

Учреждение образования
**БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

УДК 621.391; 519.72

ВАШКЕВИЧ
Максим Иосифович

**СИНТЕЗ НЕРАВНОПОЛОСНЫХ
КОСИНУСНО-МОДУЛИРОВАННЫХ БАНКОВ ФИЛЬТРОВ
С ФАЗОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ И БЫСТРОЕ
ПРОТОТИПИРОВАНИЕ ИХ НА СТРУКТУРЫ
СЛУХОВЫХ ПРОЦЕССОРОВ**

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

по специальности 05.13.05 – Элементы и устройства вычислительной
техники и систем управления

Минск 2012

Работа выполнена в учреждении образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Научный руководитель **Петровский Александр Александрович**,
доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электронных вычислительных средств учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»

Официальные оппоненты: **Крот Александр Михайлович**,
доктор технических наук, профессор, заведующий лабораторией моделирования самоорганизующихся систем государственного научного учреждения «Объединенный институт проблем информатики» Национальной академии наук Беларуси

Бранцевич Пётр Юльянович,
кандидат технических наук, доцент кафедры программного обеспечения информационных технологий учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»

Оппонирующая организация Белорусский государственный университет

Защита состоится 6 июня 2013 г. в 14.00 на заседании совета по защите диссертаций Д 02.15.01 при учреждении образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» по адресу: 220013, Минск, ул. П. Бровки, 6, корп. 1, ауд. 232, тел. 293-89-89, e-mail: dissovnet@bsuir.by.

КРАТКОЕ ВВЕДЕНИЕ

По данным всемирной организации здравоохранения на 2005 г. около 278 миллионов человек в мире имели умеренные или серьезные нарушения слуха. Большой частью слуховой дисфункцией страдают люди в трудоспособном возрасте. Поэтому возвращение или улучшение слуха таким людям представляет собой важную медико-социально-экономическую проблему. Важное место в общем комплексе мер по слуховой реабилитации людей, страдающих тугоухостью, занимает применение слуховых аппаратов.

Задача слухового аппарата заключается в подгонке динамического диапазона речевого сигнала и повседневных звуков в ограниченный динамический диапазон нарушенного слуха. Этот процесс компрессии динамического диапазона представляет собой отображение слышимого диапазона сигнала в область остаточного восприятия. Более того, тугоухость имеет частотно-зависимый характер, т.е. слуховой аппарат должен выдерживать разные динамические уровни в различных частотных диапазонах. Решение данной проблемы достигается применением многоканальных систем, таких как банки фильтров с различной степенью компрессии в каждом канале. При проектировании подобных банков фильтров требуется найти компромисс между частотным разрешением и групповой задержкой сигнала в банке фильтров. Увеличение задержки между входом и выходом слухового аппарата более чем на 6–8 мс приводит к появлению эффекта эха. Кроме того, банк фильтров должен быть максимально согласован с частотным разрешением восприятия акустической информации человеком. Требования к длительной работе слухового аппарата без подзарядки и режиму реального масштаба времени накладывает ограничение на вычислительную сложность банка фильтров, которая должна быть невысока, чтобы обеспечить низкое энергопотребление аппаратной реализации банка фильтров.

В диссертационной работе предлагается подход к синтезу и аппаратной реализации неравнополосных косинусно-модулированных банков фильтров. Разработаны методы и алгоритмы обработки сигнала для повышения разборчивости речи в слуховом аппарате, основанные на использовании неравнополосного банка фильтров.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Связь работы с крупными научными программами и темами

Диссертационная работа выполнена в соответствии с научно-техническими заданиями и планами работ кафедры электронных вычислительных средств и НИЛ 3.1 «Мультипроцессорные системы реального

времени» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники в ходе составной части научно-исследовательской работы (НИР) «Разработка инструментальных средств и IP-ядер для средств мультимедиа на платформе ML-401» (ГБ 20081733), а также НИР «Структурный синтез процессора неравнополосного банка цифровых фильтров для слуховых протезов и его реализация на ПЛИС типа FPGA» (ГБЦ 09-3105) и НИР «Синтез неравнополосных банков фильтров и их быстрое прототипирование на структуры процессоров слуховых аппаратов» (ГБЦ 11-7035), выполненных в рамках гранта Министерства образования Республики Беларусь и гранта Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований.

Тема диссертации соответствует приоритетным направлениям фундаментальных и прикладных научных исследований, в частности, пункту 5.4 «Математические и интеллектуальные методы, информационные технологии и системы распознавания и обработки образов, сигналов, речи и мультимедийной информации» Перечня приоритетных направлений фундаментальных и прикладных научных исследований Республики Беларусь на 2011–2015 гг.

Цель и задачи исследования

Целью работы является разработка методов, алгоритмов и устройств для обработки сигнала в слуховых аппаратах, которые позволят уменьшить задержку сигнала, обеспечить согласованность обработки со слуховой системой человека, а также снизить требования к производительности целевой аппаратной платформы.

Поставленная цель работы определяет следующие задачи:

1. Анализ методов построения банков фильтров, используемых в современных слуховых аппаратах, и разработка метода расчета и оптимизации неравнополосного банка фильтров.
2. Разработка эффективных алгоритмов реализации неравнополосного банка фильтров для снижения требований к производительности аппаратной платформы процессора слухового аппарата.
3. Разработка структур вычислительных блоков неравнополосного банка фильтров, позволяющих организовать параллельную обработку сигнала в процессоре слухового аппарата.
4. Разработка алгоритмов на основе неравнополосного банка фильтров, реализующих основные функции слухового аппарата, таких, как компрессия динамического диапазона, компенсация потери слуха, шумоподавление и компенсация эффекта акустической обратной связи.

Объектом исследования является слуховой аппарат – электронное звукоусиливающее устройство, применяемое при нарушении слуха. *Предметом исследования* выступают структура, алгоритмы обработки сигнала и методы расчета отдельных элементов слухового аппарата, а также их аппаратно-программная реализация.

Решение рассматриваемых в диссертации задач требует применения методов цифровой обработки сигналов, психоакустики, математического анализа, теории вероятностей и математической статистики, абстрактной и линейной алгебры, теории групп и теории Галуа.

Положения, выносимые на защиту

1. Метод расчета передискретизированного неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров, позволяющий уменьшить искажения, вносимые при децимации/интерполяции сигналов в каналах банка фильтров. Отличительной чертой метода является возможность учитывать при расчете конкретные значения коэффициентов децимации/интерполяции канальных сигналов.

2. Алгебраический метод синтеза быстрых алгоритмов дискретного косинусного преобразования, особенностью которого является отсутствие ограничения на размер преобразования.

3. Метод субполосной компенсации эффекта акустической обратной связи на основе неравнополосного банка фильтров, который в отличие от существующих не вносит дополнительной задержки в путь распространения сигнала в прямом канале слухового аппарата.

4. Структура слухового аппарата на основе неравнополосного банка фильтров с субполосной компенсацией эффекта акустической обратной связи, которая в отличие от существующих позволяет выполнять обработку сигнала с малой алгоритмической задержкой, порядка 4 мс.

Личный вклад соискателя

Результаты, приведенные в диссертации, получены соискателем лично. Вклад научного руководителя д-ра техн. наук, профессора А.А. Петровского связан с постановкой цели и задач исследования, определением возможных путей решения поставленных задач и обсуждением результатов исследований, проведенных автором. В публикациях с соавторами вклад соискателя определяется рамками излагаемых в диссертации результатов.

Апробация результатов диссертации

Результаты, полученные в ходе выполнения исследований, докладывались и обсуждались на 10-, 13-, и 14-й международных конференциях

«Цифровая обработка сигналов и ее применение» (Москва, Россия, 2008, 2011, 2012); 13-й международной конференции «Современные средства связи» (Минск, Беларусь, 2008); the 10th International Conference «Pattern Recognition and Information Processing» (Minsk, Belarus, 2009); Международной конференции-форуме «Информационные системы и технологии» (Минск, Беларусь, 2009); 9-й международной научно-технической конференции «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии» (Владимир, Россия, 2010); International conference «Signals and electronic systems» (Gliwice, Poland, 2010); 7-й международной конференции «Автоматизация проектирования дискретных систем» (Минск, Беларусь, 2010); International communication conference «Wireless mobile and computing» (Shanghai, China, 2011); 20th European signal processing conference (Bucharest, Romania, 2012); International conference «Signals and electronic systems» (Wroclaw, Poland, 2012).

Опубликованность результатов диссертации

По тематике диссертационной работы опубликована 21 печатная работа, в том числе 6 статей в рецензируемых научных журналах, 12 статей в сборниках материалов научных конференций, 2 главы в монографии и 1 ресурс удаленного доступа. Общий объем публикаций составляет 7,8 авторских листов. Результаты работы включены в 3 отчета по НИР.

Структура и объем диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, общей характеристики работы, пяти глав, заключения, библиографического списка и четырех приложений. В **главе 1** проведен анализ существующих подходов к построению слуховых аппаратов. Рассматриваются основные функции, выполняемые слуховым аппаратом, а также предлагается подход к обработке сигнала в слуховом аппарате, основанный на использовании неравнополосного банка фильтров. В **главе 2** выполняется разработка метода проектирования неравнополосных косинусно-модулированных банков фильтров, которые используются как для декомпозиции сигнала в прямом канале слухового аппарата, так и для построения системы компенсации эффекта акустической обратной связи (АОС). В **главе 3** выполнена разработка метода синтеза быстрых алгоритмов дискретного косинусного преобразования (ДКП), которые являются важным компонентом эффективной реализации неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров. **Глава 4** посвящена разработке методов и алгоритмов обработки сигнала в слуховом аппарате на базе неравнополосного банка фильтров, среди которых алгоритм шумоподавления, компрессии динамического диапазона, а

также метод субполосной компенсации эффекта АОС. В **главе 5** обсуждаются вопросы аппаратной реализации вычислительных элементов слухового аппарата на основе неравнополосного банка фильтров, предложен метод реализации быстрого алгоритма ДКП с использованием техники кодирования алгебраическими числами. В **приложениях** приводятся краткие сведения из теории Галуа, основные свойства полиномов Чебышева, которые необходимы для понимания материала, излагаемого в главе 4, а также акты внедрения результатов диссертационной работы.

Общий объем диссертации составляет 156 страниц, из них 90 страниц основного текста, 80 иллюстраций на 31 странице, 13 таблиц на 9 страницах, 4 приложения на 10 страницах, библиография из 132 источников, включая 21 собственную публикацию автора, на 12 страницах.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

В **первой главе** представлен анализ современных подходов к построению цифровых слуховых аппаратов, а также формулируются основные требования, предъявляемые к ним. Показано, что к наиболее важным требованиям относятся ограничение по времени – задержка сигнала в слуховом аппарате не должна превышать 6–8 мс, а также низкое энергопотребление. Проводится обзор методов обработки сигнала в слуховых аппаратах на основе дискретного преобразования Фурье, банков фильтров, а также цифровой фильтрации во временной области. Показано, что в ряде случаев алгоритмическая задержка составляет от 25 до 12 мс, а используемые методы частотного анализа сигнала не согласованы со слуховой системой человека. Предлагается структура слухового аппарата, использующего для частотного анализа сигнала неравнополосный косинусно-модулированный банк фильтров (НКМБФ) [19–А].

Общая структура предлагаемого слухового аппарата показана на рисунке 1. Основным элементом структуры слухового аппарата является блок модификации спектра сигнала (БМСС), выполняющий функции компрессии динамического диапазона, шумоподавления и компенсации потери слуха. Другой важной частью структуры является субполосная адаптивная система компенсации эффекта акустической обратной связи (АОС), которая за счет параллельного включения и использования механизма предсказания не увеличивает задержку сигнала в прямом канале слухового аппарата. Последние результаты в области адаптивной фильтрации показывают, что неравнополосные адаптивные структуры в ряде случаев превосходят равнополосные по таким параметрам, как скорость сходимости и/или модельная ошибка. На основе анализа подходов построения неравнополосных банков

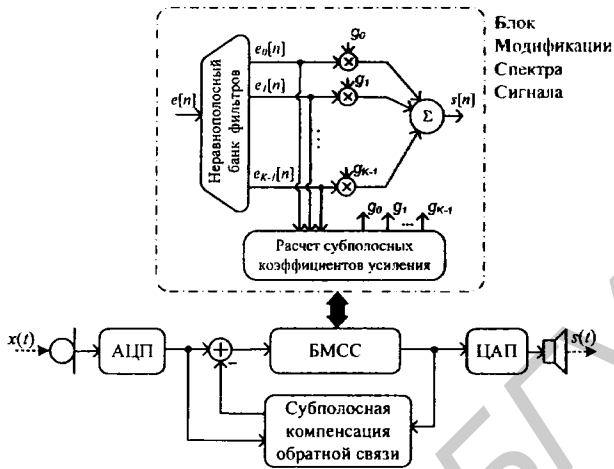


Рисунок 1 – Структура предлагаемого слухового аппарата

фильтров в работе для реализации системы компенсации АОС предложено использовать НКМБФ, субканальные сигналы которого являются действительными числами, а конфигурация полос регулируется только одним параметром [1–А, 2–А, 9–А].

Вторая глава посвящена разработке метода проектирования передискретизированного НКМБФ [1–А, 2–А, 3–А, 9–А, 15–А, 17–А]. Данный банк фильтров (рисунок 2) образуется из своего равнополосного аналога путем применения фазового преобразования, т. е. замены всех элементов задержки на фазовые звенья $z^{-1} \rightarrow A(z)$. Передаточные функции фильтров анализа и синтеза M -канального НКМБФ записываются как

$$H_k(z) = a_k b_k H(A^{-1}(z)W_{2M}^{(k+1/2)}) + a_k^* b_k^* H(A^{-1}(z)W_{2M}^{-(k+1/2)}),$$

$$F_k(z) = a_k^* b_k H(A^{-1}(z)W_{2M}^{(k+1/2)}) + a_k b_k^* H(A^{-1}(z)W_{2M}^{-(k+1/2)}),$$

где $a_k = e^{j(-1)^k \pi/4}$,

$$b_k = W_{2M}^{\frac{N-1}{2}(k+1/2)},$$

$$W_M = e^{j2\pi/M},$$

$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h[n]z^{-n}$ – фильтр-прототип нижних частот,

b^* – обозначает число, комплексно-сопряженное с b .

Передаточная функция фазового звена имеет вид

$$A(z) = \frac{z^{-1} + \alpha}{1 + \alpha z^{-1}}, \quad \alpha \in \mathbb{R}, \quad |\alpha| < 1, \quad A(e^{j\omega}) = e^{j\varphi(\omega)},$$

где

$$\varphi(\omega) = \omega - 2 \arctan \frac{\alpha \sin \omega}{1 + \alpha \cos \omega}.$$

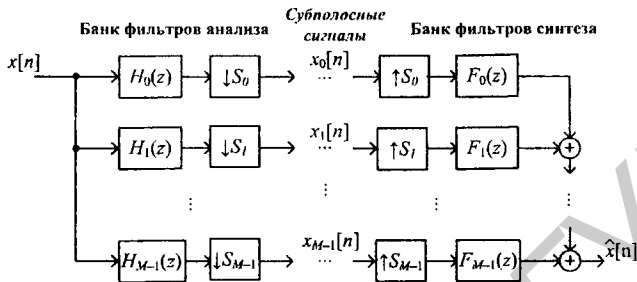


Рисунок 2 – Общая структура банка фильтров

Ширина частотных полос банка фильтров определяется коэффициентом α фазового звена. На рисунке 3 показан процесс формирования неравнополосного банка фильтров. Важным вопросом при проектировании неравнополосного банка фильтров является выбор коэффициентов децимации/интерполяции [10–А]. В работе предложен способ их расчета, исходными параметрами для которого выступают число каналов банка фильтров M и коэффициент деформации частотной оси α [17–А, 3–А].

Главной задачей, решаемой во второй главе, является разработка метода расчета фильтра-прототипа НКМБФ. Передаточная функция данного банка фильтров имеет вид

$$T_{all}(z) = T_{dist}(z) + T_{alias}(z), \quad (1)$$

где $T_{dist}(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z)$,

$$T_{alias}(z) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=1}^{S_k-1} H_k(zW_{S_k}^l)F_k(z).$$

Условием полного восстановления сигнала в банке фильтров являются равенства $T_{dist}(z) = z^{-D}$ и $T_{alias}(z) = 0$. Этим условиям трудно удовлетворить, поэтому часто требуют только приближительного равенства. Для получения коэффициентов фильтра-прототипа НКМБФ формулируется следующая задача оптимизации:

$$\min_{\mathbf{h}} \max |E(\omega)|, \quad (2)$$

где \mathbf{h} – вектор коэффициентов фильтра-прототипа,

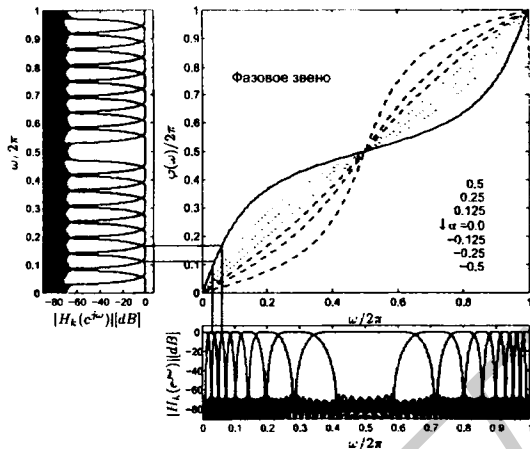


Рисунок 3 – Деформация оси частот при формировании неравнополосного банка фильтров

$E(\omega)$ – функция ошибки (мера искажений, вносимых банком фильтров), определяемая как

$$E(\omega) = |T_{all}(e^{j\omega})|^2 - 1, \quad \omega \in [0, \pi].$$

Решения минимаксной задачи (2) можно достичь, минимизировав взвешенную по наименьшим квадратам функцию ошибки. Для этого вводится целевая функция

$$g = \sum_{\omega \in [0, \pi]} B(\omega) |E(\omega)|^2,$$

где $B(\omega)$ – неотрицательная весовая функция.

Известно, что частотную характеристику КИХ-фильтра с линейной ФЧХ можно записать в виде

$$H(\omega) = e^{-j[(N-1)\omega/2]} C^T(\omega) \mathbf{h},$$

где

$$C(\omega) = \left[2 \cos\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad 2 \cos\left(\frac{3\omega}{2}\right) \quad \dots \quad 2 \cos\left(\frac{[N-1]\omega}{2}\right) \right]^T.$$

Используя приведенные выражения, передаточную функцию НКМБФ можно представить в виде

$$T_{all}(e^{j\omega}) = \mathbf{h}^T \mathbf{U}(\omega) \mathbf{h}, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{U}(\omega) = & \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{S_k-1} \left[a_k b_k e^{-j[(N-1)\gamma_1(\omega, l, k)/2]} \mathbf{C}^T(\gamma_1(\omega, l, k)) + \right. \\ & \left. + a_k^* b_k^* e^{-j[(N-1)\gamma_2(\omega, l, k)/2]} \mathbf{C}^T(\gamma_2(\omega, l, k)) \right] \times \\ & \times \left[a_k^* b_k e^{-j[(N-1)\gamma_1(\omega, 0, k)/2]} \mathbf{C}^T(\gamma_1(\omega, 0, k)) + \right. \\ & \left. + a_k b_k^* e^{-j[(N-1)\gamma_2(\omega, 0, k)/2]} \mathbf{C}^T(\gamma_2(\omega, l, k)) \right]^T \end{aligned}$$

и

$$\begin{aligned} \gamma_1(\omega, l, k) &= -\varphi(\omega + 2\pi l/S_k) - 2\pi(k + 0.5)/2M, \\ \gamma_2(\omega, l, k) &= -\varphi(\omega + 2\pi l/S_k) + 2\pi(k + 0.5)/2M. \end{aligned}$$

Для введенной целевой функции в диссертационной работе получены выражения для градиента

$$\nabla g(\mathbf{h}) = 2 \sum_{\omega \in [0, \pi]} B(\omega) E(\omega) \cdot \nabla E(\omega)$$

и гессиана

$$\begin{aligned} \nabla^2 g(\mathbf{h}) = & 2 \sum_{\omega \in [0, \pi]} B(\omega) \left[2E(\omega) (2 \nabla E_r \nabla^T E_r + 2 \nabla E_i \nabla^T E_i) + \right. \\ & + 2(\mathbf{U}_r(\omega) + \mathbf{U}_r^T(\omega)) \mathbf{h} \mathbf{U}_r(\omega) \mathbf{h} + 2(\mathbf{U}_i(\omega) + \mathbf{U}_i^T(\omega)) \mathbf{h} \mathbf{U}_i(\omega) \mathbf{h} + \\ & \left. + 2 \nabla E(\omega) \nabla^T E(\omega) \right], \end{aligned}$$

где $E(\omega) = (\mathbf{h}^T \mathbf{U}_r(\omega) \mathbf{h})^2 + (\mathbf{h}^T \mathbf{U}_i(\omega) \mathbf{h})^2 - 1$;

$\mathbf{U}_r(\omega) = \text{Re}(\mathbf{U}(\omega))$; $\mathbf{U}_i(\omega) = \text{Im}(\mathbf{U}(\omega))$;

$\nabla E(\omega) = \nabla E_r + \nabla E_i$;

$\nabla E_r = 2\mathbf{h} \mathbf{U}_r(\omega) \mathbf{h} (\mathbf{U}_r(\omega) + \mathbf{U}_r^T(\omega)) \mathbf{h}$;

$\nabla E_i = 2\mathbf{h} \mathbf{U}_i(\omega) \mathbf{h} (\mathbf{U}_i(\omega) + \mathbf{U}_i^T(\omega)) \mathbf{h}$.

Поскольку для поставленной оптимизационной задачи найдены аналитические выражения градиента и гессиана целевой функции, то для решения применимы различные вычислительные методы нахождения минимума целевой функции [15–А, 17–А]. В диссертационной работе показано, что применение указанных выражений для оптимизации фильтра-прототипа позволяет значительно ослабить компоненты наложения спектров и уменьшить уровень искажений в реконструированном сигнале.

Третья глава посвящена развитию методов синтеза быстрых алгоритмов дискретного косинусного преобразования (ДКП), поскольку эффективность реализации НКМБФ в виде полифазной структуры существенно зависит от способа вычисления ДКП. В работе предлагается систематический метод синтеза быстрых алгоритмов ДКП произвольного размера [4–А, 6–А]. Метод основан на использовании алгебраической теории обработки сигнала, в которой преобразованию ставится в соответствие полиномиальная алгебра. *Полиномиальная алгебра* – векторное пространство (с базисом b), элементами которого является множество полиномов $\mathbb{F}[x]$ с коэффициентами из поля \mathbb{F} и степенью меньше $n = \deg p(x)$:

$$\mathcal{A} = \mathbb{F}[x]/p(x), \quad b = [p_0(x), \dots, p_{n-1}(x)]. \quad (4)$$

Операции сложения и умножения элементов алгебры выполняются с последующим приведением по модулю $p(x)$. В соответствии с Китайской теоремой об остатках полиномиальную алгебру (4) можно разложить в прямую сумму одномерных подалгебр:

$$\mathcal{F} : \mathbb{F}[x]/p(x) \rightarrow \bigoplus_{0 \leq k < n} \mathbb{F}[x]/(x - \alpha_k), \quad (5)$$

где $(\alpha_0, \dots, \alpha_{n-1})$ – корни полинома $p(x)$.

Учитывая базис b , преобразование (5) можно представить в матричном виде:

$$\mathcal{F} = \mathcal{P}_{b,\alpha} = [p_\ell(\alpha_k)]_{0 \leq k, \ell < n}. \quad (6)$$

$\mathcal{P}_{b,\alpha}$ называют *полиномиальным преобразованием* алгебры $\mathbb{F}[x]/p(x)$ с базисом b . Известно, что при соответствующем выборе полинома $p(x)$ и базиса b ДКП можно представить в виде (6). В терминах преобразования (5) быстрый алгоритм получается, если декомпозицию $\mathbb{F}[x]/p(x)$ в сумму одномерных подалгебр выполнить в несколько этапов. Один из способов выполнения поэтапной декомпозиции $\mathbb{F}[x]/p(x)$ состоит в использовании факторизации $p(x) = q(x)r(x)$. Если $\deg q = k$, а $\deg r = m$, то

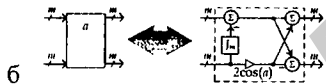
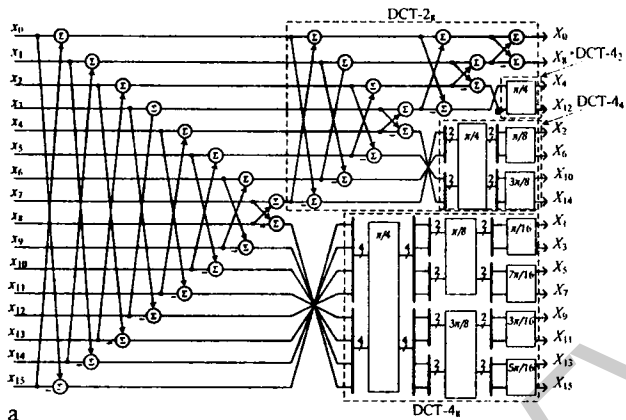
$$\mathbb{F}[x]/p(x) \rightarrow \mathbb{F}[x]/q(x) \oplus \mathbb{F}[x]/r(x), \quad (7)$$

$$\mathbb{F}[x]/q(x) \oplus \mathbb{F}[x]/r(x) \rightarrow \bigoplus_{0 \leq i < k} \mathbb{F}[x]/(x - \beta_i) \oplus \bigoplus_{0 \leq j < m} \mathbb{F}[x]/(x - \gamma_j), \quad (8)$$

$$\bigoplus_{0 \leq i < k} \mathbb{F}[x]/(x - \beta_i) \oplus \bigoplus_{0 \leq j < m} \mathbb{F}[x]/(x - \gamma_j) \rightarrow \bigoplus_{0 \leq i < n} \mathbb{F}[x]/(x - \alpha_i), \quad (9)$$

где β_i – корни полинома $q(x)$,

γ_j – корни полинома $r(x)$.



а – граф схема; б – базовый блок

Рисунок 4 – Быстрый алгоритм 16-точечного ДКП-2

Если в подалгебре $\mathbb{F}[x]/q(x)$ выбрать базис c , а в $\mathbb{F}[x]/q(x)$ – базис d , тогда поэтапную декомпозицию (7)–(9) можно записать в виде произведения матриц:

$$P_{b,a} = P(P_{c,b} \oplus P_{d,\gamma})B. \quad (10)$$

Выражение (10) представляет собой быстрый алгоритм в случае, если B является слабозаполненной матрицей.

Предлагаемый в диссертационной работе алгебраический метод синтеза быстрых алгоритмов ДКП состоит в выполнении следующих шагов.

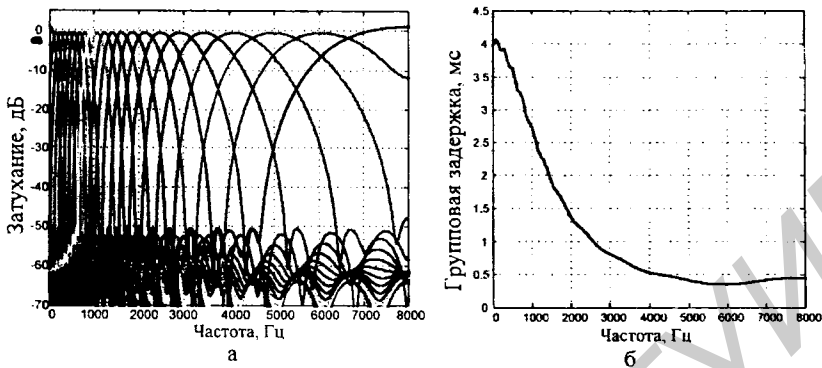
Шаг 1. Определение полиномиальной алгебры $\mathbb{Q}[x]/p(x)$ (и базиса в ней), отвечающей заданному типу ДКП.

Шаг 2. Получение всех подполей \mathbb{L}_i поля разложения \mathbb{E} полинома $p(x)$ с использованием теории Галуа.

Шаг 3. Получение поэтапной факторизации полинома $p(x)$, отвечающей башне вложенных подполей $\mathbb{Q} = \mathbb{L}_0 \subset \mathbb{L}_1 \subset \dots \subset \mathbb{L}_r = \mathbb{E}$.

Шаг 4. Синтез быстрого алгоритма ДКП с использованием факторизации, полученной на шаге 3, и выражений (7)–(9).

В качестве примера в диссертации приводится синтез быстрого алгоритма 16-точечного ДКП-2 (рисунок 4). Особенностью алгоритма является его регулярная структура, масштабируемость, наличие лишь одного базового вычислительного блока.



а – амплитудно-частотная характеристика;
б – групповая задержка

Рисунок 5 – Характеристики банка фильтров

В четвертой главе разработан 22-канальный НКМБФ для выполнения частотного анализа и разбиения сигнала на субполосные составляющие в прямом канале слухового аппарата (рисунок 5). Для данного банка фильтров рассчитан фильтр-прототип 44-го порядка с использованием метода [3–А]. Коэффициент деформации частотной оси выбирался таким образом [1–А], чтобы банк фильтров аппроксимировал психоакустическую шкалу барков. Полученный в результате банк фильтров обладает свойством неравнополосности, имеет малую групповую задержку, порядка 4 мс, и достаточное ослабление в полосе заграждения.

В четвертой главе также решалась проблема компенсации АОС, которая возникает из-за близости динамика и микрофона в слуховом аппарате. АОС приводит к уменьшению максимально допустимого коэффициента усиления в слуховом аппарате, а также снижает разборчивость речи. Главным недостатком известных подходов решения этой проблемы является использование в прямом канале слухового аппарата системы анализа/синтеза на основе банка фильтров, которая увеличивает время обработки сигнала. Для решения данной проблемы предлагается альтернативная схема, в которой система компенсации АОС разбивается на два блока: блок адаптивной фильтрации и блок оценки коэффициентов. Поскольку сигнал компенсации задерживается банком фильтров синтеза, то эта задержка может быть устранена путем предсказания сигнала обратной связи на величину этой задержки. Этой цели удастся достичь, поскольку сигнал обратной связи имеет детерминированную (периодическую) природу. Общий вид системы

компенсации АОС, использующей для декомпозиции сигнала НКМБФ, показан на рисунке 6.

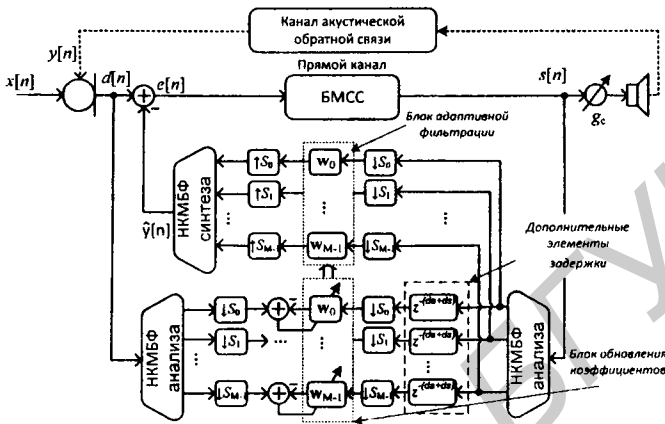


Рисунок 6 – Схема субполосной компенсации акустической обратной связи на основе НКМБФ

В пятой главе рассмотрены вопросы аппаратной реализации основных блоков НКМБФ для процессора слухового аппарата. Процессор слухового аппарата включает четыре банка фильтров, работающих параллельно, а также вычислитель, задачей которого является расчет субполосных коэффициентов усиления и адаптация коэффициентов для системы компенсации эффекта АОС (рисунок 7). Аппаратной платформой для реализации процессора слухового аппарата выбирается ПЛИС. Такой выбор позволяет реализовать необходимые в процессоре слухового аппарата неравнополосные банки фильтров в виде параллельно работающих структур, что существенно сокращает тактовую частоту работы устройства и, как следствие, энергопотребление конечного устройства. Для осуществления сквозного проектирования разработаны параметризованные VHDL-модели всех блоков НКМБФ, а именно – цепочки фазовых звеньев, полифазных компонент фильтра прототипа и быстрого алгоритма ДКП [13–А]. Для реализации цепочки фазовых звеньев предложена структура устройства на основе регистрового файла, двух мультиплексоров и простейшего АЛУ. Особенность реализации заключается в сокращении числа вычислительных элементов в N раз по сравнению с прямой реализацией (N – число фазовых звеньев в цепочке). Предложена схема реализации полифазных компонент фильтра-прототипа НКМБФ с использованием распределенной арифмети-

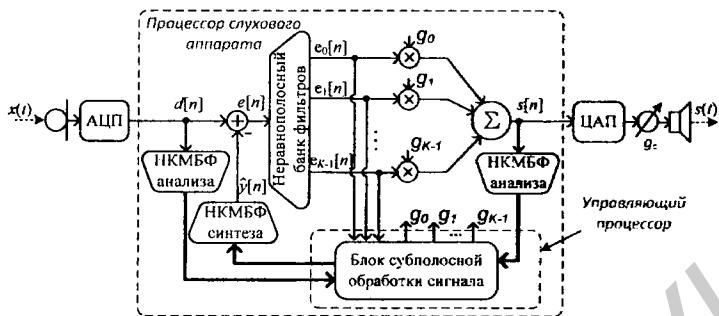


Рисунок 7 – Структурная схема слухового аппарата на основе неравнополосного банка фильтров

ки, которая позволяет учесть особенности аппаратной платформы ПЛИС и избежать использования умножителей [12–А]. На рисунке 8 приведена общая схема предложенного процессора НКМБФ для слухового аппарата.

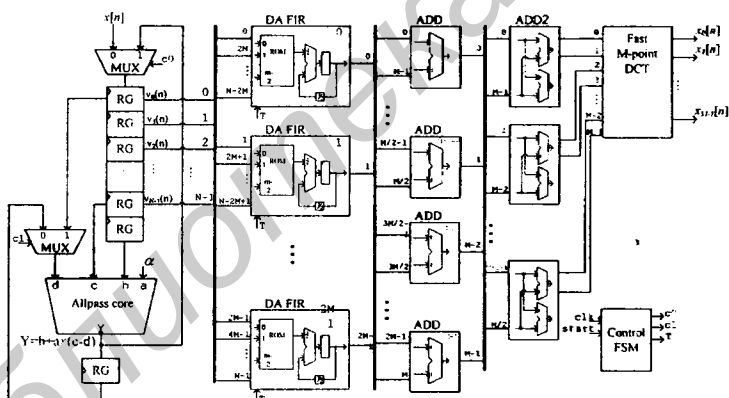


Рисунок 8 – Схема процессора неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные научные результаты диссертации

1. Метод расчета передискретизированного неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров [1–А], позволяющий уменьшить искажения, вносимые при децимации/интерполяции сигналов в

каналах банка фильтров. Отличительной чертой метода является возможность учитывать при расчете конкретные значения коэффициентов децимации/интерполяции канальных сигналов, что позволяет обеспечить уровень искажений в банке фильтров порядка $0,005 \cdot \text{дБ}$ [3–А, 17–А].

2. Алгебраический метод синтеза быстрых алгоритмов дискретного косинусного преобразования (ДКП), особенностью которого является отсутствие ограничения на размер преобразования [4–А, 6–А].

3. Предложена общая схема кодирования алгебраическими числами иррациональных множителей быстрых алгоритмов ДКП [4–А] для исключения операций умножения, что позволяет эффективно реализовывать быстрые алгоритмы ДКП на ПЛИС. Показано, что точность генерируемых схем ДКП превосходит существующие аналоги. Это доказывается высокими значениями коэффициента эффективности кодирования (9,4567 дБ для 16-точечного ДКП) [20–А].

4. Способ субполосной компенсации эффекта АОС на основе неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров [2–А], не вносящий дополнительной задержки в прямой путь распространения сигнала в слуховом аппарате. Использование разработанного способа позволяет увеличить коэффициент усиления сигнала в слуховом аппарате на 3 дБ [5–А].

5. Структура слухового аппарата на основе неравнополосного банка фильтров с субполосной компенсацией эффекта акустической обратной связи, которая в отличие от существующих позволяет выполнить обработку сигнала с малой алгоритмической задержкой, порядка 4 мс [5–А, 19–А].

6. Разработаны параллельные структуры вычислительных блоков неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров [6–А, 12–А], для которых получены их параметризованные VHDL описания.

7. Программно реализованы алгоритмы компенсации потери слуха, компрессии динамического диапазона и шумоподавление на управляющем процессоре слухового аппарата на основе НКМБФ [2–А, 18–А, 19–А].

Рекомендации по практическому использованию результатов

Полученные методы и алгоритмы могут быть использованы в различных областях цифровой обработки сигналов. В первую очередь это относится к методу синтеза быстрых алгоритмов ДКП, поскольку это преобразование широко используется в таких областях, как сжатие изображений, распознавание образов, запись медицинских сигналов (ЭЭГ, ЭКГ) и т.д. Разработанный в диссертационной работе НКМБФ может использоваться для построения психоакустических моделей, применяющихся при создании систем кодирования звука, конверсии голоса, в задачах шумоподавления.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ СОИСКАТЕЛЯ

Статьи в научных журналах

1–А. Вашкевич, М.И. Неравнополосный косинусно-модулированный банк фильтров для аппроксимации шкалы барков / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Доклады БГУИР. – 2009. – № 4 (42). – С. 5–10.

2–А. Парфенюк, М. Неравнополосный банк фильтров с фазовым преобразованием и объединением субполос для обработки речевых сигналов / М. Парфенюк, М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Речевые технологии. – 2009. – № 4. – С. 53–69.

3–А. Вашкевич, М.И. Проектирование передискретизированного неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Информатика. – 2011. – № 2 (30). – С. 21–39.

4–А. Вашкевич, М.И. Применение полиномиальных алгебр и теории Галуа для синтеза быстрых алгоритмов дискретных косинусных преобразований / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 3. – С. 2–10.

5–А. Вашкевич, М.И. Подавление эффекта акустической обратной связи в слуховых аппаратах с использованием неравнополосного банка фильтров / М.И. Вашкевич, И.С. Азаров, А.А. Петровский // Информатика. – 2012. – № 2(34). – С. 50–60.

6–А. Вашкевич, М.И. Алгебраический метод синтеза быстрых алгоритмов дискретного косинусного преобразования произвольного размера / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Автоматика и вычислительная техника. – 2012. – № 5. – С. 48–57.

Главы из книг

7–А. Вашкевич, М.И. Введение в цифровые банки фильтров / М.И. Вашкевич, М. Парфенюк, А.А. Петровский // Анализаторы речевых и звуковых сигналов: методы, алгоритмы и практика (с MATLAB примерами) под редакцией д-ра техн. наук, проф. А.А. Петровского. – Минск: Бестпринт, 2009. – С. 25–48.

8–А. Вашкевич, М.И. Проектирование банка фильтров для слуховых аппаратов с использованием частотного растяжения и объединения субполос / М.И. Вашкевич, М. Парфенюк, А.А. Петровский // Анализаторы речевых и звуковых сигналов: методы, алгоритмы и практика (с

MATLAB примерами) под редакцией д-ра техн. наук, проф. А.А. Петровского. – Минск: Бестпринт, 2009. – С. 331–351.

Статьи в сборниках материалов научных конференций

9–А. Вашкевич, М.И. Практические аспекты вычисления неравнополосных косинусно-модулированных банков фильтров: MATLAB-реализация / М.И. Вашкевич, М. Парфенюк, А.А. Петровский // Цифровая обработка сигналов и ее применение : тр. 10-й междунар. конф., Россия, Москва, 26–28 марта, 2008 г. – Москва, 2008. – С. 161–165.

10–А. Вашкевич, М.И. К вопросу о выборе коэффициентов децимации в неравнополосных банках фильтров / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Современные средства связи: тез. докл. междунар. науч.-техн. конф., Беларусь, Минск, 7–9 окт. 2008 г. – Минск, 2008. – С. 139.

11–А. Vashkevich, M. FPGA Implementation of short critical path CORDIC-based approximation of the eight-point DCT / M. Vashkevich, M. Parfieniuk, A. Petrovsky // Pattern recognition and information processing: proceedings of the international conference (PRIP'2009), Belarus, Minsk, 19–21 May, 2009. Minsk, 2009. P. 161–164.

12–А. Вашкевич, М.И. Применение распределенной арифметики при аппаратной реализации неравнополосных банков фильтров / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Информационные системы и технологии : материалы междунар. конф., Беларусь, Минск, 16–17 ноября 2009 г. – Минск, 2009. – С. 198–201.

13–А. Вашкевич, М.И. Неравнополосные банки фильтров для слуховых аппаратов: анализ алгоритмов, автоматизация проектирования / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Автоматизация проектирования дискретных систем : материалы 7-й междунар. конф., Беларусь, Минск, 16-17 ноября 2010 г. – Минск, 2010. – С. 53–60.

14–А. Вашкевич, М.И. Процессоры слуховых аппаратов для повышения разборчивости речи: проблемы, задачи исследования / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии: тр. 9-й междунар. науч.-техн. конф., Россия, Владимир, 29 июня – 2 июля 2010 г. – Владимир, 2010. – С. 235–238.

15–А. Vashkevich, M. A design method for oversampled warped cosine-modulated filter banks / M. Vashkevich, A. Petrovsky // Signals and electronic systems: proceedings of the international conference (ICSES'2010), Poland, Gliwice, 7–10 Sept. 2010. – Gliwice, 2010. – P. 65–68.

16–А. Вашкевич, М.И. Обобщенная полифазная структура косинусно-модулированного банка фильтров / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Цифровая обработка сигналов и ее применение : тр. 13-й междунар. конф., Россия, Москва, 30 марта – 1 апр. 2011 г. – Москва, 2011. – С. 91–94.

17–А. Vashkevich, M.I. Practical design of multi-channel oversampled warped cosine-modulated filter banks / M.I. Vashkevich, W. Wan, A.A. Petrovsky // Wireless mobile and computing: proceedings of the international communication conference (CCWMC'2011), Shanghai, China, 14–16 Nov. 2011. – Shanghai, 2011. – P. 44–49.

18–А. Вашкевич, М.И. Компрессор речевых сигналов для слуховых аппаратов на основе кохлеарного банка фильтров / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Цифровая обработка сигналов и ее применение : тр. 14-й междунар. конф., Россия, Москва, 28–30 марта 2012 г. – Москва, 2012. – С. 87–91.

19–А. Vashkevich, M. Low-delay hearing aid based on cochlear model with nonuniform subband acoustic feedback cancellation / M. Vashkevich, E. Azarov, A. Petrovsky // European signal processing conference: proceedings of the international conference (EUSIPCO'2012), Bucharest, Romania, 28–31 Aug. 2012. – Bucharest, 2012. – P. 514–518.

20–А. Vashkevich, M. High-accuracy implementation of fast DCT algorithm based on algebraic integer encoding / M. Vashkevich, M. Parfieniuk, A. Petrovsky // Signals and electronic systems: proceedings of the international conference (ICSES'2012), Poland, Wroclaw, 18–21 Sept. 2012. – Wroclaw, 2012. – P. 1–6.

Ресурсы удаленного доступа

21–А. Vashkevich, M. A low multiplicative complexity fast recursive DCT-2 algorithm / M. Vashkevich, A. Petrovsky // Computing Research Repository [Electronic resource]. 2012. Mode of access : <http://arxiv.org/pdf/1203.3442v1.pdf>. Date of access : 26.07.2012.



РЭЗІЮМЭ

Вашкевіч Максім Іосіфавіч

Сінтэз нераўнапалосных косінусна-модуляваных банкаў фільтраў з фазавым пераўтварэннем і хуткае прататыпаванне іх на структуры слыхавых працэсараў

Ключавыя словы: банк фільтраў, фазавое пераўтварэнне, слыхавы апарат, дыскрэтнае косінуснае пераўтварэнне.

Мэта работы: распрацоўка метадаў разліку, аптымізацыі і апаратнай рэалізацыі нераўнапалосных банкаў фільтраў для працэсараў слыхавых апаратаў, а таксама алгарытмаў апрацоўкі сігналу ў слыхавым апарате, якія выкарыстоўваюць нераўнапалосны банк фільтраў для частотнай дэкампазіцыі моўнага сігналу.

Атрыманыя вынікі і іх навізна: распрацаваны метады для разліку перадыскрэтызаванага нераўнапалоснага косінусна-модуляванага банку фільтраў (НКМБФ), які дазваляе паменшыць скажэнні, што ўносяцца пры дэцымацыі/інтэрпаляцыі сігналаў у каналах банку фільтраў. Адметнай рысай метада з'яўляецца тое, што ён дазваляе ўлічваць пры разліку канкрэтныя значэнні каэфіцыентаў дэцымацыі/інтэрпаляцыі канальных сігналаў. Эфектыўная схема рэалізацыі НКМБФ заснаваная на паліфазным прадстаўленні фільтру-прататыпу і скарыстанні дыскрэтнага косінуснага пераўтварэння (ДКП). Для апошняга распрацаваны алгебраічны метады сінтэзу хуткіх алгарытмаў, асаблівасцю якога з'яўляецца адсутнасць абмежавання на памер пераўтварэння. Аўтарам прапанавана агульная схема кадавання алгебраічнымі лічбамі ірацыянальных множнікаў хуткіх алгарытмаў ДКП. Распрацаваны спосаб вылічэння хуткіх алгарытмаў ДКП дазваляе эфектыўна рэалізаваць іх на ПЛІС. Прапанавана структура слыхавага апарата на аснове нераўнапалоснага банка фільтраў з субпалоснай кампенсацияй эфекту акустычнай зваротнай сувязі (АОС), якая ў адрозненні ад існуючых дазваляе выконваць апрацоўку сігналу з малой алгарытмічнай затрымкай каля 4 мс. Асаблівасцю прапанаванай структуры з'яўляецца метады субпалоснай кампенсатыі эфекту АОС на аснове перадыскрэтызаванага НКМБФ, які не дадае затрымкі ў прамы шлях распаўсюджвання сігналу ў слыхавым апарате.

Ступень выкарыстання: вынікі дысертацыйнай працы ўкаранёныя і выкарыстоўваюцца ў навучальным працэсе ўстановы адукацыі «Беларускі дзяржаўны ўніверсітэт інфарматыкі і радыёэлектронікі», в ЗАТ «Ай-Ті Мобайл» (Расія) і ТАА «Навукова-вытворчы інавацыйны цэнтр МІКРА-СЫСТЭМЫ» (Расія).

РЕЗЮМЕ

Вашкевич Максим Иосифович

Синтез неравнополосных косинусно-модулированных банков фильтров с фазовым преобразованием и быстрое прототипирование их на структуры слуховых процессоров

Ключевые слова: банк фильтров, фазовое преобразование, слуховой аппарат, дискретное косинусное преобразование.

Цель работы: разработка методов расчета, оптимизации и аппаратной реализации неравнополосных банков фильтров для процессоров слуховых аппаратов, а также алгоритмов обработки сигнала в слуховом аппарате, использующих неравнополосный банк фильтров для частотной декомпозиции речевого сигнала.

Полученные результаты и их новизна: разработан метод для расчета передискретизированного неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров (НКМБФ), позволяющий уменьшить искажения, вносимые при децимации/интерполяции сигналов в каналах банка фильтров. Отличительной чертой метода является то, что он позволяет учитывать при расчете конкретные значения коэффициентов децимации/интерполяции канальных сигналов. Эффективная схема реализации НКМБФ основана на полифазном представлении фильтра-прототипа и применении дискретного косинусного преобразования (ДКП). Для последнего разработан алгебраический метод синтеза быстрых алгоритмов, особенностью которого является отсутствие ограничения на размер преобразования. Предложена общая схема кодирования алгебраическими числами иррациональных множителей быстрых алгоритмов ДКП. Разработанный способ вычисления быстрых алгоритмов ДКП позволяет эффективно реализовать их на ПЛИС. Предложена структура слухового аппарата на основе НКМБФ с субполосной компенсацией эффекта акустической обратной связи (АОС), которая в отличие от существующих позволяет выполнить обработку сигнала с малой алгоритмической задержкой, порядка 4 мс. Особенностью предложенной структуры является метод субполосной компенсации эффекта АОС на основе передискретизированного НКМБФ, не вносящий дополнительной задержки в прямой путь распространения сигнала в слуховом аппарате.

Степень использования: результаты диссертационной работы внедрены и используются в учебном процессе учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», в ЗАО «Ай-Ти Мобайл» (Россия) и ООО «Научно-производственный инновационный центр МИКРОСИСТЕМЫ» (Россия).

SUMMARY

Vashkevich Maxim Iosifovich

Synthesis of nonuniform cosine-modulated filter bank with allpass transformation and their rapid prototyping on the structure of hearing aid

Key words: filter bank, allpass transform, hearing aid, discrete cosine transform.

The aim of the work is the development of methods of design, optimization and hardware implementation of nonuniform filter banks for processors of hearing aids, as well as algorithms for signal processing in hearing aids using nonuniform filter bank for frequency decomposition of the speech signal.

The results obtained and their novelty: for design of nonuniform oversampled cosine-modulated filter bank (NCMFB) developed a method to reduce the distortions introduced by the decimation/interpolation of signals in the filter bank channels. A distinctive feature of the method is that it allows to take into account the specific coefficients decimation/interpolation channel signals. The effective implementation of the NCMFB is based on polyphase representation of prototype filter and application of the discrete cosine transform (DCT). An algebraic method for the synthesis of fast DCT algorithms of arbitrary size is proposed. The general scheme for encoding algebraic irrational factors of fast algorithms for DCT has been developed. This allow an effective implementations of the fast DCT algorithms on FPGAs. The structure of the hearing aid based on nonuniform filter bank with subband acoustic feedback cancellation with low forward path delay of about 4 ms is proposed. Feature of the design is the method of acoustic feedback cancellation that is based on oversampled NCMFB which does not introduces additional delay in the forward path of signal propagation in the hearing aid.

Degree of utilization: results of the thesis are adopted and used in the educational process of the educational establishment «Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics», JSC «IT-Mobile» (Russia) and Ltd. «Scientific and Production Innovation Centre MICROSYSTEMS» (Russia).

Научное издание

Вашкевич Максим Иосифович

**СИНТЕЗ НЕРАВНОПОЛОСНЫХ
КОСИНУСНО-МОДУЛИРОВАННЫХ БАНКОВ ФИЛЬТРОВ
С ФАЗОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ И БЫСТРОЕ
ПРОТОТИПИРОВАНИЕ ИХ НА СТРУКТУРЫ
СЛУХОВЫХ ПРОЦЕССОРОВ**

Специальность 05.13.05 – Элементы и устройства вычислительной
техники и систем управления

Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата
технических наук

Подписано в печать 23.04.2013.	Формат 60x84 ¹ / ₁₆ .	Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс».	Отпечатано на ризографе.	Усл. печ. л. 1,63.
Уч.-изд. л. 1,3.	Тираж 60 экз.	Заказ 123.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6