N_h / K \rceil$ , где символ  $\lceil \dots \rceil$  означает округление до ближайшего целого в сторону увеличения. В результате получаем:

$$z_{im}(r) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \tilde{x}_{im}(r + lK), \\ i = 0 \dots S - 1; m = 0 \dots P - 1; r = 0 \dots K - 1.$$

На основе данных выражений может быть введена матрица  $Z$ , имеющая следующую структуру:

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

Данная матрица состоит из подматриц, при этом каждая подматрица имеет  $P$  строк, соответствующих блокам длины  $N_h$  одного одноканального сигнала  $x_i(n)$ ,  $i = 0, \dots, S - 1$ . С учетом изложенного, матрица  $Z$  имеет размеры  $(P \cdot S) \times K$ .

После суммирования всех блоков каждого одноканального сигнала необходимо применить ДПФ к матрице  $Z$ . Данная операция может быть реализована на основе алгоритмов *векторного ДПФ* [5], предназначенных для вычисления ДПФ векторных (многоканальных) данных:

$$Y = \text{VDFT} \{ Z \},$$

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

В настоящее время в основном применяются 2 подхода [5] к вычислению векторного ДПФ. Первый, тривиальный, предполагает применение одноканального ДПФ к каждой строке матрицы  $Z$  (в общей сложности, потребуется вычислить  $(P \cdot S)$  различных одноканальных ДПФ размерности  $K$ ). Второй подход базируется на вычислении одного одноканального ДПФ размерности  $PSK$ :

где DFT – оператор одноканального ДПФ. При вычислении одноканального ДПФ матрица  $Z$  «выпрямляется» и записывается как последовательность своих строк (после данного преобразования матрица  $Z$  превращается в вектор-строку).

В настоящей статье выбран именно подход на основе преобразования матрицы в строку по следующим причинам.

Алгоритм расчета векторного ДПФ определяет объем локальной памяти и на общее число коммутаторов параллельно-поточного БПФ-процессора (ППБПФ-процессора). Сведение многоканального ДПФ к одноканальному позволяет минимизировать общий объем вычислительной памяти и, следовательно, оптимизировать структуру ППБПФ-процессора.

Вычисление одноканального ДПФ размерности  $PSK$  позволяет проще реализовать вычислительную процедуру в ППБПФ-процессоре по сравнению с вычислением  $PS$  различных ДПФ размерности  $K$ .

После вычисления ДПФ вектора  $y$  размерности  $PSK$  осуществляется распределение его элементов по строкам матрицы. При этом размеры матрицы  $Y$  будут совпадать с размерами матрицы  $Z$ . Матрица  $Y$ , как и матрица  $Z$ , будет состоять из подматриц:

$$Y(r) = [Y_0(r) \dots Y_i(r) \dots Y_{S-1}(r)]^T;$$

$$Y_i(r) = [y_{i0}(r) \dots y_{im}(r) \dots y_{i(S-1)}(r)]^T;$$

$$y_{im} = [y_{im}(0) \dots y_{im}(r) \dots y_{im}(K-1)];$$

$$r = 0, \dots, K-1; \quad i = 0, \dots, S-1; \quad m = 0, \dots, P-1.$$

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

$$y_{im}(r) = y_{im}(r)W_K^{-mrM};$$

$$r = 0 \dots K-1; \quad i = 0 \dots S-1; \quad m = 0 \dots P-1.$$

Программная реализация алгоритма (алгоритм реализован в среде MATLAB) включает в себя следующие шаги:

- 1) взвешивание векторного сигнала  $x(n)$  с помощью окна для получения сигнала  $\tilde{x}(n)$ ;
- 2) разбиение взвешенного векторного сигнала на неперекрывающиеся сегменты длины  $K$  и суммирование сегментов каждого одноканального сигнала;
- 3) применение векторного ДПФ к матрице  $Z$  на основе одномерного ДПФ размерности  $PSK$  и получение матрицы  $Y$ ;
- 4) формирование результирующей матрицы  $\tilde{Y}$ .

Алгоритм взвешенного перекрывающегося сложения может использоваться для расчета субполосных сигналов, соответствующих выходам каналов банка фильтров. Многомерная модификация одномерного алгоритма может применяться для обработки векторных (многоканальных) сигналов, включая задачи классификации сигналов, очистки сигналов от шума и пр. Представленный алгоритм WOLA может также применяться для обработки других типов многоканальных (векторных) сигналов, для которых необходимо выполнить анализ компонент в различных частотных полосах.

Работа выполнена в СПбГЭТУ «ЛЭТИ», поддержана стипендией Президента Российской Федерации в 2016 г.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алгоритм взвешенного перекрывающегося сложения для обработки векторных сигналов в задачах радиомониторинга / Д. М. Клионский, Д. И. Каплун, А. С. Вознесенский, В. В. Гульванский // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 2–8.
2. Многоканальный алгоритм WOLA при обработке сигналов в задачах гидроакустического мониторинга / Д. И. Каплун, Д. М. Клионский, А. С. Вознесенский, В. В. Гульванский, В. В. Геппенер // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 3. С. 20–26.
3. Crochiere R. E., Rabiner L. R. Multirate digital signal processing. USA: Prentice Hall, 1983. 411 p.
4. Малышкин Г. С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов / АО «Концерн ЦНИИ "Электроприбор"». СПб., 2011. 374 с.
5. Петровский Ал. А., Станкевич А. В., Петровский А. А. Быстрое проектирование систем мультимедиа от прототипа. Минск: Бестпринт, 2011. 412 с.
6. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.

D. M. Klionskiy  
 Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

## MULTIDIMENSIONAL ALGORITHM FOR PROCESSING VECTOR HYDROACOUSTIC SIGNALS AND ITS SOFTWARE IMPLEMENTATION

*The paper discusses one-dimensional and multidimensional weighted overlap-add algorithm for processing one-dimensional and multidimensional (vector) hydroacoustic signals. The main analytical expressions are provided for one-dimensional algorithm and its multidimensional modification. The main steps of software implementation of a multidimensional algorithm are provided for MATLAB.*

**Hydroacoustic signal, vector signal, weighted overlap add algorithm, software implementation**

УДК 004.067

М. В. Лапаев  
 Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет  
 информационных технологий, механики и оптики (Университет ИТМО)

А. И. Водяхо, А. Б. Смирнов, Н. А. Жукова  
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
 университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Система обработки текстовых медицинских данных

*Рассматриваются вопросы обработки текстовых медицинских данных. В записях врачей используется специализированная терминология, значительное число синонимичных понятий, содержится шум. Предложен алгоритм обработки медицинских текстов по шаблонам, который учитывает особенности данных. Алгоритм реализован и апробирован в составе системы семантической обработки и анализа медицинских данных, разрабатываемой для ФГБУ «СЗФМИЦ им. В. А. Алмазова» Минздрава России.*

**Семантические технологии, структурный анализ текста, текстовые медицинские записи**

Проблема обработки данных на естественном языке актуальна для многих предметных областей, в частности – медицины, где значительная часть информации содержится в записях медицинских работников. Особенность текстовых данных в медицине заключается в использовании специализированной профессиональной терминологии. К настоящему времени проведены исследования и разработаны методы для автоматизированного распознавания, машинного перевода и анализа клинических записей. Трудности обработки текстов обусловлены отсутствием структуры в тексте, отсутствием эталонных фрагментов текстов, а также наличием синтаксического шума, синонимии и неоднозначностей. Существует множество подходов к решению задач обработки текстов на естественном языке. Наиболее широко

применяются алгоритмы, построенные на основе статистического анализа [1], в частности частотного, построения графовых моделей [2], использования обучаемых языковых моделей [3]. Большинство из них позволяют решать только конкретные узкоспециализированные задачи. На сегодняшний момент не существует готового инструмента для обработки текстовых медицинских данных на русском языке. Задача может быть решена за счет совместного использования нескольких методов и алгоритмов. В настоящей статье задача обработки и анализа текстов рассматривается в контексте реализации процессов врачебных и управленческих задач, решаемых в Федеральном северо-западном медицинском центре им. В. А. Алмазова (Центр). Разрабатывается набор инструментов и средств, решающий задачу