

**Секция**  
**ПРОЕКТИРОВАНИЕ**  
**И РЕАЛИЗАЦИЯ**  
**СИСТЕМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

<b>Исследование и анализ вибрационных сигналов .....</b>	<b>268</b>
П.Ю. Бранцевич	
<b>Order reduction of a low-frequency prototype filter by its magnitude response symmetrization in the task of filter bank design for wideband monitoring .....</b>	<b>270</b>
D.I. Kaplun, D.M. Klionskiy, A.S. Voznesenskiy, V.V. Gulvanskiy	
<b>Архитектура встраиваемой вычислительной системы реального времени стандарта H.264 .....</b>	<b>272</b>
Е.М. Абаев	
<b>Изменение основного тона речевого сигнала в реальном масштабе времени .....</b>	<b>274</b>
И.С. Азаров, М.И. Вашкевич, Д.С. Лихачев, А.А. Петровский	
<b>Применение конвейеризации для увеличения быстродействия логических схем .....</b>	<b>276</b>
П.Н. Бибило, Н.А. Кириенко	
<b>Метод главных компонент и линейный дискриминантный анализ для снижения размерности в системах распознавания образов .....</b>	<b>278</b>
В.В. Мишугина	
<b>Конвейерный процессор алгоритма хэширования MD5 на базе FPGA.....</b>	<b>280</b>
В.Ю. Герасимович, М.В. Качинский, А.В. Станкевич	
<b>Применение разреженной аппроксимации с перцептуально оптимизированным словарем вейвлет коэффициентов для задач сжатия аудиосигналов.....</b>	<b>282</b>
В.Ю. Герасимович, Ал.А. Петровский	
<b>Фрактальный метод настройки быстрых перестраиваемых спектральных преобразований на эталонное изображение.....</b>	<b>284</b>
А.Ю. Дорогов	
<b>Фрактальный анализ функции случайных и детерминированных процессов.....</b>	<b>286</b>
О.С. Киселевский	
<b>Модуль вычисления ДКП на лестничных структурах для сжатия данных.....</b>	<b>287</b>
В.В. Ключеня, А.А. Петровский	
<b>Создание среды верификации VHDL модели микросхемы бесконтактной идентификации.....</b>	<b>289</b>
Ю.Ю. Ланкевич	
<b>Организация кремниевой компиляции в системе топологического проектирования заказных СБИС .....</b>	<b>291</b>
И.П. Логинова	
<b>CORDIC алгоритм в умножителях кватернионов.....</b>	<b>293</b>
Н.А. Петровский	
<b>Способ обработки сенсорных сигналов мобильного робота на основе гетероассоциативных искусственных нейронных сетей .....</b>	<b>295</b>
Г.А. Прокопович	

<b>Управление иерархией композитов в системе топологического проектирования СБИС .....</b>	<b>297</b>
В.И. Романов	
<b>Самоорганизующаяся беспроводная сеть на базе модулей спецификации BLUETOOTH 4.0.....</b>	<b>299</b>
А.В. Станкевич, Ал.А. Петровский	
<b>Критерий оценки чувствительности методов обработки радиолокационных сигналов .....</b>	<b>302</b>
Ю.В. Суходолов, А.А. Шейников, А.В. Белоусов	
<b>Способ централизованного управления группой роботов по общему каналу .....</b>	<b>304</b>
В.А. Сычёв	
<b>Многокристалльные реконфигурируемые вычислительные средства на базе ПЛИС .....</b>	<b>306</b>
Е.В. Листопад	
<b>Передискретизация речевого сигнала, согласованная с частотой основного тона.....</b>	<b>308</b>
М.И. Вашкевич, И.С. Азаров, Д.С. Лихачев, А.А. Петровский	
<b>Лингвистические проблемы создания речевого корпуса. Русские речевые корпуса .....</b>	<b>310</b>
М.Ю. Симакова	
<b>Конверсия голоса на основе множественной регрессионной функции отображения .....</b>	<b>312</b>
В.А. Захарьев, А.А. Петровский	
<b>Синтез оптимального регулятора с переключаемой структурой для управления асинхронным электродвигателем .....</b>	<b>314</b>
М.Э. Гук, В.С. Юденков	

# ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ ВИБРАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

П.Ю. БРАНЦЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
branc@bsuir.edu.by*

Рассмотрена методика анализа вибрационных сигналов, полученных при изменении технического состояния роторного агрегата. Представлены результаты обработки вибросигнала с помощью спектрального анализа, вейвлетов, разложения на периодическую и шумоподобную составляющие на разных этапах развития дефекта. Получена оценка динамики изменения вибрации при развитии дефекта.

*Ключевые слова:* вибрация, сигнал, обработка, параметр, периодическая составляющая.

Одним из важнейших элементов систем вибрационной диагностики механизмов и агрегатов с вращательным движением является определение информативно-значимых признаков, на основе которых принимается решение о техническом состоянии исследуемого объекта. Такие параметры вычисляются в ходе обработки вибрационных сигналов, полученных при обследовании работающего оборудования. При этом для получения объективных оценок может потребоваться, чтобы длительность временных реализаций регистрируемых сигналов была достаточно большой: секунды, десятки секунд, минуты и даже часы. Такие продолжительные интервалы наблюдения требуются для обнаружения редко возникающих аномальных явлений [1].

Наиболее часто в качестве информативных параметров используются: количественные параметры, характеризующие интенсивность, амплитуду и форму вибросигнала; амплитуды отдельных частотных составляющих; характеристики огибающей сигнала [2]. Однако, практическое применение параметров каждой из указанных групп имеет как достоинства так и недостатки. Поэтому, достаточно часто при анализе реальных ситуаций приходится использовать разнообразные, ориентируемые на конкретную ситуацию, способы исследования вибрационных сигналов.

Накопленный опыт в области применения систем вибрационного мониторинга позволяет сделать вывод, что в подавляющем большинстве случаев вибрационный сигнал, отражающий механические колебания корпусных элементов механизмов роторного типа, состоит из явно выраженной периодической  $p(nt_d)$  и шумоподобной  $s(nt_d)$  составляющих [3]:

$$x(nt_d) = p(nt_d) + s(nt_d) = \sum_{m=1}^L A_m \cos[2\pi k_m f_o nt_d - \phi_m] + s(nt_d),$$

где  $n$  – номер дискретного отсчета,  $n=0,1,2, \dots$ ;  $t_d$  – интервал дискретизации;  $f_o$  – оборотная или базовая частота;  $k_m$  – кратность  $m$ -ой гармоники относительно  $f_o$ ;  $A_m, f_m, \phi_m$  – амплитуда, частота, начальная фаза  $m$ -ой гармоники,  $f_m = k_m f_o$ ;  $L$  – число гармоник в периодической составляющей вибросигнала, а

$$s(nt_d) = x(nt_d) - p(nt_d).$$

При этом сигнал может содержать группы периодических составляющих с разными базовыми частотами. Пример такого сигнала показан на рис. 1.

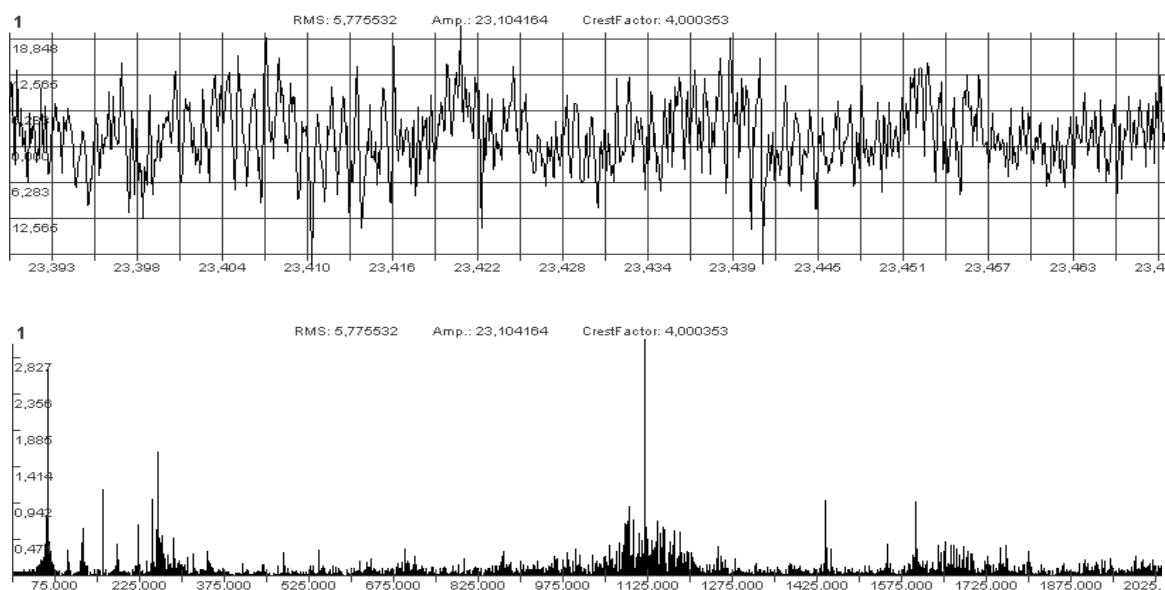


Рис. 1. Временная реализация и амплитудный спектр вибрационного сигнала

В рассматриваемом сигнале присутствуют две группы периодических составляющих с базовыми частотами 61.8 Гц и 160 Гц (см. рис. 2), причем первая группа обусловлена возникшим дефектом.

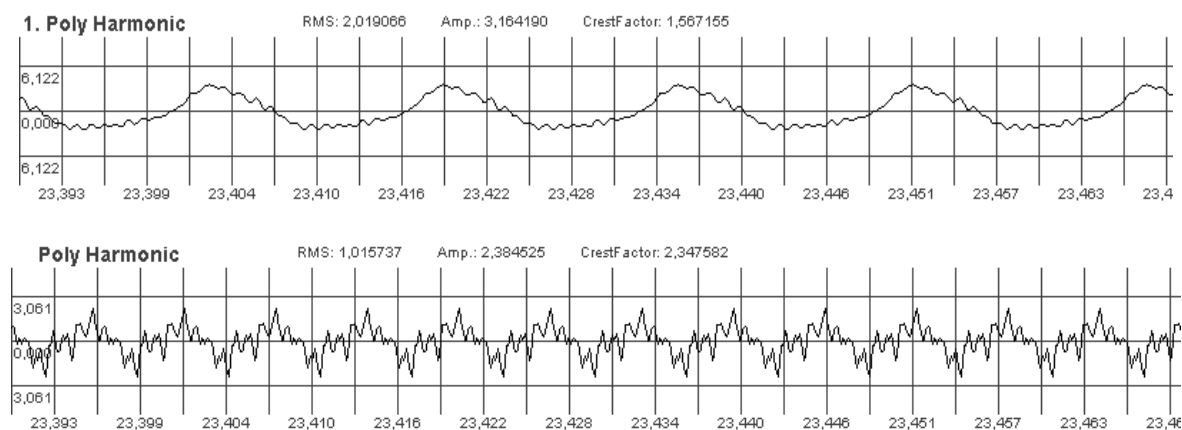


Рис. 2. Временные реализации периодических составляющих вибросигнала

#### Список литературы

1. Бранцевич П.Ю., Гузов В.А. // Проблемы вибрации, виброналадки, вибромониторинга и диагностики оборудования электрических станций. Сб. докл. Москва, 22-26 октября 2007. С. 58–66.
2. Барков А.В., Баркова А.В., Азовцев А.Ю. Мониторинг и диагностика роторных машин по вибрации. СПб, 2000.
3. Бранцевич П.Ю., Костюк С.Ф. // Достижения физики неразрушающего контроля: сб. научн. тр. Минск, 2013. С. 67-74.

## ORDER REDUCTION OF A LOW-FREQUENCY PROTOTYPE FILTER BY ITS MAGNITUDE RESPONSE SYMMETRIZATION IN THE TASK OF FILTER BANK DESIGN FOR WIDEBAND MONITORING

D.I. KAPLUN, D.M. KLIONSKIY, A.S. VOZNESENSKIY, V.V. GULVANSKIY

*Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI"  
Russian Federation, 197376, Professora Popova str., 5  
mitya\_kapl@front.ru, klio2003@list.ru, a-voznensky@yandex.ru, slava-a-a@mail.ru*

The present paper discusses order reduction of a low-frequency prototype filter on the basis of its magnitude response symmetrization. The effectiveness of this approach for a particular prototype filter is demonstrated. The filter, whose characteristics are analyzed in the manuscript, is part of a multi-channel filter bank intended for monitoring the frequency range from 0 to 1 MHz.

*Key words:* prototype filter, filter order, order reduction, magnitude response symmetrization, filter bank, wideband monitoring.

**Introduction.** In works [1,2] it was mentioned that impulse responses (IR) of filters, whose magnitude responses are symmetric with respect to  $f_s/4$  (here  $f_s$  is sampling rate), have nearly half zero-valued coefficients. If a magnitude response of some filter is double-symmetric, the IR of such a filter may contain nearly 3/4 (75%) zero-valued coefficients. Due to this shrinkage of impulse response non-zero samples it becomes possible to decrease hardware costs for filter implementation and also improve filter performance.

At the same time, symmetry condition is rather strong and is very rarely encountered in wideband monitoring [3]. This is caused by the fact that as a rule filter passband is much more narrow than  $f_s/4$ . However in practice we often need to extend the boundaries of using symmetric properties, which will definitely increase effectiveness of such filters in multichannel systems.

**Symmetric filters.** Consider a low-frequency filter (LF-filter) and let us introduce the following notations:  $f_{pass1}, f_{pass2}$  are left-side and right-side boundary frequencies of a passband;  $f_{stop1}, f_{stop2}$  are left-side and right-side boundary frequencies of a stopband;  $d_1$  and  $d_2$  are magnitude response unevenness in the passband and stopband, respectively. In the following we will consider only LF-filters used as filter prototypes since they often occur in wideband monitoring tasks.

If  $f_s/4$  is located in a transitional band, symmetrization is achieved by reinforcing requirements to the magnitude response. This implies shifting boundary frequencies of a LF-prototype in a transitional band. If  $f_s/4$  is located in the stopband, there is a possibility of representing a LF-filter in the form of cascaded bandstop filter (BS-filter) and LF-filter or BS-filter and high-frequency filter. Such an approach makes it possible to significantly reduce the order of the original prototype filter.

**Experimental results.** In the present paper we will deal with the case when  $f_s/4$  is in the stopband and therefore to fulfil symmetrization it is necessary to employ cascaded LF-filter and BS-filter (Fig.1).

The original prototype filter was aimed at creating a multi-channel filter bank [3-5] for wideband monitoring. The parameters of the prototype filter are as follows: order – 15200; one-side bandwidth – 1473 Hz, rectangularity shape factor – 1.24.

The filter bank itself has 320 channels with two-sided channel bandwidth – 3125 Hz. Such a bank monitors the frequency range from 0 to 1 MHz.

Using computer simulation in MATLAB we have obtained the most important characteristics of cascaded BS-filter and LF-filter (Table 1).

Table 1. Characteristics of cascaded LF-filter and BS-filter

	$f_s$ , MHz	$f_{pass1}$ , kHz	$f_{stop1}$ , kHz	$f_{stop2}$ , kHz	$f_{pass2}$ , kHz	$d_1$	$d_2$	$n$
BS-filter	1	1.5	1.7	498.3	498.5	0.05	$10^{-6}$	11162
LF-filter	1	1.7	498.3	-	-	0.05	$10^{-6}$	5

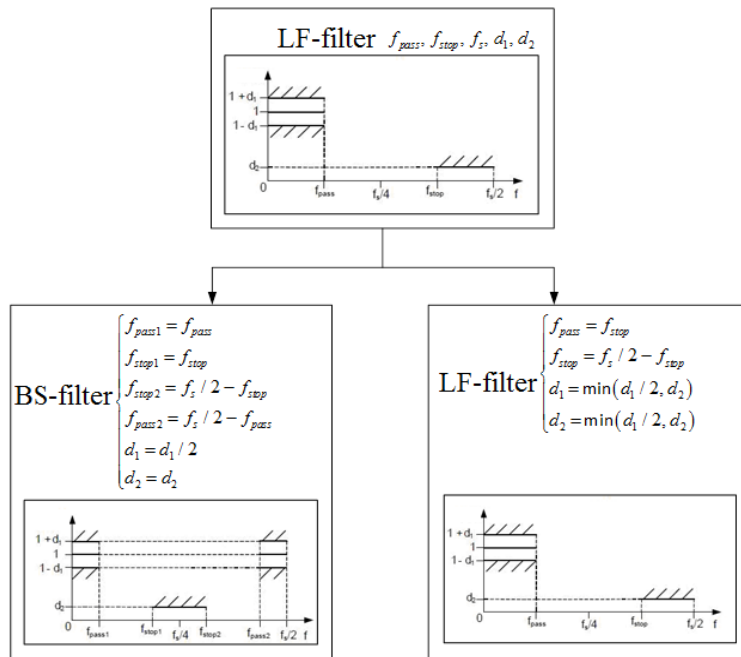


Fig.1. Diagram illustrating the symmetrization method

The combination of two filters represented in the table contains 11167 multipliers, which makes 73.5% of the total number of those in the original filter.

**Conclusion.** Thus, cascaded structure of two filters allows us to reduce the order of a LF prototype filter by 26.5%.

**Acknowledgements.** The present paper and the research conducted by the authors are supported by the grant of the Russian Foundation for Basic Research (“My first grant”); Agreement № 14-07-31250/14.

### References

1. *D.I. Kaplun, A.A. Lanne, T.V. Merkucheva.* New technique of synthesizing linear digital non-recursive filters with linear phase responses (in Russian) // 10<sup>th</sup> International Conference “Digital Signal Processing and Its Applications”, 2009, pp. 166-169.
2. *T.V. Merkucheva, D.I. Kaplun, E.A. Shelenok, I.I. Kanatov.* Research of efficiency of symmetrization of magnitude response for synthesis of non-recursive lowpass filters // Modern problems of science and education, № 5, 2009.
3. *D.I. Kaplun, D.M. Klionskiy, A.S. Voznesenskiy, V.V. Gulvanskiy.* Application of polyphase filter banks to wideband monitoring tasks // IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (ElConRusNW), Russia, Saint-Petersburg, 2014.
4. *Crochiere R.E., Rabiner L.R.* Multirate digital signal processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983.
5. *A. Piotrowski, M. Parfieniuk.* Digital filter banks: analysis, synthesis and implementation for multimedia systems. Wydawnictwo politechniki bialostockiej, Bialystok, 2006.

## **АРХИТЕКТУРА ВСТРАИВАЕМОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ СТАНДАРТА H.264**

Е. М. АБАЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
adrenalin90-@mail.ru*

С широким распространением таких высоких технологий, как цифровое телевидение, потоковое видео в Интернете или Blu-ray диски, компрессия видеоданных стала существенным компонентом широковещательного и развлекательного медиа. При этом, несмотря на рост объема памяти носителей информации и увеличение пропускной способности каналов связи, повышение эффективности сжатия видеоматериала по-прежнему остается актуальной задачей, поскольку требования к качеству видео растут вместе с доступными вычислительными ресурсами.

*Ключевые слова:* H.264, AVC/MPEG-4 Part 10, видеокодирование, системы реального времени, архитектура вычислительной системы.

В наше время в мире активно внедряются системы цифрового телевизионного вещания видео высокой четкости (HDTV, 1080p) и ультравысокой четкости (UHDTV, 4K), развиваются мобильные мультимедийные устройства и т.д. Обработка видеосигналов в реальном времени требует высокоэффективных вычислительных систем. Данные системы реализуются на базе ПЛИС с помощью специализированных архитектур, которые должны обеспечивать не только высокоскоростную обработку информации, но и быть достаточно гибкими с точки зрения проектирования и реконфигурируемыми.

Существует 3 подхода к организации архитектуры вычислительной системы реального времени: полностью аппаратная, полностью программная и программно-аппаратная архитектуры.

Системы с аппаратной архитектурой реализуются в виде готовых микросхем. Аппаратура изначально не реконфигурируема (не расширяема), т.к. максимально соответствует поставленной по ТЗ задаче. В связи с наилучшей приспособленностью к решению поставленной задачи, аппаратно-реализованная система обеспечивает наилучшее энергопотребление, оптимальные площади. К минусам систем с аппаратной архитектурой можно отнести то, что она сложно расширяема, требует полной или частичной переработки блоков при изменении функциональной составляющей системы. Аппаратные реализации являются дорогостоящими и трудозатратными. Примерами систем могут служить IP-блоки и готовые микросхемы.

Системы с программной архитектурой используют универсальные или DSP-процессоры для выполнения обработки данных. Сложность разработки такой системы легче, чем аппаратной, но сложнее, чем программно-аппаратной. Достоинствами таких систем является их относительно легкая портируемость (переносимость) на другие процессоры. Система также обеспечивает легкое изменение функциональной части. Программные решения ограничены только максимальной вычислительной мощностью процессора. Кроме того, относительная дешевизна таких универсальных процессоров и наличие бесплатных свободных решений делает такие системы достаточно популярными. Минусами системы является высокая потребляемая мощность в связи с большими частотами работы процессора.

Примером такой системы может быть кодек х264, являющийся свободной библиотекой, написанной на языке Си, программных компонентов для кодирования видеопотоков H.264 [1].

Системы с программно-аппаратной архитектурой используют специализированные процессоры с подключенными к нему аппаратными блоками. В зависимости от числа и сложности аппаратных блоков могут приближаться либо к полностью аппаратному решению, либо к полностью программному, наследуя при этом, соответственно, все их достоинства и недостатки. Основное назначение процессора в программно-аппаратной архитектуре – накопление и обработка информации и передача ее на аппаратные блоки для выполнения требуемых высокотратных преобразований. По сравнению с полностью программным, данное решение снижает возможность к портированию из-за использования специализированного процессора, но упрощает затраты на программирование, т.к. значительная часть преобразований вычисляется с помощью аппаратных блоков. Возможности по расширению функциональной части при программно-аппаратной реализации системы ограничена числом аппаратных блоков, максимальной производительностью и вычислительной мощностью процессора. По сравнению с полностью аппаратной реализацией, данный метод является более гибким с точки зрения реконфигурируемости, т.к. обеспечивает более гибкую подстройку системы под задачи функциональной части.

Примерами такой системы могут служить реализованные в [2] и [3] декодеры стандарта H.264. В [2] разработчики использовали в качестве центрального процессора модифицированную версию Plasma CPU, который является простым RISC процессором, доступным как VHDL проект. При использовании в качестве целевой платформы FPGA Xilinx Virtex-4 XC4VLX25, оно занимает 1588 слайсов (14% от площади кристалла), тогда как максимальная тактовая частота – 64-67 МГц.

Помимо ядра Plasma, в качестве центрального процессора может выступить софтверное ядро Microblaze. Данный процессор на том же кристалле XC4VLX25 занимает 1697 слайсов, при этом тактовая частота может достигать до 100 МГц.

Таким образом, был проведен анализ различных подходов к организации архитектуры вычислительной системы реального времени, а также рассмотрены возможные варианты специализированных процессоров, используемых в программно-аппаратном подходе. Стоит отметить, что данный подход является наиболее приемлемым для кодера стандарта H.264, т.к. данное решение обеспечивает достаточную гибкость при проектировании и реконфигурируемость системы видеокодирования.

#### Список литературы

1. х264: [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://ru.wikipedia.org/wiki/X264>. – Дата доступа 15.01.2014.
2. *M. Parfieniuk, Al. Petrovsky, A.A.Petrovsky*. Using Java to prototype a H.264/AVC decoder // The proc. of the 10th International conference “Pattern recognition and information processing”, PRIP’2009, 19-21 May 2009, Minsk, Belarus. Minsk “Publishing center of BSU”, 2009. – P.205–210.
3. *Chien-Chang Lin, Jia-Wei Chen, Hsiu-Cheng Chang u др.* // Solid-State Circuits, IEEE Journal. 2007. С. 170–182.



## ИЗМЕНЕНИЕ ОСНОВНОГО ТОНА РЕЧЕВОГО СИГНАЛА В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ

И.С. АЗАРОВ<sup>1</sup>, М.И. ВАШКЕВИЧ<sup>2</sup>, Д.С. ЛИХАЧЕВ<sup>3</sup>, А.А. ПЕТРОВСКИЙ<sup>4</sup>

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
<sup>1</sup>azarov@bsuir.by, <sup>2</sup>vashkevich@bsuir.by, <sup>3</sup>likhachov@bsuir.by, <sup>4</sup>palex@bsuir.by*

Рассматривается задача изменения частоты основного тона речевого сигнала. Предложенное решение позволяет выполнять обработку широкополосного речевого сигнала в реальном масштабе времени. Допускается изменение исходного контура частоты основного тона на произвольный целевой. Выполняется оценка качества обработки сигнала.

*Ключевые слова:* оценка частоты основного тона, моделирование речевого сигнала.

В разработанной системе изменения основного тона используется синусоидальная модель речевого сигнала:  $s(n) = \sum_{k=1}^K A_k(n) \cos \varphi_k(n) + r(n)$ , где  $A_k(n)$  – мгновенная амплитуда  $k$ -ой гармоники,  $K$  – число гармоник,  $\varphi_k(n)$  – мгновенное значение фазы  $k$ -ой гармоники,  $r(n)$  – шумовая составляющая сигнала [1]. Мгновенная частота  $f_k(n)$  связана с мгновенной фазой следующим соотношением:  $\varphi_k(n) = \sum_{i=0}^n \frac{2\pi f_k(i)}{F_s} + \varphi_k(0)$ , где  $F_s$  – частота дискретизации и  $\varphi_k(0)$  – начальная фаза  $k$ -ой гармоники. Приближенно можно считать, что частота каждой гармоники является кратной частоте основного тона т.е.  $f_k(n) \approx F_0(n)k$ , где  $F_0(n)$  – основной тон.

Частота основного тона определяет высоту звучания голоса. Контур частоты основного тона (его изменение в зависимости от времени) определяет интонацию речи. Для того чтобы сохранить исходный тембр диктора должна сохраняться спектральная огибающая, которую можно определить из мгновенных амплитуд гармоник основного тона. Огибающую можно рассматривать как функцию от номера отсчета и частоты  $E(n, f)$ , которая принимает значения мгновенных амплитуд гармоник основного тона в соответствующих точках  $E(n, f_k(n)) = A_k(n)$ . Для произвольных  $n$  и  $f$  функция вычисляется путем линейной интерполяции ближайших к ним амплитудных значений. Синтез голоса с модифицированным контуром частоты основного тона может быть выполнен по следующей формуле:  $s(n) = \sum_{k=1}^K E(n, F_0(n)k) \cos \bar{\varphi}_k(n) + r(n)$ , где фазы гармонических компонент  $\bar{\varphi}_k(n)$  рассчитываются в соответствии с новым контуром частоты основного тона  $F_0(n)$  как  $\bar{\varphi}_k(n) = \sum_{i=0}^n \frac{2\pi F_0(i)}{F_s} + \bar{\varphi}_k^\Delta(n)$ . Дополнительный фазовый параметр  $\bar{\varphi}_k^\Delta(n)$  используется для сохранения относительных фаз гармоник по отношению к фазе частоты основного тона. Данный параметр вычисляется как  $\bar{\varphi}_k^\Delta(n) = \varphi_k(n) - k\varphi_0(n)$ .

Основной тон присутствует только в вокализованных сегментах речи (там где задействованы голосовые связки диктора). Такие звуки как 'а', 'о', 'э' являются вокализованными, в то время как звуки 'с', 'ш', 'щ' являются невокализованными. Наличие вокализованности проявляется в виде спектральных компонент кратной частоты. Для того, чтобы сохранить исходное качество звучания невокализованных звуков алгоритм изменения тона автоматически выделяет области вокализованности и выполняет обработку только в этих областях. Для этого шумовая часть сигнала  $r(n)$  выделяется из исходного сигнала вычитанием выделенных вокализованных звуков.

Алгоритм обработки сигнала состоит из следующих основных шагов (рисунок 1): 1) Определение частоты основного тона  $F_0(n)$  [2]; 2) Преобразование речевого сигнала в параметрический вид т.е. оценка мгновенных гармонических параметров  $A_k(n)$ ,  $f_k(n)$  и  $\varphi_k(n)$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ ; 3) Оценка вокализации каждой тройки гармонических параметров и отбор только тех, которые относятся к вокализованным областям спектра; 4) Синтез исходной вокализованной компоненты сигнала и ее вычитание из исходного речевого сигнала для получения шумовой составляющей  $r(n)$ ; 5) Синтез вокализованной компоненты с измененным основным тоном и ее сложение с шумовой составляющей  $r(n)$ .

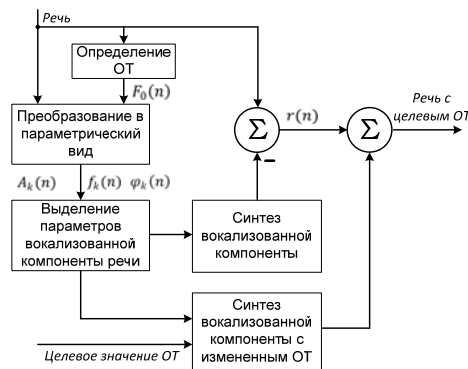


Рис. 1. Алгоритм изменения основного тона

Алгоритм реализован в виде независимых функциональных блоков, которые принимают входные сигналы и формируют выходные в соответствии с заданной функцией преобразования. Передача сигнала между блоками выполняется при помощи линий сигнала, которые представляют собой массивы данных с изменяющимися размерами. После выполнения требуемого преобразования входных сигналов каждый блок обновляет входные и выходные линии, удаляя данные из входных линий и добавляя данные к выходным. В случае, если на входе блока не достаточно данных для выполнения преобразования, то он не выполняет никаких действий. Такая схема реализации обусловлена необходимостью реализации в системе многоскоростной обработки, не позволяющей заранее организовать жесткую синхронизацию внутренних сигналов.

Тестирование реализованной системы выполнялось на речевой базе, включающей 9 различных голосов (4 мужских голоса и 5 женских). Длительность записи каждого диктора приблизительно составляла 1 мин 10 секунд. Чтобы оценить качество работы в телекоммуникационной системе наряду с исходными сигналами обрабатывались сигналы закодированные кодеками GSM и G.711.

#### Список литературы

1. Abe, T. and Honda, M. "Sinusoidal model based on instantaneous frequency attractors", IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, Volume: 14, Issue 4, pp. 1292 – 1300, July 2006.
2. Azarov, E. Instantaneous Pitch Estimation Based on RAPT Framework / E. Azarov, M. Vashkevich and A. Petrovsky // Proc. of the 20th European Signal Process. Conf. (EUSIPCO-2012). – 2012. – P. 2787–2791.

## ПРИМЕНЕНИЕ КОНВЕЙЕРИЗАЦИИ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

П.Н. БИБИЛО, Н.А. КИРИЕНКО

*Объединенный институт проблем информатики Национальной академии наук Беларуси  
ул. Сурганова, 6, г. Минск, 220012, Республика Беларусь  
kir@newman.bas-net.by*

Рассматривается построение конвейерных структур с целью повышения быстродействия синтезируемых логических схем. Приводятся результаты экспериментального исследования по определению характеристик конвейеризованных схем. Сделаны выводы о значительном увеличении сложности конвейеризованной схемы и потребляемого ею тока.

*Ключевые слова:* конвейерные структуры, быстродействие логических схем, энергопотребление цифровых устройств.

Для некоторых специальных применений требуется синтез логических схем, обеспечивающих максимальное быстродействие, однако такие опции синтеза в промышленных синтезаторах, например, в LeonardoSpectrum (фирма Mentor Graphics) [1], отсутствуют. В данной работе достижение максимальных показателей быстродействия комбинационных нерегулярных логических схем предлагается осуществлять с помощью конвейеризации.

Получение конвейеризованных логических схем осуществляется в два этапа. На этапе 1 выполняется синтез нерегулярных комбинационных схем с помощью синтезаторов (LeonardoSpectrum либо других). На этапе 2 осуществляется преобразование полученных описаний логических схем в конвейеризованные структуры, для которых функционирование осуществляется по систолическому принципу: все сигналы из выходов одного уровня (каскада) конвейера поступают одновременно на вход следующего каскада конвейера. Этап 2 выполняется с помощью системы синтеза конвейерных логических схем ArCon [2]. Для построения конвейеризованной структуры элементы схемы разбиваются на каскады и между элементами соседних каскадов устанавливаются триггеры. Для уменьшения нагрузочной способности (увеличения быстродействия) производится дублирование логических элементов так, чтобы сигнал с выхода любого логического элемента поступал на вход только одного логического элемента следующего каскада. Удаляются инверторы в схеме, если используемый для конвейеризации триггер имеет инверсный выход. Быстродействие конвейеризованной схемы определяется задержкой самого «медленного» элемента, эта задержка и определит длину периода синхросигнала для триггеров. В связи с добавлением в схему большого количества триггеров значительно возрастает ее энергопотребление.

Проведено экспериментальное исследование с целью определения степени возрастания сложности и энергопотребления конвейеризованных схем, синтезированных в различных системах. В проведенных экспериментах синтез на этапе 1 выполнялся двумя различными системами – LeonardoSpectrum и СиВер [3]. Схемы для экспериментов выбирались из набора тестовых примеров [4]. Измерение энергопотребления осуществлялось с помощью схемотехнического моделирования описаний схем на транзисторном уровне в системе Accusim (фирма Mentor Graphics).

Результаты экспериментов представлены в табл. 1, где  $L$  – число элементов в схеме до конвейеризации;  $L_{дубл}$  – число элементов схемы после дублирования элемен-

тов;  $L_{рез}$  – число элементов (включая триггеры) в конвейеризованной схеме;  $p$  – число каскадов (уровней) схемы;  $R$  – суммарное число транзисторов во всех элементах схемы до конвейеризации;  $R_{рез}$  – суммарное число транзисторов во всех элементах схемы, включая триггеры, после конвейеризации;  $A$  – средний потребляемый исходной схемой ток в миллиамперах (мА);  $A_{рез}$  – средний потребляемый конвейеризованной схемой ток (мА). Лучшие решения (схемы с меньшим числом транзисторов и потребляющие меньший ток) помечены в таблице 1 жирным шрифтом.

Табл. 1. Оценка энергопотребления конвейеризованных логических схем

Имя схемы	$L$	$L_{общ}$	$L_{рез}$	$p$	$R$	$A$ , мА	$R_{рез}$	$A_{рез}$ , мА
<b>Синтезатор LeonardoSpectrum</b>								
add6	1176	2662	2466 4	21	6592	4,94	715564	780
b12	81	129	1144	10	426	0,44	<b>33050</b>	<b>37,9</b>
dist	301	655	4136	14	1588	0,93	114652	102
life	68	117	884	13	352	0,35	25106	27,83
mlp4	461	1024	6697	15	2392	1,05	185998	157
root	155	340	2186	14	796	0,68	60720	62,25
ryy6	11	11	51	4	74	0,08	<b>1354</b>	<b>1,68</b>
z5xp	410	924	5573	14	2168	1,19	153758	135
z9sym	158	340	2675	19	854	0,77	76294	69,6
Среднее значение					1693,56	1,16	151832,89	152,58
<b>Синтезатор СиВер</b>								
add6	285	402	3551	26	1238	2,75	<b>102428</b>	<b>85,12</b>
b12	186	239	1424	14	776	1,21	38840	42,49
dist	585	811	3770	16	2554	6,31	<b>97948</b>	<b>100</b>
life	104	131	581	17	434	0,88	<b>14940</b>	<b>15,95</b>
mlp4	516	746	3908	16	2294	5,03	<b>104172</b>	<b>114</b>
root	266	351	1570	15	1106	2,13	<b>40378</b>	<b>43,41</b>
ryy6	61	69	559	29	234	0,46	15948	13,75
z5xp1	221	306	1641	13	956	1,78	<b>43918</b>	<b>46,68</b>
z9sym	138	178	725	17	580	1,23	<b>18232</b>	<b>20,49</b>
Среднее значение					1130,22	2,42	52978,22	53,54

Проведенный эксперимент позволяет сделать вывод о значительном увеличении сложности конвейеризованной схемы и потребляемого ею тока. Но для данного потока примеров синтезатор СиВер по сравнению с синтезатором LeonardoSpectrum позволил получить схемы, характеризующиеся меньшим возрастанием потребляемого тока.

#### Список литературы

1. Бибило П.Н. Системы проектирования интегральных схем на основе языка VHDL. StateCAD, ModelSim, LeonardoSpectrum. М., 2005.
2. Бибило П.Н., Кириенко Н.А., Романов В.И. Архитектура системы синтеза конвейерных логических схем // Информационные технологии и системы 2012 (ИТС 2012): материалы международной научной конференции, БГУИР, Минск. – Минск : БГУИР, 2012. – С. 184 – 185.
3. Бибило П.Н., Кардаш С.Н., Романов В.И. СиВер – система синтеза и верификации комбинационных логических схем. // Информатика. – 2006. – N 4. – С. 79 – 87.
4. Berkeley PLA test set [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www1.cs.columbia.edu/~cs4861/sis/espresso-examples/ex/>. – Дата доступа: 10.10.2011.

## МЕТОД ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ И ЛИНЕЙНЫЙ ДИСКРИМИНАНТНЫЙ АНАЛИЗ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ РАЗМЕРНОСТИ В СИСТЕМАХ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ

В.В. МИШУГИНА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
mishugina@bsuir.by*

При построении систем распознавания образов одним из важнейших этапов является выбор системы признаков. С помощью оптимального выбора из первоначального набора признаков можно удалить несущественные и избыточные данные. Для решения задачи выбора существенных признаков применяются различные методы и алгоритмы. В работе проводится сравнение метода главных компонент (Principal Component Analysis, PCA) и линейного дискриминантного анализ (LDA – Linear Discriminant Analysis).

*Ключевые слова:* системы распознавания образов, уменьшение размерности, метод главных компонент, линейный дискриминантный анализ.

Задачи, возникающие при построении автоматической системы распознавания образов, можно обычно отнести к нескольким основным областям. Одна из них связана с выделением характерных признаков или свойств из полученных исходных данных и снижением размерности векторов образов. Эффективность классификации образов зависит от информативности выбранного множества признаков. От мощности этого множества, т. е. размерности пространства признаков, существенно зависит скорость распознавания и объем необходимой информации. Понизить размерность пространства признаков можно за счет удаления малоинформативных признаков, но без существенного снижения вероятности правильного распознавания. Понижение размерности часто происходит неявно во всех модулях системы распознавания: предварительной обработки, выделения признаков и классификации.

Метод главных компонент [1] и линейный дискриминантный анализ пространства признаков [2], основанные на вычислении собственных чисел ковариационных матриц и применении преобразования Карунена–Лоэва, позволяют понизить размерность пространства признаков и улучшить кластеризацию образов.

Метод главных компонент рассматривает как одно целое всю совокупность образов, принадлежащих к разным классам. Вначале по всем имеющимся образам, относящимся к разным классам, вычисляется усредненный вектор признаков  $x_{cp} = \frac{1}{P} \sum_{j=1}^P x_j$ , где  $P$  – полное число образов;  $x_j$  – вектор признаков  $j$ -го образа, и формируется центрированная матрица исходных образов  $D_{NP} = [(x_1 - x_{cp})^T, (x_2 - x_{cp})^T, \dots, (x_N - x_{cp})^T]$ , где  $N$  – число признаков, которое и надо сократить.

Далее для  $D_{NP}$  вычисляется ковариационная матрица  $cov_{NN}$ , что в векторной форме можно представить как  $cov_{NN} = D_{NP} D_{NP}^T$ . Для матрицы  $cov_{NN}$  определяются собственные числа и соответствующие им собственные векторы, для которых выполняется условие  $\Lambda_{NN} = V_{NN}^T cov_{NN} V_{NN}$ , где  $\Lambda_{NN}$  – диагональная матрица, на диагоналях которой находятся собственные числа матрицы  $cov_{NN}$ ;  $V_{NN}$  – ортогональная матрица, строки которой определяют собственные векторы, соответствующие собственным числам, т.е.  $V_{NN} V_{NN}^T = I$ , где  $I$  – единичная матрица.

Из собственных чисел, стоящих на диагонали матрицы  $\Lambda_{MN}$ , необходимо отобрать  $k$  наибольших, после чего в матрице  $V_{MN}^T$  оставить  $k$  строк, соответствующих этим числам, получив матрицу преобразования Карунена-Лозва  $F_{kN}$ . Применяв данное преобразование к каждому из  $P$  образов, можно получить значения данного образа в сокращенном пространстве признаков, т. е.  $y_j^T = F_{kN} x_j^T$ . В результате размерность пространства признаков сокращается.

Метод линейного дискриминантного анализа также используется для сокращения числа признаков, он заключается в следующем. Вначале вычисляются средний вектор признаков для всех образов  $x_{cp}$  средние векторы признаков для каждого  $l$ -го класса  $x_{cp}^l$  и формируются центрированные матрицы  $D_{Nl}^l$  образов для каждого класса аналогично методу главных компонент. В общем случае число образов  $l$ -го класса  $T_l$  у каждого класса разное, следовательно, число столбцов в матрицах  $D$  может быть различным.

Далее вычисляются средняя внутриклассовая ковариационная матрица  $cov = \sum_{l=1}^M D_{Nl}^l (D_{Nl}^l)^T$  и межклассовая ковариационная матрица  $cov_{kl} = \sum_{l=1}^M (x_{cp}^l - x_{cp})(x_{cp}^l - x_{cp})^T$ , причем размерность этих матриц совпадает и равна числу признаков  $N$ . На основе этих матриц вычисляется обобщенная ковариационная матрица  $H_c = cov^{-1} cov_{kl}$ , для которой определяются собственные числа и соответствующие им собственные векторы, причем,  $\Lambda = V^T H_c V$ , где  $\Lambda$  – диагональная матрица собственных чисел;  $V$  – ортогональная матрица, строки которой определяют собственные векторы, соответствующие собственным числам.

В диагональных элементах матрицы  $\Lambda$  необходимо выбрать  $s$  наибольших собственных чисел и преобразовать матрицу  $V^T$ , оставив в ней только соответствующие  $s$  строк. Полученную в результате матрицу  $A_{sN}$  можно использовать для преобразования всех образов  $y^T = A_{sN} x^T$ . В результате размерность пространства признаков сокращается.

Несмотря на то, что метод главных компонент и метод дискриминантного анализа повсеместно используются для понижения размерности пространства признаков, оба метода имеют свои преимущества и недостатки. Метод главных компонент относительно легко реализовать, так как матрица, используемая в разложении по собственным векторам всегда невырожденная. Что не относится к методу дискриминантного анализа. Кроме того, метод главных компонент требует меньше вычислений, особенно когда вычисляется собственное пространство для каждого класса и формируется основанный на МГК классификатор без использования других методов классификации образов. Однако дискриминантная информация не может постоянно находиться в направлении максимального значения дисперсии. Вот где слабое место метода главных компонент и где блистает метод дискриминантного анализа. ЛДА страдает от проблемы сингулярности, когда база данных обучения, является небольшой. Тем не менее, так как методы могут взаимно дополнять друг друга, наиболее успешным решением, является сочетание линейного дискриминантного анализа с методом главных компонент.

#### Список литературы

1. *Pearson K.*, On lines and planes of closest fit to systems of points in space // *Philosophical Magazine*, 1901, P. 559–572;
2. *Fisher, R. A.*, The Use of Multiple Measurements in Taxonomic Problems // *Annals of Eugenics*, 1936, Vol 7 (2), P. 179–188.
3. *Кухарев Г. А.*, Биометрические системы: Методы и средства идентификации личности человека. СПб, 2001.
4. *Ерош И. Л., Сергеев М. Б., Соловьев Н. В.*, Обработка и распознавание изображений в системах превентивной безопасности: учеб. пособие, СПб, 2005.
5. *Martinez, A. and Kak, A.*, PCA versus LDA // *Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2001, IEEE Transactions on 23(2), P. 228–233.

## КОНВЕЙЕРНЫЙ ПРОЦЕССОР АЛГОРИТМА ХЭШИРОВАНИЯ MD5 НА БАЗЕ FPGA

В.Ю. ГЕРАСИМОВИЧ<sup>1</sup>, М.В. КАЧИНСКИЙ<sup>2</sup>, А.В. СТАНКЕВИЧ<sup>3</sup>

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
<sup>1</sup>gerasimovich@bsuir.by, <sup>2</sup>kachinsky@bsuir.by, <sup>3</sup>stankevich@bsuir.by*

Рассматривается аппаратная реализация алгоритма хэширования MD5 на базе field-programmable gate array (FPGA) для приложений, требующих высокой производительности. Проведен анализ возможных архитектурных решений специализированного процессора, приведены характеристики разработанных процессоров.

*Ключевые слова:* алгоритм хэширования MD5, специализированный процессор, FPGA.

Алгоритм хэширования MD5 применяется для создания хэша (дайджеста) фиксированной длины 128 бит для сообщений произвольной длины [1]. Обычно полученный хэш используется с целью последующей проверки отсутствия искажений исходного сообщения. Несмотря на известные недостатки [2], алгоритм MD5 широко используется в различном программном обеспечении для идентификации блоков данных или целостности файлов, для хэширования паролей.

Программная реализация алгоритма MD5 обладает сравнительно невысокой производительностью, недостаточной для высокопроизводительных приложений. Поскольку алгоритм MD5 имеет последовательную природу, то при аппаратной реализации возможности параллельного выполнения операций ограничены имеющимися в алгоритме зависимостями по данным. Возможны следующие архитектурные варианты аппаратной реализации алгоритма MD5 [3, 4]:

- итеративная архитектура;
- конвейерная архитектура на уровне раундов;
- полностью конвейерная (развернутая) архитектура.

В итеративной архитектуре используется только один блок обработки, реализующий шаг алгоритма MD5. Для вычисления хэша данные подаются на блок обработки в цикле 64 раза, в результате чего финальное значение дайджеста получается за 66 тактов (два такта используются для приема исходного MD5 блока и выдачи хэша). Данная архитектура обеспечивает минимальное использование ресурсов FPGA, однако, и минимальное быстродействие.

Наиболее высокой производительностью обладают аппаратные реализации алгоритма MD5 на базе FPGA, позволяющие организовать конвейерный вычислительный процесс. В докладе проводится анализ возможных архитектурных решений конвейерного процессора алгоритма MD5, позволяющих получить различную производительность при различных аппаратных затратах. Приводятся характеристики разработанных процессоров для кристалла FPGA семейства Virtex 5.

В конвейерной архитектуре на уровне раундов используется независимость по данным между раундами алгоритма. В этом случае, конвейер содержит 4 ступени по одной на каждый раунд алгоритма. 16 шагов каждого раунда выполняются итеративно в блоке обработки соответствующей ступени конвейера. В таком процессоре одновременно вычисляются хэши 4 входных сообщений, причем первый хэш получается через 76 тактов, а последующие – каждые 19 тактов.

В полностью конвейерной архитектуре используется 64 блока обработки по одному на каждый шаг алгоритма MD5. Данный вариант процессора MD5 содержит конвейерный блок обработки из 65 ступеней: 64 ступени – непосредственно шаги алгоритма хэширования, 1 ступень – для расчета предварительного операнда для первого шага алгоритма. В результате цикл вычисления хэша разворачивается во времени, образуя конвейерную (поточную) структуру. В такой структуре одновременно вычисляются хэши 64 входных сообщений, причем первый хэш получается через 65 тактов, а последующие – в каждом такте. Полностью конвейерная (развернутая) архитектура обеспечивает в установившемся режиме высокую скорость вычисления хэша за счет использования дополнительных ресурсов FPGA.

Дополнительное повышение производительности конвейерного процессора можно получить за счет разделения одного шага алгоритма MD5 на несколько ступеней конвейера. Такая возможность связана с наличием на одном шаге алгоритма последовательности логических и арифметических операций. При реализации одного шага алгоритма на двух ступенях конвейера число ступеней увеличится на 64 и будет равно 129. Увеличение числа ступеней позволяет уменьшить количество уровней логики в ступени процессора для реализации вычислительных операций, что уменьшает критический путь и увеличивает пропускную способность процессора.

В табл. 1 приведены характеристики разработанных процессоров для кристалла FPGA xc5v1x110-1ff1153 для случая длины входного сообщения менее размера одного блока данных алгоритма MD5 (512 бит). Для аппаратных затрат в скобках приведен процент от доступных ресурсов кристалла.

Табл. 1. Аппаратные затраты и производительность различных вариантов конвейерного процессора алгоритма хэширования MD5 на базе FPGA xc5v1x110-1ff1153

Характеристика	Вариант конвейерного процессора		
	Конвейер на уровне раундов	Конвейер с 65 ступенями	Конвейер с 129 ступенями
Триггеры	2341 (3%)	9090 (13%)	14967 (21%)
Просмотровые таблицы (LUT)	2069 (2%)	7033 (10%)	10445 (15%)
Секции (slice)	801 (4%)	2812 (16%)	4055 (23%)
Тактовая частота, МГц	167	199	325
Пропускная способность, Гбит/с	4,5	101,9	166,4

По приведенным в табл. 1 данным можно выбрать реализацию конвейерного процессора алгоритма хэширования MD5 для требуемой производительности и аппаратным затратам в зависимости от решаемой задачи.

#### Список литературы

1. Rivest, R.L., The MD5 Message-Digest Algorithm // RFC-1321. 1992. MIT Laboratory for Computer Science and RSA Data Security, Inc.
2. CERT Vulnerability Note VU#836068. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.kb.cert.org/vuls/id/836068>. - Дата доступа: 9.08.2010.
3. Wang Y, Zhao Q, Jiang L, Yi S. Ultra high throughput implementations for MD5 hash algorithm on FPGA // High Performance Computing and Applications. 2010. Volume 5938, P. 433-441.
4. Zhijie Shi, Chujiao Ma, Jordan Cote, Bing Wang, Hardware Implementation of Hash Functions // Introduction to Hardware Security and Trust. 2012. Springer. P. 427.



## ПРИМЕНЕНИЕ РАЗРЕЖЕННОЙ АППРОКСИМАЦИИ С ПЕРЦЕПТУАЛЬНО ОПТИМИЗИРОВАННЫМ СЛОВАРЕМ ВЕЙВЛЕТ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ ЗАДАЧ СЖАТИЯ АУДИСИГНАЛОВ

В.Ю. ГЕРАСИМОВИЧ<sup>1</sup>, Ал.А. ПЕТРОВСКИЙ<sup>2</sup>

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*

*ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь*

<sup>1</sup>*gerasimovich@bsuir.by, <sup>2</sup>alexey@petrovsky.eu*

На современном этапе развития алгоритмов компрессии аудиосигналов разработано большое количество кодеров, которые используют те, или иные особенности входного сигнала. Такое большое количество разнообразных алгоритмов ставит в затруднительное положение при их выборе для использования в конкретной задаче. Оптимальным вариантом решения данной проблемы служит разработка универсального масштабируемого аудиокодера, способного эффективно работать с большинством типов входных сигналов.

*Ключевые слова:* частотно-временные преобразования, согласованная подгонка, аудиокодер.

Большинство окружающих нас аудиосигналов являются нестационарными. Нестационарным сигналом называют такой сигнал, спектральные характеристики которого изменяются во времени. Изменчивая во времени природа сигнала ставит некоторые трудности в его анализе и работе с ним. Классическими методами анализа сигнала являются анализ сигнала во временной и частотной областях. Анализ сигнала во временной области позволяет получить некоторую информацию о его характеристиках, однако не дает никакой информации о частотных характеристиках. Переход в частотную область с помощью преобразования Фурье, дает глобальное представление о спектральном составе сигнала, что неприменимо для анализа нестационарных сигналов. Частотно-временной анализ сигнала позволяет получить совмещенную частотно-временную картину характеристик сигнала.

В общем случае, частотно-временные преобразования можно разделить на два класса: декомпозиция сигнала и билинейное частотно-временное распределение. Частотно-временное распределение представляет собой двумерное энергетическое представление сигнала с высоким частотно-временным разрешением. В подходах, основанных на декомпозиции, происходит аппроксимация сигнала частотно-временными функциями, полученными перемещением, модуляцией и масштабированием базисных функций, имеющих определенную временную и частотную локализацию.

Декомпозиция сигнала основана на алгоритме согласованной подгонки со словарем частотно-временных функций. В данном подходе, любой сигнал  $x(t)$  представляется в виде линейной комбинации частотно-временных функций (называемых атомами)  $g_{r_n}(t)$ , выбираемых из избыточного словаря  $D$ . Любой сигнал можно разложить с помощью алгоритма частотно-временной декомпозиции следующим образом:  $x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n g_{r_n}(t)$ , где  $a_n$  – масштабирующий коэффициент, который показывает вклад атома в формирование выходного сигнала.

Алгоритм согласованной подгонки является жадным алгоритмом и подразумевает поиск локально оптимальных решений с расчетом, что глобальное решение также будет оптимальным. Выбор аппроксимирующей функции из словаря заключается в поиске такой функции, которая дает максимальное значение скалярного произведения с

фреймом анализируемого сигнала. После выбора найденной функции происходит синтез сигнала по ней и вычитание из основного сигнала, что дает нам остаточный сигнал. Следующая итерация алгоритма производится над найденным остаточным сигналом. В идеале, остановка алгоритма происходит в том случае, когда остаточный сигнал равен нулю (однако, как правило, вводятся определенные пороги, которые являются признаком остановки).

При использовании алгоритма согласованной подгонки нужно учитывать два основных взаимосвязанных нюанса: выбор частотно-временных функций, формирующей словарь, и вычислительные затраты при работе алгоритма. Так как словарь должен быть избыточным, он может содержать большое множество различных базисных функций, однако, с другой стороны, чрезмерно объемный словарь увеличит время поиска подходящей функции. Следовательно, стоит вопрос о выборе оптимального словаря частотно-временных функций.

Существующие подходы в построении аудиокодеров на основе разреженной аппроксимации [1, 2] имеют основной недостаток: словарь атомов является фиксированным для каждого сигнала, что не может являться оптимально эффективным в силу того, что тип сжимаемых данных может сильно отличаться в различных сигналах. Для решения этой проблемы можно использовать большее количество элементов в словаре, однако это приведет к резкому возрастанию времени поиска по словарю и увеличению вычислительных затрат. Так же, этот вариант может не дать эффективного решения в силу нестационарности реальных аудиосигналов и их огромного разнообразия.

Анализируя вышесказанное можно выделить ряд требований, предъявляемых к разрабатываемому кодеру: масштабируемость, универсальность, низкая скорость битового потока, высокое качество восстановленного сигнала. В качестве математической модели описания сигнала решено было выбрать модель разреженной аппроксимации сигнала. Данная модель позволяет описать входной аудиосигнал минимальным количеством параметров. В отличие от существующих подходов, словарь атомов будет формироваться из самого сигнала для каждого входного фрейма индивидуально. Это позволит добиться максимальной гибкости и оптимальной эффективности алгоритма. Еще одним шагом оптимизации работы кодера будет являться тот факт, что словарь вейвлет коэффициентов будет формироваться на основе перцептуально-оптимизированного ПДВД вместо использования полного дерева декомпозиции [3]. Это позволит исключить маскируемые компоненты, не воспринимаемые при прослушивании восстановленного аудиосигнала.

#### Список литературы

1. *Umapathy K., Ghoraani B., Krishnan S.*, Audio Signal Processing Using Time-Frequency Approaches: Coding, Classification, Fingerprinting and Watermarking // *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010. Volume 2010. 28 p.
2. *Wenxin He, Tianshu Qu*, Audio Lossless Coding/Decoding Method Using Basis Pursuit Algorithm // *International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*. Vancouver, 26-31 may 2013. P. 552-555.
3. *Petrovsky Al., Petrovsky A.*, Matching pursuit algorithm with frame-based auditory optimized WP-dictionary for audio transient modelling // *Electronica. Konstrukcje, technologie, zastosowania*, nr4/2008. P. 74-80.

## ФРАКТАЛЬНЫЙ МЕТОД НАСТРОЙКИ БЫСТРЫХ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НА ЭТАЛОННОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ

А.Ю. ДОРОГОВ

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»  
ул. Профессора Попова, 5, г. Санкт-Петербург, 197376, Россия  
vaks2006@yandex.ru*

Предлагается метод настройки быстрых двумерных ортогональных преобразований основанный на идеях фрактальной фильтрации. Настройка выполняется за конечное число шагов, которое определяется числом множителей в мультипликативном разложении размерностей преобразования. Настроенное преобразование в качестве одной из базисных функций содержит эталонное изображение. Наличие быстрого алгоритма обеспечивает высокую скорость обработки данных. Приведены примеры.

*Ключевые слова.* Быстрый алгоритм, спектральные методы обработки изображений, фрактальная фильтрация, сжатие изображений.

Традиционно для обработки изображений используются ортогональные преобразования, обладающие быстрыми алгоритмами выполнения. Цель обработки обычно заключается в фильтрации или сжатии изображения. В обоих случаях необходимы некоторые априорные знания, которые касаются либо спектра помехи, либо класса изображения. В зависимости от этой информации выбирается тип используемого преобразования. Для сжатия обычно применяются ортогональные косинусные и вейвлет преобразования, базисные функции которых, близки к собственным векторам ковариационных матриц класса изображений. Сами собственные вектора, упорядоченные в матрицу, образуют ортогональное преобразование Карунена-Лоэва. К сожалению, это преобразование не имеет быстрого алгоритма, и поэтому не используется при больших размерностях данных. Однако его важной отличительной особенностью является возможность настройки преобразования по статистически накопленным данным.

Подобное качество можно распространить и на быстрые преобразования, поставив перед собой цель, настроить значения коэффициентов базовых операций таким образом, чтобы учесть априорную информацию и сохранить при этом условие ортогональности. Быстрые преобразования имеют меньшее число степеней свободы, чем преобразование Карунена-Лоэва, поэтому возможности обучения будут ограничены. Тем не менее, их достаточно, для того чтобы настроиться, по крайней мере, на одну главную компоненту преобразования Карунена-Лоэва, и уже это позволяет решать целый класс задач, связанных с эффективным сжатием, адаптивной фильтрацией и распознаванием образов.

Ортогональное преобразование, которое настроено на одну базисную функцию называется приспособленным. Для приспособленных преобразований этап обучения существенно упрощается, а в случае составной размерности для их реализации можно использовать параметрически настраиваемый класс быстрых алгоритмов, за которым исторически закрепилось название «перестраиваемые быстрые преобразования» [1]. Быстрые алгоритмы основаны на возможности факторизации преобразования в произведение слабозаполненных матриц, каждую из которых можно интерпретировать как

слой нейронной сети. Это обстоятельство сближает класс перестраиваемых преобразований с нейронными сетями.

Рассматриваемый метод настройки быстрых двумерных преобразований основан на идеях фрактальной фильтрации, которые были первоначально развиты для одномерных сигналов [2, 3]. Для двумерного случая фрактальная фильтрация представляет собой кратно-масштабную обработку изображений, последовательно сжимающую его размеры вплоть до единственной точки.

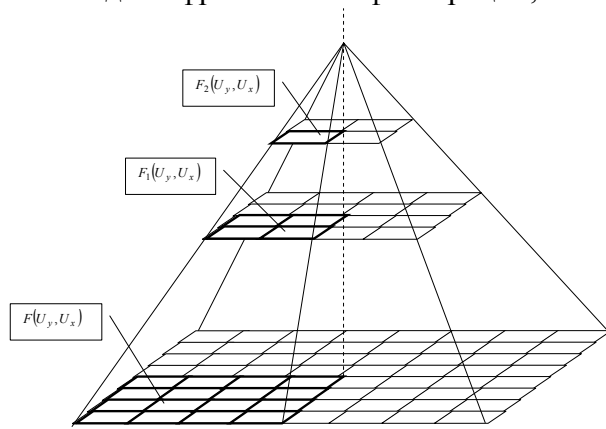


Рис. 1. Схема фрактальной фильтрации изображения

Схему фрактальной фильтрации можно представить в виде пирамиды показанной на рис. 1. Основанием пирамиды является исходное изображение,  $F(U_y, U_x)$ . Под фрактальным фильтром понимается произвольный функционал  $\Phi$ , заданный на кратной выборке изображения. Формально

фрактальный фильтр можно представить выражением:

$$F_1(\langle u_{n-1}^y u_{n-2}^y \cdots u_1^y \rangle, \langle u_{n-1}^x u_{n-2}^x \cdots u_1^x \rangle) = \Phi_{(u_0^y, u_0^x)} \left[ F(\langle u_{n-1}^y u_{n-2}^y \cdots u_1^y u_0^y \rangle, \langle u_{n-1}^x u_{n-2}^x \cdots u_1^x u_0^x \rangle) \right].$$

Где переменные  $u_0^y$  и  $u_0^x$  в совокупности определяют координаты точек изображения в позиционной системе счисления. Очевидно, что изображение  $F_1$  будет кратно уменьшенным по размерам по отношению к исходному изображению. Функционалом, например, может быть правило вычисления среднего значения или медианы двумерной выборки.

При последовательном сжатии изображения на каждом шаге выделяется информация необходимая для настройки ортогональных ядер быстрого преобразования. Настройка выполняется за конечное число шагов, которое определяется числом множителей в мультипликативном разложении размерностей преобразования.

Построенные ортогональные преобразования в качестве одной из базисных функций содержат эталонное изображение. Остальные базисные функции позволяют выявить отличия от эталона. Ранжируя спектральные коэффициенты по энергии, и отбрасывая малозначимые, можно достаточно легко обеспечить эффективное сжатие для класса изображений близких к эталону без существенной потери качества при восстановлении изображений. Наличие быстрого алгоритма обеспечивает высокую скорость обработки данных.

#### Список литературы

1. Солодовников А.И., Стиваковский А.М. Основы теории и методы спектральной обработки информации.- Л., 1986.- 272с .
2. Дорогов А.Ю. Быстрые нейронные сети: Проектирование, настройка, приложения. // Лекции по нейроинформатике Ч.1. В тр. школы-семинара «Современные проблемы нейроинформатики», науч.-техн. конф. «Нейроинформатика-2004» 28-30 января 2004г. Москва. Изд. М.: - МИФИ, 2004, с.69-135.
3. Дорогов А. Ю. Методы настройки быстрых перестраиваемых преобразований. «Нейрокомпьютеры: разработка и применение № 7-8 2004. С.17-32.

## ФРАКТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ФУНКЦИИ СЛУЧАЙНЫХ И ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ПРОЦЕССОВ

О.С. КИСЕЛЕВСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
d\_mr69@tut.by*

В докладе речь идёт об уточнённой методике определения фрактальной размерности функции методом Фурье анализа. По мнению автора, фрактальный параметр может служить дескриптором, способным описать степень неравновесности процессов, отражаемых функцией.

*Ключевые слова:* функция Вейерштрасса-Мандельброта, фрактальный анализ.

Известно, что методы и системы распознавания образов требуют выбора дескриптора, способного количественно описать морфологию изображения или сигнала. Для этих целей используют высокой сложности математический аппарат, системы искусственного интеллекта, нейросети. Достаточно простым и вместе с тем информативным способом количественного описания морфологии изображений является фрактальный анализ. Он не только позволяет количественно описать степень самоподобия фрактальной структуры, но, как показали исследования, является косвенной мерой неравновесности процессов её формирования. Так, к примеру, при равновесных условиях осаждения электрохимических покрытий образуется гладкая поверхность близкая к поверхности идеального кристалла, но при неравновесных условиях поверхность покрывается дендритами, самоподобными фрактальными кластерами. Другим примером могут служить отличия графиков курса валют, построенных в условиях жёсткого регулирования, от графиков, отражающих неравновесные условия свободного рынка. Ранее автором было показано, что фрактальный анализ позволяет не только констатировать степень неравновесности процесса, но и выявить несколько конкурирующих неравновесных процессов, преобладание одного над другим [1].

В общем случае результатом фрактального анализа является единственное не целое число, характеризующее фрактальную размерность структуры – размерность Хаусдорфа-Безиковича. В трёхмерном Евклидовом пространстве этот параметр может принимать значения от близких к нулю (“Хаусдорфова пыль”) до близких к трём (“идеальный газ”). Одним из методов определения этого параметра является метод Фурье анализа функции Вейерштрасса-Мандельброта. Эта функция представляет собой сумму непрерывного ряда гармоник, амплитуда которых связана с их периодом степенной функцией. Показатель степени в этой функции, как было показано Мандельбротом [2], связан с фрактальной размерностью. Тем не менее, соотношение между размерностью и показателем степени, предложенное Мандельбротом оказалось не вполне точным. Оно позволяет получать корректные результаты лишь в узком диапазоне значений.

В данном докладе предложена уточнённая методика Фурье анализа фрактальной функции.

### Список литературы

1. Киселевский О.С.// Трение и износ. 2006. Т.27, №3. С. 304-308.
2. Mandelbrot B.B., Passoja D.E., Paullay A.J. //Nature. 1984. Vol.308. P.721-722.

## МОДУЛЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ ДКП НА ЛЕСТНИЧНЫХ СТРУКТУРАХ ДЛЯ СЖАТИЯ ДАННЫХ

В.В. КЛЮЧЕНЯ<sup>1</sup>, А.А. ПЕТРОВСКИЙ<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
vitaly.kliuchenia@gmail.com, palex@bsuir.by

В данной работе предлагается структурное решение прямого дискретного косинусного преобразования (ДКП) и обратного (ОДКП) в виде единого вычислительного модуля для системы сжатия изображения по схеме L2L (Lossless-to-lossy – без потерь и с потерями данных). Для режима сжатия изображения без потерь будет использоваться лестничная структура, блоками которой будут являться ДКП и ОДКП.

*Ключевые слова:* ДКП, ОДКП, лестничная структура, losless-to-lossy, L2L.

На сегодняшний день широко распространены мобильные мультимедийные системы, которые используют стандарты H.261/3/4/5, MPEG-1/2/4 и JPEG для кодирования/декодирования видео, аудио и изображения. Ядром этих стандартов является дискретное косинусное преобразование (ДКП) I, II, III ... VIII типа. Вариант косинусного преобразования для вектора действительных чисел применяется в алгоритмах сжатия информации без потерь и с потерями, т. е. по принципу L2L (lossless-to-lossy). Актуальность задачи компрессии изображения без потерь связана с необходимостью обработки неискажённой информации. Особенно это важно в таких приложениях как, например, обработка снимков с космических спутников, бортов беспилотных летательных аппаратов, изображений медицинского характера. Такое L2L кодирование имеется уже в JPEG2000 и HD Photo (JPEG-XR) [1-2], и т. д. Однако, существующие внедренные технологии такие как JPEG2000 и JPEG-XR не могут заменить JPEG стандарт, потому что широчайшая поддержка формата JPEG программами и различной электроникой стала залогом его долгожительства.

Для получения перфективной реконструкции в статье [3] используют лестничную структурную параметризацию, одним из свойств которых является полное восстановление данных (рис. 1).

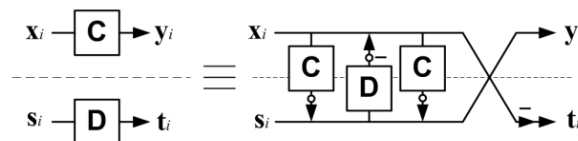


Рис. 1. Лестничная структура L2L

В качестве блоков в лестничной структуре используется прямое и обратное ДКП, которые описываются как ДКП-II типа и ДКП-III типа соответственно, вычисляются по следующим формулам:

$$[C]_{m,n} = \sqrt{\frac{2}{M}} \cdot c_m \cos\left(\frac{m(n+\frac{1}{2})\pi}{M}\right), [D]_{m,n} = \sqrt{\frac{2}{M}} \cdot c_n \cos\left(\frac{n(m+\frac{1}{2})\pi}{M}\right), \quad (1)$$

где  $D = C^{-1} = C^T, 0 \leq m, n \leq M - 1, [C]_{m,n}$  – матрица прямого ДКП-II типа, а  $[D]_{m,n}$  – матрица обратного ДКП или ДКП-III типа,  $m$  – количество столбцов,  $n$  – количество строк,  $M = 2^n (n \in \mathbb{N})$

$$c_m = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & (m = 0) \\ 1 & (m \neq 0) \end{cases}, c_n = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & (n = 0) \\ 1 & (n \neq 0) \end{cases}.$$

Математическое описание прямого и обратного блочного лестничного преобразования следующее:

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \\ C & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & -D \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \\ C & I \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -C & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & D \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \\ -C & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -I \\ I & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Для данной системы допустимо применять любые существующие реализации ДКП [4-5] для кодирования изображения как с потерями, так и без потерь. Так как в качестве лестничных ступеней используются несколько подряд стоящих блоков вычисления ДКП, то целесообразно было бы объединить их в один модуль. Поэтому для реализации блоков ДКП и ОДКП для L2L схемы предлагается использовать универсальный модуль (рис. 3), который позволяет вычислять ДКП и ОДКП как одновременно, так и последовательно в разных режимах.

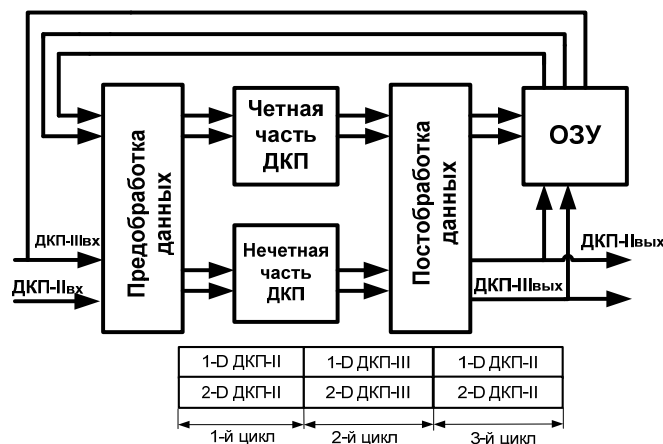


Рис. 2. Архитектура модуля вычисления ДКП-ОДКП

За основу берется двумерное 2-D (two dimensional) ДКП размерностью 8x8. Вычисление производится сначала по строкам (одномерное 1-D), сохраняя промежуточные результаты в памяти (ОЗУ), затем по столбцам (двумерное 2-D) как для прямого так и для обратного ДКП. В режиме без потерь вычисление производится по схеме 2-D ДКП/ 2-D ОДКП/ 2-D ДКП (рис.2) за три цикла. В режиме с потерями данных используется только первый цикл. Данная структура позволяет значительно сэкономить место на кристалле ПЛИС при реализации алгоритма кодирования и декодирования изображения, что является немаловажным фактором для встраиваемых мультимедийных систем.

#### Список литературы

1. Chengjie Tu, Sridhar Srinivasan, Gary J. Sullivan, Shankar Regunathan, and Henrique S., Low-complexity hierarchical lapped transform for lossy-to-lossless image coding in JPEG XR / HD Photo, Applications of Digital Image Processing XXXI.

2. Taizo Suzuki and Masaaki Ikehara, Realization of lossless-to-lossy image coding compatible with JPEG standard by direct-lifting of DCT-IDCT, Proceedings of 2010 IEEE 17th International Conference on Image Processing September 26-29, 2010, Hong Kong.

3. Taizo Suzuki, Masaaki Ikehara, Integer DCT Based on Direct-Lifting of DCT-IDCT for Lossless-to-Lossy Image Coding IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING, VOL. 19, NO. 11, NOVEMBER 2010, PP. 2958-2965.

4. Петровский Ал.А., Станкевич А.В, Петровский А.А. “Быстрое прототипирование систем мультимедиа от прототипа”, Глава 6, стр.173-207, Минск “Бестпринт”, 2011.

5. Ключеня В.В., Петровский А.А. “Выбор оптимальной реализации структурного решения процессора ДКП на распределенной арифметике”, Доклады БГУИР 2010 №7, С.66-75.

УДК 004.052

## **СОЗДАНИЕ СРЕДЫ ВЕРИФИКАЦИИ VHDL МОДЕЛИ МИКРОСХЕМЫ БЕСКОНТАКТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ**

Ю.Ю. ЛАНКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
yurafreedom18@gmail.com*

Разработаны некоторые компоненты среды верификации в рамках OVM (Open Verification Methodology). Выявлены особенности использования данной методологии на конкретном примере тестового окружения для устройства бесконтактной идентификации.

*Ключевые слова:* Open Verification Methodology, функциональная верификация, тестовое окружение.

Современные системы автоматизированного проектирования цифровых устройств на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и заказных цифровых сверхбольших интегральных схем (СБИС) позволяют провести сквозной процесс проектирования – от описаний алгоритмов функционирования устройств до получения файлов конфигурирования ПЛИС либо до описаний топологии заказных СБИС. На первый план при проектировании в настоящее время выступают проблемы верификации исходных спецификаций, представленных на высокоуровневых языках проектирования, например, на языке VHDL. Для такой верификации разрабатываются различные подходы, в том числе и функциональная верификация.

Цель работы состояла в разработке методики функциональной верификации исходной VHDL модели микросхемы радиочастотной бесконтактной идентификации Atmel ATA5577C [1] в рамках открытой методологии верификации (Open Verification Methodology – OVM). OVM представляет собой библиотеку классов и макросов на языке SystemVerilog, используемых для построения тестового окружения [2]. Методика функциональной верификации включает написание тестового плана, выполнение функционального покрытия и покрытия кода. С помощью средств OVM было разработано тестовое окружение VHDL модели микросхемы.



Atmel ATA5577C является микросхемой для бесконтактной радиочастотной идентификации с функцией чтения/записи, используемой в метках с частой функционирования 125–134 кГц. Микросхема содержит электрически стираемое перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство объемом 343 бита, состоящее из 11 блоков по 33 бита (32 бита данных и один бит блокировки). Два блока являются конфигурационными и содержат более 20 параметров, задающих режим работы микросхемы. Задавая различные значения параметров можно выбрать четыре кодировки для входных команд, 11 (в базовом режиме) либо девять (в расширенном режиме) различных типа кодирования выходных данных, передаваемых меткой, восемь (в базовом режиме) либо 64 (в расширенном режиме) скорости передачи данных, число передаваемых блоков памяти, четыре режима ускоренного приема команд и др. Микросхема поддерживает команды для чтения/записи с паролем и без, обеспечения процедуры антиколлизии и др., всего семь команд.

При верификации проверялись все возможные команды, поданные с помощью всех возможных протоколов передачи данных и все возможные варианты кодирования ответного сообщения.

Подход написания тестового окружения, с использованием OVM, основан на объектно-ориентированном программировании. В иерархии тестового окружения используются модули и классы. В рамках данного подхода, были описаны отдельные компоненты, отвечающие за определённые функции, такие как: формирование тестовых сигналов (sequencer), взаимодействие с тестируемым устройством (driver), отслеживание состояния интерфейсов тестируемого устройства (monitor), сбор функционального покрытия (coverage), сравнение поведения тестируемой VHDL модели и эталонной модели (scoreboard). Описано также взаимодействие между компонентами на различных уровнях иерархии тестового окружения [2].

На рисунке 1 представлена структура тестового окружения. Модуль top верхнего уровня включает модель тестируемого устройства (DUT) и объект класса test, который, в свою очередь, на более низких уровнях иерархии включает в себя экземпляры таких классов, как environment, scoreboard, agent и другие.

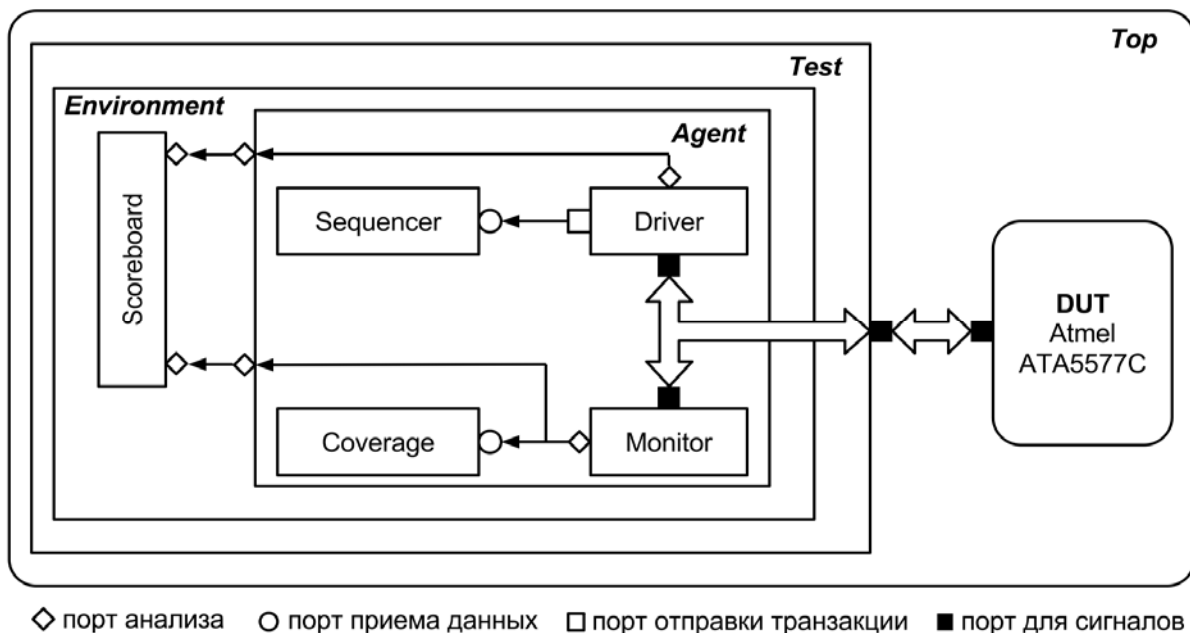


Рис. 1. Структура тестового окружения

### Список литературы

1. Atmel: Atmel ATA5577C. Read/Write LF RFID IDIC 100 to 150 kHz. Datasheet. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.atmel.com/images/atmel-9187-rfid-ata5577c\\_datasheet.pdf](http://www.atmel.com/images/atmel-9187-rfid-ata5577c_datasheet.pdf). – Дата доступа: 10.10.2013.
2. *Glasser M.* Open Verification Methodology Cookbook. USA: Springer, 2009.

УДК 658.512:004.42;621.38.049.77

## ОРГАНИЗАЦИЯ КРЕМНИЕВОЙ КОМПИЛЯЦИИ В СИСТЕМЕ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЗАКАЗНЫХ СБИС

И.П. ЛОГИНОВА

*Объединенный институт проблем информатики Национальной академии наук Беларуси  
ул. Сурганова, 6, г. Минск, 220012, Республика Беларусь  
log@newman.bas-net.by*

Рассматриваются вопросы организации получения послойной топологии макроэлементов в системе топологического проектирования заказных КМОП СБИС с использованием подхода кремниевой компиляции.

*Ключевые слова:* топологическое проектирование, СБИС, автоматизация проектирования.

На современном уровне развития микроэлектроники большинство разработок БИС жестко ориентировано на конкретную реализацию в системах управления. Как правило, производство таких систем, их компонент, в том числе включающих управляющую логику, является мелкосерийным. Поэтому для основных видов мелкосерийных БИС, представителями которых могут служить матричные БИС и кристаллы на основе «стандартных элементов», так называемых IP ядер, основной акцент делается на максимально сжатые сроки разработки. Если для разработки операционных блоков систем на кристалле могут применяться уже готовые решения из ранее созданных проектов СБИС, то проектирование управляющей логики каждый раз ведется заново, поэтому актуальной проблемой является разработка «быстрых» средств автоматизированного проектирования управляющей логики заказных цифровых СБИС, включающих так называемую кремниевую компиляцию (КК). В наиболее широком смысле кремниевую компиляцию следует рассматривать как процесс трансляции из высокоуровневого описания в конструкцию (в послойное топологическое описание). Программный комплекс CLTT-2 [1] синтезирует послойное описание управляющей логики заказной СБИС, используя на входе ее поведенческое описание. КК в CLTT-2 транслирует описания компонент структурной иерархии в топологию программируемых матричных структур, реализованных на основе КМОП-технологии. В качестве компонент проекта схемы выступают параметризуемые (по числу входных, выходных переменных и промежуточных шин) программируемые структуры типа – программируемых логических матриц (ПЛМ), регулярных «Металл-Оксид-Полупроводник»-схем (РМОП-схемы), постоянных запоминающих устройств (ПЗУ), и логические блоки с уже разработанной топологией (библиотеки нерегулярной логики и триггеров). Структурная иерархия схемы после этапов синтеза отдельных компонент представлена в виде иерархической сети макроэлементов указанных выше трех типов и библиотечных элементов нерегуляр-

ной логики. Затем производится построение топологической реализации отдельных макроэлементов, которое подразделяется на этапы.

- Проектировщик, используя предоставленные комплексом CLTT-2 средства, указывает тип макроструктуры и значения параметров, уточняющих свойства макроструктуры.

- Построение так называемого символьного описания топологии. При этом от исходного структурного описания (SF-описания) компонента осуществляются преобразования в соответствии со схемой, представленной на рис.1. Для каждого типа макроструктуры разработана своя библиотека топологических фрагментов. Символьная топология представляет собой матрицы (матрицу), в которых элементы, соответствующие именам фрагментов из библиотеки, размещены согласно алгоритму кремниевой компиляции для этой структуры. Матрицы символьной топологии определяются значениями элементов структурного описания компонента.

- Преобразование символьного описания топологии макроэлемента в послойную топологию. Формирование послойной топологии заключается в трансляции символьной топологии в совокупность параметризованных топологических фрагментов библиотек.

- Представление топологического описания каждого компонента проекта в форме прямоугольной площадки. Для макроэлементов – многоугольная форма границы дополняется до прямоугольника, производится разводка соединений внутри новой границы с целью оптимизации числа портов на ней.

- Построение топологического описания на языке CDF всех компонент схемы, в котором формируется информация о размерах прямоугольных площадок, координатах расположения портов на границах площадок, о связях между портами компонент.

Общий подход к кремниевой компиляции в системе CLTT-2 описан в [1]. Вид послойной топологии отдельного макроэлемента и схемы в целом указаны на рис. 2 и 3.

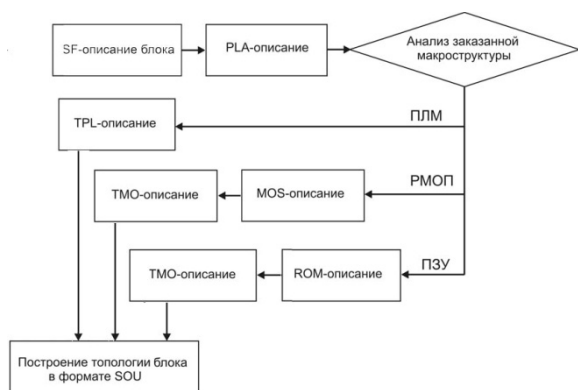


Рис. 1. Информационные преобразования кремниевой компиляции

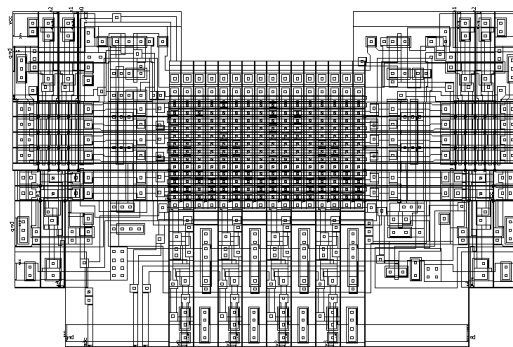


Рис. 2. Пример послойной топологии ПЗУ

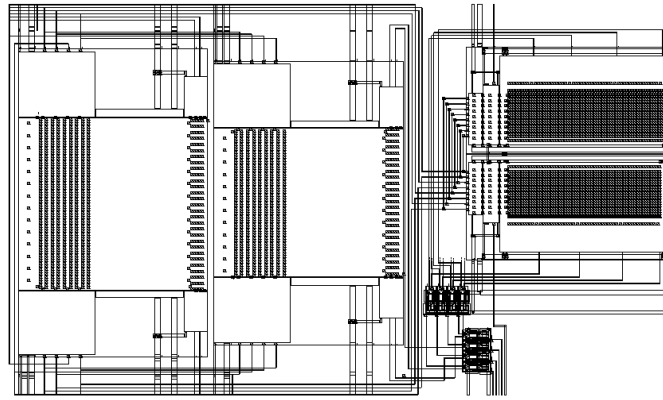


Рис. 3. Пример топологии схемы из ПЛМ, РМОП-схем и логических элементов (без отображения топологии внутренних составляющих макроэлементов)

### Список литературы

1. Бибило, П.Н. Система CLTT проектирования топологии функциональных блоков заказных цифровых СБИС / П.Н. Бибило, И.П. Логинова, В.И. Романов, Л.Д. Черемисинова // Информационные технологии. – 2011. – № 1. – С.8–14.

УДК 004.383

## CORDIC АЛГОРИТМ В УМНОЖИТЕЛЯХ КВАТЕРНИОНОВ

Н.А. ПЕТРОВСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. Л. Бровки 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
nick@petrovsky.eu*

Предлагаются различные варианты структур умножителя кватернионов – базового элемента алгоритмов цифровой обработки сигналов на основе алгебры кватернионов, с использованием CORDIC алгоритма. Рассматриваются преимущества и недостатки различных схемотехнических решений.

*Ключевые слова:* умножитель кватернионов, 2D CORDIC, 4D CORDIC.

Алгебра кватернионов  $\mathbf{H}$  является ассоциативной некоммутативной четырёхмерной алгеброй  $\mathbf{H} = \{ \mathbf{q} = q_1 + q_2i + q_3j + q_4k \mid q_1, q_2, q_3, q_4 \in \mathbb{R} \}$ , где ортогональные мнимые части подчиняются следующим законам умножения:  $i^2 = j^2 = k^2 = ijk = -1$ ,  $ij = -ji = k$ ,  $jk = -kj = i$ ,  $ki = -ik = j$ . В цифровой обработке сигналов данная алгебра рассматривается как новая парадигма: 3-х и 4-х мерные сигналы могут представляться как одномерные, что упрощает обработку и моделирование сигналов. Во многих приложениях, как например, в параунитарных банках фильтров (ПУБФ), операция умножения кватерниона переменной  $\mathbf{x}$  на кватернион константу  $\mathbf{q}$  играет доминирующую роль. Оба операнда нормированные кватернионы, т.е.  $\|\mathbf{q}\| \leq 0$ . При этом, стоит задача уменьшить число действительных умножений. Существует две матрицы умножения

кватернионов справа  $\mathbf{M}^-(q)$  и слева  $\mathbf{M}^+(q)$ , связанные следующими соотношениями  $\mathbf{M}^\mp(q) = \mathbf{D}_C \mathbf{M}^\pm(\bar{q}) \mathbf{D}_C$ , где  $\bar{q}$  определяет сопряжённый кватернион,  $\mathbf{D}_C = \text{diag}(1, -\mathbf{I}_3)$  - оператор гиперкомплексного сопряжения  $\bar{q} = \mathbf{D}_C q$ . Таким образом, имея устройство для вычисления одного из типов умножения можно выполнять другие с помощью простых преобразований.

Параллельная схема умножителя. Матрицу умножения кватернионов  $\mathbf{M}^+(q)$  можно представить в виде следующей блочной матрицы [1]:

$$\mathbf{M}^+(q) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}(q) & -\mathbf{S}(q) \\ \mathbf{S}(q) & \mathbf{C}(q) \end{bmatrix}, \quad \text{где } \mathbf{C}(q) = \begin{bmatrix} q_1 & -q_2 \\ q_2 & q_1 \end{bmatrix}, \mathbf{S}(q) = \begin{bmatrix} q_3 & q_4 \\ q_4 & -q_3 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Использование факторизации (1) позволяет построить архитектуру умножителя кватернионов на 4-х параллельно включённых 2D CORDIC схемах, определяемых матрицами  $\mathbf{C}(q)$  или  $\mathbf{S}(q)$ . CORDIC алгоритм основывается на факторизации матрицы вращения Гивенса  $\mathbf{R}(\phi)$ :

$$\mathbf{R}(\phi) \approx S_{tot} \prod_{n=0}^{N-1} \begin{bmatrix} 1 & -\sigma(n)2^{-\tau(n)} \\ \sigma(n)2^{-\tau(n)} & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $N$  – количество итерации алгоритма,  $\sigma$  - знак,  $S_{tot}$  - масштабирующий коэффициент и количество сдвигов -  $\tau$ .

Достоинством данной архитектуры умножителя является высокое быстродействие, однако аппаратные затраты больше.

Умножитель на 4D CORDIC арифметике. Другим решением умножителя кватернионов является модифицированный вариант 4D CORDIC алгоритм с «разреженными» итерациями [2]. Здесь выполняется вращение входного вектора  $x$  относительно мнимых частей кватерниона  $i, j, k$  по отдельности. Такое нововведение позволило серьёзно сократить аппаратные расходы, путём увеличения итераций.

Умножитель с CORDIC-лестничной параметризацией. Применительно к задаче построения ПУБФ на основе умножителей кватернионов [3] обе описанные выше схемы не позволяют сохранить свойство перфективной реконструкции ПУБФ за счёт конечной точности выполнения операции умножения. В системе синтеза банка фильтров в алгебре кватернионов предполагается умножение на сопряжённый кватернион  $\bar{q}$ , принимая это во внимание можно построить умножитель кватернионов, компенсирующей ошибки вычислений на основе лестничной схемной параметризации. На основе известной трёхступенчатой лестничной факторизации двумерной матрицы поворота можно получить следующую факторизацию матрицы умножения  $\mathbf{M}^+(q)$  [4]:

$$\mathbf{M}^+(q) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{F}(q) \\ 0 & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}(q)} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & 0 \\ \mathbf{G}(q) & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}(q)} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{H}(q) \\ 0 & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}(q)}. \quad (3)$$

Для заданного коэффициента  $q$  определяется набор матричных выражений [3], которые могут быть решены однозначно для  $\mathbf{F}(q), \mathbf{G}(q), \mathbf{H}(q)$ , при условии, что  $\mathbf{S}(q)$  является несингулярной матрицей:

$$\mathbf{F}(q) = (\mathbf{C}(q) - \mathbf{I}_2)\mathbf{S}(q)^{-1}, \mathbf{G}(q) = \mathbf{S}(q), \mathbf{H}(q) = \mathbf{S}(q)^{-1}(\mathbf{C}(q) - \mathbf{I}_2)\mathbf{S}(q)^{-1}. \quad (4)$$

Элементы данных матриц представляют собой вещественные коэффициенты лестничной схемы, которые можно выразить через параметр полярной формы кватерниона  $q$ . Инверсия треугольных матриц потребует только изменения знака их недиагональных элементов (лестничных коэффициентов). Таким образом, умножение на  $1/q$ , или на эквивалентный  $\bar{q}$ , реализуется применением шагов лестничного алгоритма с обратными коэффициентами. Из-за структурной близости матриц  $\mathbf{F}(q)$ ,  $\mathbf{G}(q)$ ,  $\mathbf{H}(q)$  к факторизации матрицы вращения (2) можно выразить шаги лестничной схемы без использования умножения действительных чисел. Следовательно, можно конструировать умножитель кватернионов с CORDIC-лестничной параметризацией пригодный для применения в системах обработки сигналов без потерь.

#### Список литературы

1. Петровский Н.А., Парфенюк М. // Доклады БГУИР №1(55), Мн., УО БГУИР, с.70-74, 2011.
2. Петровский Н., Парфинюк М. // М: (DSPA'13), том.2, март 2013. С.206-210
3. Petrovsky N., Parfieniuk M., International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES'2012), 6 p., Wroclaw, Poland, Sep 2012. Open access: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6382236>.
4. M. Parfieniuk and A. Petrovsky, // Signal Process., vol. 90, pp. 1755–1767, 2010.

УДК 681.513.6; 681.513.7

## СПОСОБ ОБРАБОТКИ СЕНСОРНЫХ СИГНАЛОВ МОБИЛЬНОГО РОБОТА НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОАССОЦИАТИВНЫХ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Г.А. ПРОКОПОВИЧ

*Объединённый институт проблем информатики НАН Беларуси  
ул. Сурганова, 6, г. Минск, 220012, Республика Беларусь  
rprakapovich@robotics.by*

В работе рассматривается проблема анализа сенсорных сигналов мобильных робототехнических устройств, функционирующих в априори неизвестной местности, в связи с чем им могут встретиться объекты, отсутствующие при первоначальном обучении. Для решения проблемы безопасного управления в работе предлагается применить свойства гетероассоциативных искусственных нейронных сетей, с помощью которых возможно реализовать не только процессы классификации, но и дообучения самой долговременной памяти.

*Ключевые слова:* распознавание образов, принятие решений, ассоциативная память, искусственные нейронные сети, сенсоры.

Наиболее актуальными задачами современной робототехники остаются задачи интеллектуального анализа и интеграции сенсорных данных, снимаемых с различных датчиков, построение системы целостного восприятия информации и формирования

знаний о внешней и внутренней среде робота [1, 2, 3]. Важность указанных задач значительно возрастает с увеличением времени и уровня автономной работы, а также с обеспечением роботов большей степенью мобильности [2].

Однако процесс разработки сенсорных систем для автономных мобильных роботов (АМР) является весьма сложной и до конца нерешенной задачей. Это связано, во-первых, с выбором типов, а также числа и места расположения датчиков. Во-вторых, более сложной задачей является анализ сенсорных данных. Если этапы предварительной обработки (фильтрация и сегментация) уже достаточно изучены, то процесс распознавания образов, включающий их структурный анализ и интерпретацию, представляет собой нетривиальную задачу [2, 3].

В работе [4] была предложена схема адаптивного нейросетевого контроллера для обеспечения безопасного движения АМР в заранее неизвестной местности, принцип работы которой основан на использовании метода обучения с подкреплением. Реализация процесса дообучения была возможна благодаря использованию предложенного ранее адаптивного нейросетевого классификатора АРТ-ДАП, который основан на архитектуре гетероассоциативной искусственной нейронной сети (ИНС) типа двунаправленная ассоциативная память [5]. Отличительной особенностью выбранной ИНС является то, что в её долговременную память возможно добавлять новые эталоны.

В предложенной схеме безопасного движения оценка параметров производится сетью АРТ-ДАП в блоке оценки параметров, в котором определяется как текущая обстановка влияет на состояние объекта управления. Описание преград, с которыми может столкнуться АМР, заносится оператором в блок оценки параметров до начала его функционирования в виде матрицы весов синаптических связей обученной сети АРТ-ДАП.

Следующая структурная схема (рис. 1) описывает принцип работы предложенного реактивного контура управления, реализованного на базе микроконтроллера и предназначенного для автоматического объезда препятствий АМР с помощью показаний сканирующего дальномера, который выполнен на основе подвижного датчика расстояний.

Если управляющие значения, полученные от блока мотонейронов и основанные на данных от сканирующего дальномера ДР, не противоречат управляющим значениям блока безопасного движения АРТ-ДАП (основанные на данных от датчиков препятствий ДП1-ДП3), то блок критерия оптимальности соединяет выходы блока мотонейронов с входами блока драйвера двигателей (рис. 1). Причём, блок мотонейронов тоже реализован на основе гетероассоциативной ИНС.

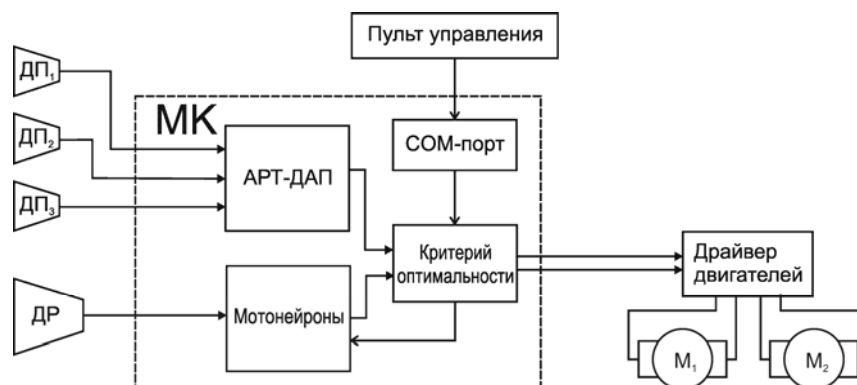


Рис. 1. Структурная схема реактивного контура управления для автоматического объезда препятствий на основе сенсорных данных от датчиков расстояния

В противном случае блок критерия оптимальности принудительно создаст в долговременной памяти ИНС мотонейронов такую ассоциативную пару, входной век-

тор которой будет представлять собой текущие данные от сканирующего дальномера, а выходной – управляющий вектор от блока АРТ-ДАП. В результате при повторной встрече данной ситуации блок мотонейронов выдаст такие управляющие сигналы, которые не приведут к появлению внештатного режима работы АМР (в данном случае – столкновение с препятствием).

Таким образом, в процессе функционирования АМР в блок мотонейронов могут добавляться новые ассоциативные пары «стимул-реакция». Данный процесс можно рассматривать как генерацию условных рефлексов, позволяющих АМР адаптироваться к новым условиям функционирования. С помощью компьютерного моделирования, а также натуральных экспериментов было доказано, что на основе гетероассоциативных ИНС возможно реализовывать эффективные системы управления безопасного движения АМР.

Работа выполнена при частичной поддержке гранта БРФФИ-РФФИ №Ф12Р-116.

#### Список литературы

1. *Юревич Е.И.* Основы робототехники: учеб. пособие. СПб, 2010.
2. Интеллектуальные системы автоматического управления / Под ред. И.М. Макарова, В.М. Лохина. М., 2001.
3. *Жданов А.А.* Автономный искусственный интеллект; 2-е изд. М., 2009.
4. *Прокопович Г.А.* // Сб. тр. конф. «Робототехника и искусственный интеллект». Красноярск, 15 ноября 2013. С. 125-127.
5. *Прокопович Г.А.* // Информатика. 2009. №3. С. 68-81.

УДК 658.512:004.42; 004.3'144:621.3.049.75

## УПРАВЛЕНИЕ ИЕРАРХИЕЙ КОМПОЗИТОВ В СИСТЕМЕ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СБИС

В.И. РОМАНОВ

*Объединенный институт проблем информатики Национальной академии наук Беларуси  
ул. Сурганова, 6, г. Минск, 220012, Республика Беларусь  
rom@newman.bas-net.by*

Рассматриваются вопросы управления топологическим проектированием заказных СБИС при применении методики иерархического определения топологического эскиза схемы.

*Ключевые слова:* топологическое проектирование, СБИС, автоматизация проектирования.

Одной из наиболее сложных проблем при создании сверх больших интегральных схем (СБИС) является построение топологии схемы. Ее решение в современных условиях невозможно без использования специализированных систем топологического проектирования. Топологическое проектирование реализует размещение на планируемой плоскости элементов схемы с последующей трассировкой информационных и силовых соединений. В системе CLTT-2 [1 – 3] был применен принцип формирования топологического эскиза схемы в виде иерархии ее отдельных фрагментов, называемых композитами. Основная цель выделения отдельных композитов – увеличение доли работ, связанных с проведением проектирования в автоматическом режиме. При этом существенно сокращается как общее время, требуемое для проектирования, так и по-



вышается качество проекта за счет сокращения применения субъективных, зачастую вовсе не оптимальных решений, закладываемых в топологию схемы проектировщиков в ручном режиме.

Наиболее существенный вклад при решении рассматриваемой проблемы вносит начальный «нулевой» уровень иерархии, на котором отдельные блоки сетевого описания проектируемой схемы определяются к реализации при помощи заранее определенных параметрически настраиваемых макроструктур, в роли которых в системе CLTT-2 могут выступать программируемая логическая матрица (ПЛИМ), регулярная «Металл-Оксид-Полупроводник»-схема (РМОП) и постоянное запоминающее устройство (ПЗУ).

Таким образом, в системе CLTT-2 обрабатываемая схема после выполнения проектных процедур логического синтеза описывается набором композитов. Исходный набор определяет «нулевой» уровень иерархии и задается списком, содержащим имена всех экземпляров отдельных логических элементов схемы и имена всех определенных макроэлементов. «Нулевой» уровень задает группирование некоторого множества исходных элементов в макроэлементы. Для каждого композита «нулевого» уровня известно его топологическое определение в форме прямоугольной площадки. Размеры площадки соответствуют размерам элемента (макроэлемента), а на границе площадки зафиксированы позиции размещения портов, через которые осуществляется обмен информационными сигналами и прием синхросигналов и энергопитания. Точно также топологически определяются композиты более высоких уровней иерархии. Топологическое определение композитов описывается на специализированном языке CDF.

На следующих уровнях реализуется построение составных композитов, содержащих группы композитов младших уровней. В отличие от макроэлементов, имеющих жестко зафиксированную топологию внутренних компонентов, в составных композитах размещение их составляющих реализуется на этапе проектирования при помощи специального топологического редактора EdTop-2 [2]. Именно в этом редакторе осуществляется автоматизация такого размещения, а предпосылкой для этого служит стандартизация создаваемых составных композитов по составу их компонент. В основу стандартизации положены проведенные исследования по совместной топологической реализации нескольких композитов «нулевого» уровня. В результате проведенного анализа были выделены следующие типы композитов:

- парные композиты, представляющие пару однотипных макроэлементов;
- расширенные композиты, представляющие совокупность отдельного макроэлемента и группы информационно связанных с ним отдельных логических элементов;
- блоки нерегулярной логики, объединяющие группы логических элементов.

Для каждого типа композитов были разработаны и программно реализованы специализированные алгоритмы размещения и трассировки, использующие особенности конкретного типа и его составляющих.

Управление процессами топологического проектирования на основе композитов сосредоточено на одной из панелей рабочего окна системы CLTT-2, представленной на рис.1. При помощи присутствующих на панели кнопок пользователь ведет проектирование, постепенно укрупняя определяющие схему композиты либо путем объединения отмеченных элементов списка («Парный», «Расширенный»), либо путем выбора из состава компонент («Блок элементов», «Общий»).

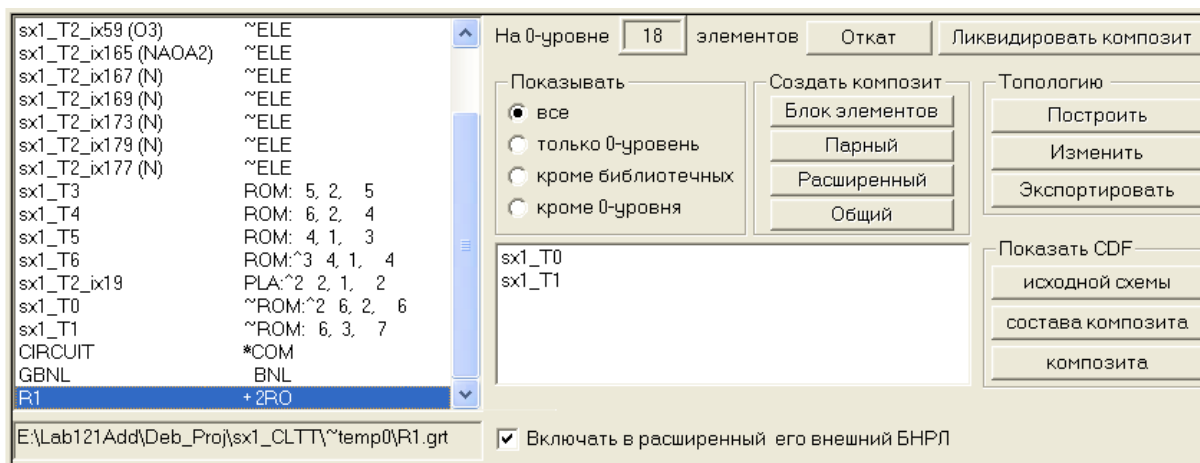


Рис. 1. Панель композитов в системе топологического проектирования CLTT-2

### Список литературы

1. Романов, В.И. Иерархический подход к топологическому проектированию микросхем // Информатика. 2012. – № 4. – С.100–107.
2. Романов, В.И. Редактор топологии заказных цифровых СБИС EdTop-2 // Информационные технологии и системы 2013 (ИТС 2013): материалы международной научной конференции, БГУИР, МИНСК, Беларусь, 23 октября 2013. – Минск: БГУИР, 2013. – С. 314–315.
3. Черемисинова, Л.Д., Базилевич Р.П., Логинова И.П. и др. Минимизация площади заказных СБИС на этапе топологического проектирования цифровых схем // Управляющие системы и машины. – УСиМ, 2011. – № 4. – С. 42–50.

УДК 004.72: 004.3

## САМООРГАНИЗУЮЩАЯСЯ БЕСПРОВОДНАЯ СЕТЬ НА БАЗЕ МОДУЛЕЙ СПЕЦИФИКАЦИИ BLUETOOTH 4.0

А.В. СТАНКЕВИЧ<sup>1</sup>, Ал.А. ПЕТРОВСКИЙ<sup>2</sup>

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь*

*<sup>1</sup>stankevich@bsuir.by, <sup>2</sup>petrovsky@bsuir.by*

Рассматривается архитектура самоорганизующейся однородной беспроводной сети на базе модулей спецификации Bluetooth 4.0 Single-mode. Предложенная сеть позволяет обеспечить произвольное направление передачи сообщений с учетом ретрансляции на значительные расстояния при условии перекрытия пределов досягаемости отдельных подсетей.

*Ключевые слова:* беспроводная сеть, спецификация Bluetooth 4.0, ретрансляция сообщений.

Спецификация Bluetooth была разработана группой Bluetooth Special Interest Group (Bluetooth SIG). В 2010 году в спецификацию ядра Bluetooth 4.0 была интегрирована технология с низким энергопотреблением (Bluetooth LE) [1]. Спецификация

Bluetooth 4.0 ориентирована на различные мобильные устройства, требующие беспроводного обмена данными.

В докладе рассматривается возможность использования модулей Bluetooth LE в однородной сети для обмена сообщений между ее отдельными узлами с произвольным направлением потока передаваемой информации по сети.

Спецификация Bluetooth 4.0 имеет жесткое ограничение по топологии сети: единственно возможной топологией является звезда. Такая сеть называется пикосетью (piconet). Одно из устройств в пикосети работает как ведущее, а остальные – подчиненные. Подчиненное устройство может быть одновременно подключено только к одному ведущему устройству. Ведущее устройство инициирует соединение в пикосети. В отличие от спецификации Bluetooth 3.0 для спецификации Bluetooth 4.0 отсутствует возможность организации распределенной сети (scatternet), когда ведущее устройство одной пикосети может являться подчиненным в другой.

При организации сети модуль Bluetooth LE может также выполнять роли запрашивающего устройства (advertiser) или сканера (scanner). Поскольку имеется возможность программного изменения ролей Bluetooth LE устройства в сети, то появляется возможность ретрансляции сообщения от узла к узлу до достижения требуемого узла в сети. Такой подход реализуется в беспроводной сети датчиков [2,3], причем чаще всего направление передачи сообщений в такой сети фиксировано от датчиков к некоторому центральному устройству, накапливающему и анализирующему данные.

В настоящее время наблюдается тенденция к добавлению дополнительных «интеллектуальных» функций различным датчикам и использование технологии Bluetooth для разнообразных мобильных устройств. Возникает задача построения сети для обмена сообщениями между ее отдельными Bluetooth LE узлами, причем все узлы в сети должны быть равноценны (однородная сеть).

Рассмотрим архитектуру самоорганизующейся однородной беспроводной сети на базе модулей спецификации Bluetooth 4.0. Сеть Bluetooth LE устройств должна состоять из нескольких подсетей. В подсеть объединяются устройства, находящиеся в пределах досягаемости, и имеющие одинаковый идентификатор (номер) подсети. Номер подсети назначается для каждого устройства заранее, исходя из предполагаемого территориального размещения конкретного узла.

После включения электропитания Bluetooth LE устройство должно зарегистрироваться в подсети. Для этого устройство должно переключиться в роль запрашивающего устройства и сформировать широковещательный запрос. Находящиеся в пределах досягаемости сканирующие узлы сети принимают пакет от запрашивающего устройства и заносят сведения о нем в таблицу доступных устройств. Тип запроса, номер подсети запрашивающего устройства и его адрес (номер устройства в подсети) определяются по информационной части пакета запроса. После регистрации в подсети устройство переходит в состояние сканирования.

Базовым состоянием любого Bluetooth LE устройства в рассматриваемой сети является состояние сканирования. Последовательность действий для обмена данными между парой Bluetooth LE устройств и смена их ролей представлена на рис. 1.

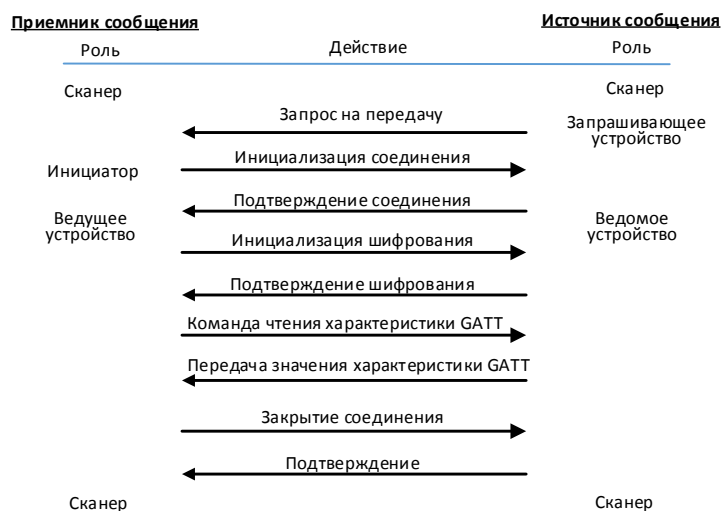


Рис. 1. Последовательность действий для обмена данными между парой Bluetooth LE устройств

Внутри подсети сообщение может быть передано непосредственно адресату, либо при плохом уровне RSSI (Receiver Signal Strength Indication) с адресатом – через ретранслятор. Между подсетями сообщения передаются через ретранслятор.

Возможность организации предложенной сети проверена на базе модулей BLE 112 Bluegiga. Проведены исследования максимальной пропускной способности сети, в результате которых установлено, что максимальная пропускная способность составляет 12 Кбит/с, что недостаточно для передачи голосовых сообщений без компрессии речи. Рассмотрены ограничения при создании приложений для беспроводной сети на базе модулей BLE 112.

#### Список литературы

1. Bluetooth specification Version 4.0. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.bluetooth.org/en-us/specification/adopted-specifications>. Дата доступа: 10.01.2014.
2. Dargie W., Poellabauer C. Fundamentals of wireless sensor networks: theory and practice. Chichester, John Wiley and Sons, 2010.
3. Buratti C., Conti A., Dardari D., Verdone R. // Sensors. 2009. № 9. С. 6869-6896.

## КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Ю.В. СУХОДОЛОВ, А.А. ШЕЙНИКОВ, А.В. БЕЛОУСОВ

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»  
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республики Беларусь  
af.varb@yandex.ru*

Предложен обобщенный подход к оценке чувствительности методов обработки радиолокационных сигналов на фоне помех.

*Ключевые слова:* радиолокационный сигнал, отношение сигнал/шум, чувствительность метода обработки.

Актуальной задачей является теоретическое обобщение вопросов обработки радиолокационной информации на фоне помех с единых, достаточно общих методических позиций [1]. Задача радиоэлектронного обнаружения цели сводится к задаче обнаружения отраженного этой целью сигнала на фоне помех различного рода. В диапазоне УКВ основными видами естественных помех являются тепловые шумы ( $\zeta$ ), космические шумы ( $\mu$ ) и внутренние шумы приемника ( $\psi$ ). Кроме того при обнаружении целей существенное влияние оказывают помехи, возникающие вследствие просачивания прямого сигнала передатчика на вход приемника ( $\beta$ ), флюктуации сигналов неподвижных целей ( $\xi$ ), модуляции сигналов, вызванной перемещением радиолуча при обзоре ( $\theta$ ), нестабильностью параметров радиолокатора ( $\varphi$ ), шумами передатчика ( $\vartheta$ ) [2]. Таким образом, даже при отсутствии помех искусственного происхождения на входе приемника всегда имеются помехи случайного характера с весьма широким спектром. Для выделения радиолокационных сигналов на фоне случайных помех, как правило, используют различия спектральных составов сигналов и шумов. Поскольку спектр радиолокационных сигналов значительно уже спектра шумов, то при помощи соответствующих фильтров можно существенно повысить отношение сигнал/шум. В идеальном случае форма частотной характеристики оптимального фильтра должна совпадать с формой спектра сигнала. В этом случае отношение сигнал/шум определяется только энергией полезного сигнала на входе фильтра и спектральной плотностью шума, и совершенно не зависит от формы сигнала. Однако надо иметь в виду, что форма сигнала решающим образом влияет на степень сложности выполнения оптимального фильтра. В идеальном случае форма частотной характеристики оптимального фильтра должна совпадать с формой спектра сигнала. Создание фильтра с такой характеристикой представляет собой довольно сложную техническую задачу, в решении которой нет большой необходимости. Поэтому методы обнаружения целей целесообразно оценивать с точки зрения чувствительности, достаточной для обнаружения отраженного целью сигнала на фоне различного рода помех.

Оценивать чувствительность метода предлагается по отношению относительного изменения регистрируемого параметра сигнала при появлении цели к относительному изменению этого же параметра при максимально допустимых отклонениях этого параметра, обусловленных помехами различного рода:

$$S = \frac{\Delta A_c / A_p}{\Delta A_p / A_c} \quad (1)$$

где  $\Delta A_c$  и  $\Delta A_p$  – абсолютное изменение регистрируемого параметра при появлении цели и обусловленное помехами;  $A_c$  – наибольшее значение регистрируемого параметра.

Любой метод обнаружения основан на сравнении параметров регистрируемых сигналов с параметрами образцового, который может быть получен заранее. Добиться высокой чувствительности методов можно путем замены регистрации временных параметров сигнала и его формы на измерение изменения параметров амплитудного спектра регистрируемого сигнала, наиболее подверженных изменению при обнаружении цели. Высокая чувствительность метода не гарантирует от ошибки распознавания цели так как изменение параметра регистрируемого сигнала из-за помех может превышать изменение параметра от появления цели. Оценить возможность метода безошибочно обнаруживать цели можно с помощью критерия, в общем случае определяемого как превышение относительного изменения параметра регистрируемого сигнала при наличии цели над относительным изменением этого же параметра при максимальном возможном изменении параметров сигнала, обусловленных помехами. Критерий представляет собой следующее неравенство:

$$K = \frac{\Delta A_p \mp \Delta A_{pd}}{\Delta A_c \pm \Delta A_{cd}} > 1 \quad (2)$$

где  $\Delta A_{pd}$  и  $\Delta A_{cd}$  – абсолютное приращение регистрируемого параметра при воздействии на излучаемый сигнал дестабилизирующих факторов при наличии цели и при ее отсутствии. Верхний знак в выражении для случая, когда цель фиксируется по увеличению параметра сигнала, нижний – по уменьшению.

Действие помех приводит к относительному изменению параметров регистрируемого сигнала, превышающему относительное изменение параметра регистрируемого сигнала при появлении цели, что приводит к ошибке. Изменение амплитуды регистрируемой гармоники из-за вариации параметров сигнала может быть зафиксировано как ложная информация о наличии цели или наоборот. Поэтому должно соблюдаться условие превышения относительного увеличения амплитуды регистрируемой гармоники при наличии цели над относительным увеличением этой же гармоники при одновременном воздействии дестабилизирующих факторов на  $\beta$ ,  $\theta$ ,  $\varphi$ ,  $\zeta$ ,  $\psi$ . Условие превышения для методов с унифицированным представлением сигнала будет определяться следующим образом:

$$K = \frac{\frac{d|\dot{A}_c|}{dA_{cd}} \Delta A_{cd} - \left[ \frac{d|\dot{A}_{cd}|}{d\zeta} \Delta \zeta + \frac{d|\dot{A}_{cd}|}{d\beta} \Delta \beta + \frac{d|\dot{A}_{cd}|}{d\theta} \Delta \theta + \frac{d|\dot{A}_{cd}|}{d\varphi} \Delta \varphi + \frac{d|\dot{A}_{cd}|}{d\vartheta} \Delta \vartheta + \frac{d|\dot{A}_{cd}|}{d\psi} \Delta \psi \right]}{\frac{d|\dot{A}_c|}{dA_{pd}} \Delta A_{pd} - \left[ \frac{d|\dot{A}_{pd}|}{d\zeta} \Delta \zeta + \frac{d|\dot{A}_{pd}|}{d\beta} \Delta \beta + \frac{d|\dot{A}_{pd}|}{d\theta} \Delta \theta + \frac{d|\dot{A}_{pd}|}{d\varphi} \Delta \varphi + \frac{d|\dot{A}_{pd}|}{d\vartheta} \Delta \vartheta + \frac{d|\dot{A}_{pd}|}{d\psi} \Delta \psi \right]} > 1 \quad (3)$$

где  $\Delta A_{cd}$  и  $\Delta A_{pd}$  – изменение параметра сигнала при появлении цели и обусловленное дестабилизирующими факторами.

Предложенный критерий позволяет определить пригодность метода для автоматизации процесса обнаружения цели.

#### Список литературы

1. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
2. Сайбель А.Г. Основы радиолокации / Сайбель А.Г. – М.: Сов. радио, 1961. – 384 с.

## СПОСОБ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ ГРУППОЙ РОБОТОВ ПО ОБЩЕМУ КАНАЛУ

В.А. СЫЧЁВ

*ГНУ «Объединённый институт проблем информатики Национальной академии наук Беларуси»  
ул. Сурганова, 6, г. Минск, 220012, Республика Беларусь  
vsychyov@robotics.by*

Работа посвящена проблеме централизованного управления группой мобильных роботов в системе «управляющий сервер – группа роботов». В процессе управления сервер генерирует большой объём пакетов данных, передаваемых каждому роботу по широкополосному каналу связи. Для снижения объёмов передаваемых данных и для их криптозащиты может найти новое применение известный способ шифрования, основанный на эффекте синхронизации нелинейных динамических систем с хаотической динамикой.

*Ключевые слова:* мобильный робот, групповое управление, хаотическая динамика.

В настоящее время большое количество исследований в области групповой робототехники проводится с помощью компьютерного моделирования [1,2]. Однако, только прототипирование с использованием действующих моделей роботов позволяет выявить ряд проблем и задач, не учитываемых и не выявляемых, как правило, при компьютерном моделировании. Одной из подобных задач является реализация надёжной и защищённой связи между центральной системой управления (сервером) и роботами [1]. Для решения обозначенной проблемы требуется применение оптимального протокола обмена данными, который бы позволил минимизировать загрузку канала связи. Наряду с этим, алгоритмы криптозащиты передаваемых пакетов должны учитывать специфику бортовых вычислительных систем мобильных роботов.

Информационный обмен между сервером и роботами осуществляется в двух режимах. Первый, широкополосный, используется для сбора данных о доступных роботах. Во втором режиме сервер формирует пакеты данных, адресуемые одному роботу. Формат адресного пакета описан в табл. 1.

Табл. 1. Формат пакета данных при открытой передаче

№ позиции	1	2	3	4	5	6
Назначение	Старт-байт (8 бит)	Идентификатор (128 бит)	Длина команды (8 бит)	Команда (4-32 байта)	Параметры (0-32 байта)	Стоп-байт (8 бит)

Одним из путей криптографической защиты пакетов данных является применение методов шифрования, основанных на использовании нелинейных динамических систем (НДС) с хаотической динамикой. В частности, используется такое свойство НДС, как способность к самосинхронизации [3]. Шифрование данных на стороне сервера осуществляется их сложением с хаотическим сигналом. На стороне робота производится обратная операция. В том случае, когда хаотические сигналы, вырабатываемые на обеих сторонах, синхронизированы, происходит восстановление зашифрованной информации. Описываемый подход проиллюстрирован на рис. 1.

Формирование хаотических последовательностей может быть выполнено одним из известных способов. К примеру, путём вычисления с заданной точностью значений

логистического отображения, уравнений Рёсслера или Лоренца, и другими способами [3,4]. Ключём к защищённым пакетам данных будет служить набор управляющих параметров, при которых выолнялось формирование хаотической последовательности.

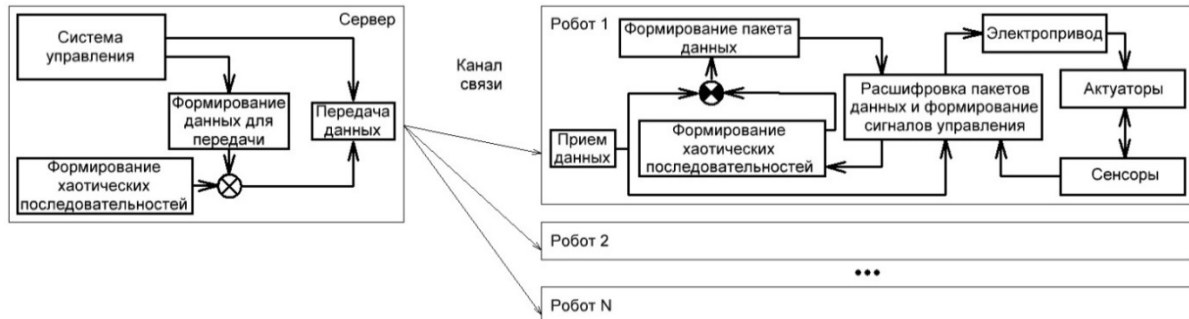


Рис. 1. Схема централизованного управления группой роботов

В соответствии с предлагаемым способом, сервер осуществляет шифрование данных, адресованных роботу  $N$ , с помощью ключа, которым обладает только робот  $N$ . Благодаря чему становится возможным исключить идентификатор робота из пакета данных, так как расшифрованы они будут только роботом  $N$ .

Таким образом, известный метод криптозащиты, используемый в настоящее время как в аналоговой, так и в цифровой связи, может найти новое применение для решения задач централизованного управления группой роботов.

Целью дальнейших исследований является разработка способа формирования хаотических последовательностей, оптимизированного под особенности бортовой вычислительной системы экспериментальных мобильных роботов.

Другой важной задачей является определение максимально допустимого числа ключей для избранного способа формирования хаотических последовательностей.

Работа выполнена при поддержке гранта БРФФИ-ГФФИУ №Ф13К-144 «Разработка методов оперативной обработки и передачи информации для эффективного управления мобильными роботами и подвижными системами».

#### Список литературы

1. *Каляев И.А., Гайдук А. Р., Капустян С. Г.* Модели и алгоритмы коллективного управления в группах роботов. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009.
2. *Сычёв В.А., Прокопович Г.А.* // Труды XXI Международной научно-технической конференции «Экстремальная робототехника». Санкт-Петербург: 2010. С. 237-243.
3. *Wilfrid Perruquetti, Jean-Pierre Barbot.* Chaos in Automatic Control. CRC Pres, 2005.
4. *Мун Ф.* Хаотические колебания. Вводный курс для научных работников и инженеров. М.: «Мир», 1990.



## **МНОГОКРИСТАЛЬНЫЕ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СРЕДСТВА НА БАЗЕ ПЛИС**

Е.В. ЛИСТОПАД

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
listopad88@gmail.com*

Использование ПЛИС для цифровой обработки сигналов является одним из вариантов построения современных высокопроизводительных вычислительных систем реального времени. В этой связи большой интерес представляют реконфигурируемые вычислительные средства на базе ПЛИС, имеющие многокристальную архитектуру. Такие вычислительные средства дают возможность осуществлять аппаратную реализацию задач, особо требовательных к ресурсам кристаллов ПЛИС.

*Ключевые слова:* ПЛИС, цифровая обработка сигналов, многокристальные реконфигурируемые вычислительные средства.

Актуальность использования многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств на базе ПЛИС в качестве аппаратных платформ при проектировании высокопроизводительных цифровых устройств связана со стремлением специалистов реализовать аппаратно все более и более трудоемкие с вычислительной точки зрения задачи, которые на данный момент не представляется возможным реализовать на базе однокристалльных аппаратных платформ. И это несмотря на непрекращающееся стремительное развитие рынка ПЛИС, сопровождающееся совершенствованием количественных характеристик ресурсов кристаллов и характеристик их быстродействия.

Появление многокристальных вычислительных средств дало возможность разработчикам решать комплексные задачи, разбивая их при этом на несколько функциональных блоков, и реализуя каждый из них на отдельном кристалле ПЛИС; а также эффективно реализовывать распараллеливание задач, которые при аппаратной реализации задействуют ресурсы только одного кристалла ПЛИС. А в том случае, когда аппаратная реализация задачи задействует менее половины ресурсов ПЛИС, то распараллеливание можно осуществлять и внутри кристалла (путем размещения в нем нескольких эффективно реализованных IP-ядер) и на межкристальном уровне. Такие методы распараллеливания могут использоваться при построении мобильных FPGA-кластеров.

В данный момент в мире выпущено большое количество многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств различных производителей. Одним из известных производителей рассматриваемых аппаратных платформ является система SOPACOBANA одноименной немецкой фирмы [1]. Данная система реализована на базе ПЛИС с архитектурой FPGA фирмы Xilinx XC3S1000-4. Система содержит 20 процессорных модулей, каждый из которых выполнен на базе 6 FPGA. Система имеет возможность загрузки конфигурационных последовательностей разработанных проектов от персонального компьютера, что позволяет конфигурировать ее на различные задачи, определенные пользователем.

Другим известным производителем многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств является фирма Picoscomputing (США) [2], которая производит несколько вариантов аппаратных платформ на основе ПЛИС семейств Spartan 6, Virtex 5, Virtex 6 фирмы Xilinx, позволяющих получать масштабируемые вычислительные

системы различной производительности. В данных вычислительных системах, по сравнению с COPACOBANA, используются более современные семейства ПЛИС.

Известным производителем многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств также является фирма SciEngines (Германия) [3], которой разработаны комплексные вычислительные платформы с использованием систем COPACOBANA, а также разработано новое семейство вычислительных платформ RIVYERA на базе FPGA семейств Spartan 3, Spartan 6, Virtex 6 фирмы Xilinx. Следует отметить, что в системе RIVYERA дополнительно к каждой из ПЛИС подключена память DRAM, что может быть использовано при решении задач, требующих хранения данных.

Разработкой многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств также занимается фирма Dini Group (США) [4], которая производит большое количество аппаратных платформ на основе ПЛИС современных семейств фирм Xilinx и Altera.

В России разработкой многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств занимается "НИЦ супер-ЭВМ и нейрокомпьютеров" (г. Таганрог). На базе его разработок строятся реконфигурируемые вычислительные системы, которые успешно применяются для решения задач цифровой обработки сигналов [5]. У данного производителя имеется множество реализаций аппаратных платформ, таких как «РУПК-25», «РУПК-50», «Ригель-2», «Орион-5» (рис. 1.), «Орфей» и др. на базе ПЛИС современных семейств фирмы Xilinx различного исполнения, а также всё необходимое разработчику системное и прикладное программное обеспечение.



Рис. 1. Плата вычислительного модуля «Орион-5»

Таким образом, был проведен анализ аппаратных платформ многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств на базе ПЛИС. Бурное развитие рынка таких систем в последнее время позволяет проводить научные исследования, направленные на создание методологий применения многокристальных реконфигурируемых вычислительных средств на базе ПЛИС для быстрого решения задач цифровой обработки сигналов.

#### Список литературы

1. FPGA-based COPACOBANA Cluster (Cost Optimized Code Breaker) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.copacobana.org/docs>. – Дата доступа: 07.11.2013.
2. FPGA Clusters for Performance and Scalability. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.picoscomputing.com/>. – Дата доступа: 20.11.2013.
3. Sciengines. Massively parallel computing [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sciengines.com/products/computers-and-clusters>. – Дата доступа: 05.12.2013.
4. Big FPGA Boards High Performance Computing. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dinigroup.com/new/products.php>. – Дата доступа: 02.01.2014.
5. *Каляев И.А., Левин И.И., Семерников Е.А.* // Матер. 14-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012». Москва, 2012 г. С. 377-381.

## ПЕРЕДИСКРЕТИЗАЦИЯ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА, СОГЛАСОВАННАЯ С ЧАСТОТОЙ ОСНОВНОГО ТОНА

М.И. ВАШКЕВИЧ<sup>1</sup>, И.С. АЗАРОВ<sup>2</sup>, Д.С. ЛИХАЧЕВ<sup>3</sup>, А.А. ПЕТРОВСКИЙ<sup>4</sup>

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь

<sup>1</sup>vashkevich@bsuir.by, <sup>2</sup>azarov@bsuir.by, <sup>3</sup>likhachov@bsuir.by, <sup>4</sup>palex@bsuir.by

Рассматривается задача согласованной с основным тоном передискретизации речевого сигнала. Предложенное решение позволяет выполнять динамическое масштабирование временной оси таким образом, чтобы на каждый период частоты основного тона речевого сигнала приходилось равное число временных отсчетов. Приводятся результаты экспериментов.

*Ключевые слова:* частота основного тона, обработка речевых сигналов.

Речевой сигнал представляет собой сложный нестационарный процесс. Важной его отличительной чертой является наличие фрагментов, имеющих гармоническую структуру. Они отвечают за вокализованные звуки (например «о», «а», «э» и проч.). Для многих вокализованных звуков характерна нестабильность частоты основного тона. Вследствие чего спектральный анализ таких звуков делается затруднительным. Это представляет сложную проблему в тех случаях, когда необходимо выполнить оценку параметров отдельных гармоник вокализованного сигнала. В частности такая задача возникает при использовании синусоидальной модели речевого сигнала

$$s(n) = \sum_{k=1}^K A_k(n) \cos \varphi_k(n) + r(n),$$

где  $A_k(n)$  – мгновенная амплитуда  $k$ -й гармоники,  $K$  – число гармоник,  $\varphi_k(n)$  – мгновенное значение фазы  $k$ -ой гармоники,  $r(n)$  – шумовая составляющая сигнала [1]. Мгновенная частота  $f_k(n)$  связана с мгновенной фазой следующим соотношением:  $\varphi_k(n) = \sum_{i=0}^n \frac{2\pi f_k(i)}{F_s} + \varphi_k(0)$ , где  $F_s$  – частота дискретизации и  $\varphi_k(0)$  – начальная фаза  $k$ -ой гармоники. Приближенно можно считать, что частота каждой гармоники является кратной частоте основного тона т.е.  $f_k(n) \approx F_0(n)k$ , где  $F_0(n)$  – основной тон.

В данной работе для упрощения задачи оценки параметров отдельных гармоник вокализованного сигнала предлагается способ передискретизации речевого сигнала согласованно с частотой основного тона. Делается допущения, что для вокализованного речевого сигнала  $s(n)$  известен контур частоты основного тона  $f_0(n)$ . Целью передискретизации сигнала является перерасчет его в новые моменты времени  $m$  таким образом, чтобы на каждый период основного тона приходилось равное количество отсчетов  $N_{F_0}$ . Временные метки  $m$  отстоят друг от друга на неравные интервалы, которые зависят от частоты основного тона.

Каждому входному отсчету речевого сигнала  $s(n)$  ставится в соответствие фазовую отметку  $p = \varphi(n) = \sum_{i=0}^n f_0(i)$ , где  $f_0(i)$  – нормализованная круговая частота основного тона в момент времени  $i$ . Новые временные моменты  $m$ , в которые необходимо перерасчитать входной сигнал, определяются как

$$m = \varphi^{-1}(q/N_{F_0}),$$

где  $q$  – это индекс отсчета в деформированной временной области. Рис. 1,а поясняет приведенную идею вычисления  $\varphi^{-1}(\cdot)$ .

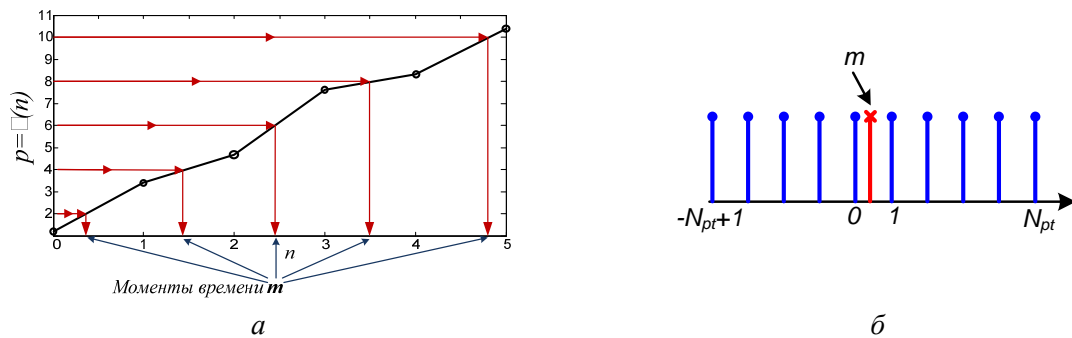


Рис. 1. Расчет моментов времени: вычисление моментов (а); нормировка (б)

Восстановление значения сигнала в заданный момент времени выполняется с использованием теоремы Котельникова, согласно которой:  $s(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \text{sinc}\left(\frac{m-nT}{T}\right)$ , где  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x}$ ,  $T$  – интервал дискретизации, а  $s(nT)$  – значения сигнала в дискретные моменты времени  $nT$ . Для простоты примем  $T = 1$ , тогда  $s(nT) = s(n)$ . Для практического использования в выражении для  $s(m)$  ограничивают пределы суммирования, выбирая  $N_{pr}$  точек сигнала предшествующих моменту  $m$  и  $N_{pr}$  последующих:  $s(m) = \sum_{n=-N_{pr}}^{N_{pr}} s(n) \text{sinc}(m-n)$ . Для каждого вычисления  $s(m)$  временные отметки пересчитываются таким образом, чтобы момент  $m$  попадал в диапазон от 0 до 1. Это позволяет подготовить таблицу с заранее рассчитанными значениями функции sinc для разных смещений в диапазоне от 0 до 1. Использование таблицы дает возможность избежать многократного вычисления функции синус в процессе вычисления. Результат работы предложенного способа показан на рис. 2.

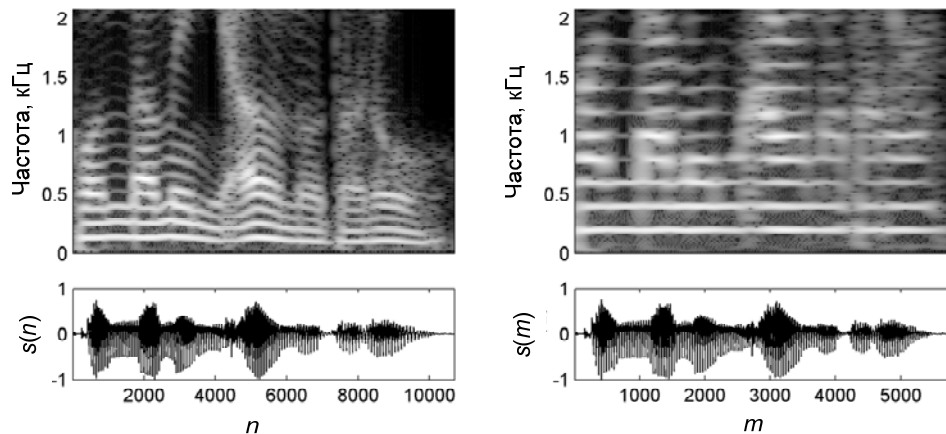


Рис. 2. Результат передискретизации согласованной с частотой основного тона

Сигнал, получаемый после передискретизации имеет постоянную частоту основного тона. Вследствие этого процедура оценка параметров отдельных гармоник сигнала может быть значительно упрощена.

#### Список литературы

1. Abe, T. and Honda, M. “Sinusoidal model based on instantaneous frequency attractors”, IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, Volume: 14, Issue 4, pp. 1292 – 1300, July 2006.

# ЛИНГВИСТИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ РЕЧЕВОГО КОРПУСА. РУССКИЕ РЕЧЕВЫЕ КОРПУСА

М.Ю. СИМАКОВА

*Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова  
Ленинские горы, д. 1, г. Москва, 119991, Российская Федерация  
friesan@yandex.ru*

В статье рассмотрены вопросы построения речевых корпусов как технологических, так и общего назначения. Также обсуждаются лингвистические проблемы, возникающие на этапах проектирования корпуса. Дана краткая характеристика русских речевых корпусов в основном общего назначения.

*Ключевые слова:* моделирование речевых корпусов, русские речевые корпуса.

Речевые корпуса широко используются в качестве лингвистического инструмента для решения разного рода фундаментальных и прикладных задач. Под речевым корпусом понимают структурированное множество речевых фрагментов, которое обеспечено программными средствами доступа к отдельным элементам корпуса. Речевой фрагмент, в свою очередь, представляет собой «оцифрованный фрагмент речевого сигнала, который сопровождается ассоциированной информацией определенного типа – аннотацией» [1]. Речевой корпус может быть эффективно применен не только при создании, обучении и тестировании систем распознавания и синтеза речи, но также быть полезным и для фундаментальной науки (с целью выявления и осмысления лингвистических фактов), для обучения (иностранному языку), в лингвокриминалистике и медицинской диагностике.

Процесс создания речевого корпуса (РК) достаточно сложен. Материал для конкретного корпуса требуется отобрать, записать, оцифровать и описать согласно требованиям исследования, т.е. аннотировать. Содержание аннотации для каждого корпуса определяется его разработчиками, в соответствии с необходимой в данном проекте лингвистической и экстралингвистической информацией. На каждом из этапов создания корпуса исследователь сталкивается с различного рода лингвистическими проблемами. Наиболее трудоемким является процесс озвучивания корпуса, так как для сбора разнообразного речевого материала требуется обычно записать большое количество дикторов (их число зависит от типа корпуса, в среднем для исследовательских корпусов и корпусов для распознавания речи – это 50–100 человек), и последующего аннотирования полученных аудиофайлов. Помимо названных проблем существуют и другие. В частности, разработка эффективного программного обеспечения для работы с речевым материалом, стандартизация аннотаций, создание больших и информационно богатых РК, обеспечение их общедоступности и многопрофильности и, наконец, достаточное финансирование для осуществления всех намеченных целей.

В нижеследующей таблице в качестве примера корпусных разработок по устной речи приведены характеристики некоторых русских РК. Рассмотрены корпуса общего назначения. Стоит сразу отметить, что работа над некоторыми проектами еще не закончена.

Название	Краткое описание	Целевое назначение
Один речевой день. 2000-2002 гг. ИСА и РАН с участием компании Cognitive Technology Ltd.	Диалоги, каждая реплика аннотирована по нескольким основным уровням, единица описания - графическое слово целиком + «паралингвистические явления».	Изучение живой устной речи.
Интонация русского диалога Проект речевой группы филологического ф-та МГУ, 2005–2009 гг.	Записи естественного диалогического дискурса в средствах массовой информации. Базовая единица – отдельная реплика = Аудиофайл + просодическая транскрипция.	Изучение функций и формы фразовой просодии русской речи.
МУРКО Мультимедийный русский корпус Подкорпус НКРЯ. Общий доступ с 2010 г.	Аудиозаписи и кинофильмы, разрезанные на небольшие фрагменты. Базовая единица: Кликст — пара «клип + текст».	Мультимодальное изучение устной речи: звук + жест.
КРЛЯ Корпус русского литературного языка (СПб) Подкорпус НКРЯ.	Звучащие тексты + фонетическая транскрипция.	Разработка антропоморфных алгоритмов преобразования речевого сигнала в линейную последовательность лексических единиц
RuSpeech ИСА и РАН с участием Cognitive Technology Ltd. и сотрудников речевой группы кафедры ТиПЛ филологического ф-та МГУ, 2000–2002 гг.	Звучащая речь в режиме чтения + транскрипция.	Создание дикторонезависимой системы распознавания слитной русской речи.

#### Список литературы

1. Кривнова О.Ф. Речевые корпуса на новом технологическом витке // Речевые технологии 2, 2008. – 96 с.
2. Кодзасов С.В., Архипов А.В., Захаров Л.М., Кривнова О.Ф. База данных «Интонация русского диалога»: реплики-сообщения // Компьютерная лингвистика и интеллектуальные технологии. Труды международной конференции «Диалог 2007».
3. Bogdanov D. Russian large-scale speech corpus RuSpeech // SPECOM'.
4. Гришина Е.А. Национальный корпус русского языка как источник сведений об устной речи // Речевые технологии 3, 2008. – 96 с.
5. Богданова Н.В., Асиновский А.С. и др. Звуковой корпус русского языка «Один речевой день»: пути пополнения и первые результаты исследования // Конференция Диалог 2008. Электронные ресурсы.
6. Корпус русского литературного языка – КРЛЯ. <http://www.narusco.ru/>.

## КОНВЕРСИЯ ГОЛОСА НА ОСНОВЕ МНОЖЕСТВЕННОЙ РЕГРЕССИОННОЙ ФУНКЦИИ ОТОБРАЖЕНИЯ

В.А. ЗАХАРЬЕВ, А.А. ПЕТРОВСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
zahariev@bsuir.by, palex@bsuir.by*

В докладе рассматриваются вопросы развития методов конверсии голоса. На основе статистических моделей, предлагается расширение стандартной функции конверсии путём выявления и учёта большего количества корреляционных связей между характеристиками дикторов и увеличению числа предикторов в составе множественной регрессионной функции отображения.

*Ключевые слова:* конверсия голоса, гауссовы смеси, множественная регрессионная модель.

Конверсия голоса (КГ) – это технология обработки речевого сигнала, позволяющая реализовать процесс трансформации параметров голоса, характеризующих речь исходного диктора (ИД), в параметры целевого (ЦД) [1]. Её центральной задачей является поиск функции конверсии, позволяющей выполнить оптимальное отображение вектора параметров, характеризующих речь исходного диктора, на каждом фрейме анализируемого сигнала, в параметры целевого диктора. Наборы таких векторов параметров для ИД и ЦД образуют соответствующие акустические пространства. В качестве критерия оптимальности преобразования, как правило, выступает минимум расстояния между сконвертированными векторами в данных пространствах. Функция КГ может быть реализована с использованием различных методов и моделей представления о том, какими характеристиками обладают и как между собой связаны оба пространства параметров ИД и ЦД [1].

Наиболее популярным из статистических методов, доказавших свою эффективность применения, является статистическая модель на основе множественных гауссовых смесей (МГС) [2]. Данная модель позволяет выполнить нежёсткую классификацию пространств дикторов, с учётом того что классы могут перекрываться, а также построить непрерывную функцию конверсии основанную на мягкой классификации [3]. Результаты конверсии на основе данных функций выгодно отличались от конверсии на основе подходов с жёсткой кластеризацией пространства параметров, например, векторного квантования, поскольку позволяли избежать возникновения артефактов в выходном речевом сигнале [4]. Функция конверсии на основе модели МГС может быть представлена:

$$F(\mathbf{x}) = \sum_{q=1}^Q p_q(\mathbf{x}) [\mathbf{v}_q + \mathbf{\Gamma}_q \mathbf{\Sigma}_q^{-1} (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_q)],$$

где  $p_q(\mathbf{x})$  – апостериорная вероятность того что входного вектор  $\mathbf{x}$  принадлежит  $q$ -ой гауссовой компоненте,  $\mathbf{\Gamma}_q$  – кроссковариационная матрица для векторов ИД и ЦД, а  $\mathbf{v}_q$  – вектор средних значений для ЦД  $q$ -ой компоненты соответственно. Параметры  $\{\mathbf{v}_q, \mathbf{\Gamma}_q\}$  вычисляются с применением методов среднеквадратической оптимизации с целью минимизации ошибки преобразования между сконвертированными и целевыми векторами на обучающей выборке. Эксперименты над системой построенной на базе

представленной выше функции показали хорошие результаты. Однако, является очевидным тот факт, что данный метод рассматривает последовательность векторов обучения как простой набор элементов для которых статистические связи присутствуют лишь для одной пары в каждый  $i$ -ый момент времени (рис. 1, *а*). Таким образом, данный метод учитывает исключительно пространственную корреляцию между векторами параметров без учета того, что параметры речевого сигнала не изменяются мгновенно, и поэтому обладают некоторой эргодичностью, что позволяет учесть не только пространственные но и континуальные корреляционные между смежными векторами параметров речевого сигнала (рис 1, *б*).

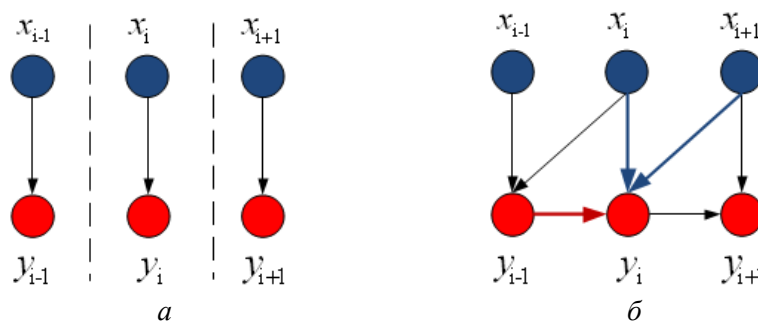


Рис. 1. Виды зависимостей между парами векторов обучающей последовательности:  
*а* – независимая модель; *б* – Марковский процесс

В докладе предложена эргодическая модель, которая учитывает зависимость в последовательности векторов не только для исходного, но и для целевого диктора, придавая тем самым последовательности свойства Марковского процесса. Таким образом, если элементы обучающей выборки целевого диктора условно считать состояниями модели, то регрессия учитывает следующие состояния

$$y_i = \sum_{q=1}^Q p_q(x_i, y_{i-1}, x_{i+1}) [v_q + \Phi_q \bar{x}_i^q + \Psi_q \bar{y}_{i-1}^q + \Omega_q \bar{x}_{i+1}^q],$$

Для определения параметров множественной регрессионной функции метод на основе совместной плотности вероятности применён быть не может. Поэтому поиск коэффициентов данной модели ведётся на основе более общего метода на базе наименьших квадратов. Таким образом, за счёт введения в регрессионную модель новых предикторов, учитывающих дополнительную статистическую информацию, и расширения функции конверсии, удаётся более эффективно осуществлять конверсию голоса, без внесения существенных артефактов в результирующий речевой сигнал, при этом сохранив высокие характеристики узнаваемости.

#### Список литературы

1. Moulines, E. Voice conversion: State of the art and perspectives / E. Moulines, Y. Sagisaka // *Speech Communication*. – 1995. – Vol. 16. – P. 125–224.
2. Bishop, C. M. *Pattern Recognition and Machine Learning (Information Science and Statistics)* / Christopher M. Bishop. – Secaucus, NJ, USA : Springer-Verlag New York, Inc., 2007. – 738 p.
3. Stylianou, Y. Statistical methods for voice quality transformation. / Yannis Stylianou, Olivier Cappe, Eric Moulines // *Proc. of European Conference on Speech Communication and Technology*. – Madrid, 1995. – P. 447–450.
4. Arslan, L. Speaker transformation algorithm using segmental codebooks (STASC) / L. Arslan // *Speech Communication*. – 1999. – Vol. 28, no. 3. – P. 211–226.



## СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

М.Э. ГУК<sup>1</sup>, В.С. ЮДЕНКОВ<sup>2</sup>

*Белорусский национальный технический университет  
пр-т Независимости, 65, г. Минск, 220013, Республика Беларусь  
<sup>1</sup>mark.guk.e@gmail.com; <sup>2</sup>yudenvovs@mail.ru*

С развитием микроэлектроники и электротехники в настоящее время ключевой задачей становится оптимальное управление как средство энергосбережения и улучшения характеристик систем. Рассматривается синтез регулятора с переключаемой структурой для управления тяговым асинхронным электродвигателем. Переключение структур управления позволяет использовать электродвигатель оптимально по энергетическому критерию в режимах пуска, торможения и в установившемся режиме.

*Ключевые слова:* синтез регулятора, управление асинхронным двигателем, магистральный метод оптимизации.

При проектировании электроприводов в первую очередь учитываются показатели производительности, в то время как параметры эффективности в большей мере зависят от режимов эксплуатации и не могут в полной мере быть учтены на данном этапе. Поэтому задача эффективного использования электропривода по комплексному критерию, включающему производительность и эффективность, ложится на блок управления. Сложность разработки оптимального управления заключается в нелинейности самого управляемого объекта, а также в комплексности критерия оптимальности. Использование в системах управления цифровых П-, ПИ-, ПИД-регуляторов не даёт существенного улучшения качества процесса при отработке больших рассогласований по скорости или по положению, и не обеспечивает экономию энергетических ресурсов. Для улучшения работы в этих режимах целесообразно применять комбинированную систему (алгоритм) с переключаемой структурой. При малых рассогласованиях работает оптимальная стабилизация. При больших рассогласованиях происходит переключение структуры и в работу включается цифровой регулятор (алгоритм) для оптимизации системы в «большом». Первоначальным этапом синтеза является определение критерия качества управления, например по минимальному потреблению энергии:

$$I = \lambda_1 \Delta P(T) + \lambda_2 T = \int_0^T (\lambda_1 \Delta p(t) + \lambda_2) dt = \int_0^T F(t) dt \rightarrow \min,$$

где  $\lambda_1, \lambda_2$  – множители Лагранжа,  $\Delta p(t)$  – потери энергии в электроприводе.

Затем используя асимптотическую процедуру оптимизации режима отработки скачка задания скорости получаем уравнения оптимального регулятора для данного критерия качества.