

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

3/2013

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

## ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ

тематический выпуск:

- СТАНДАРТЫ ВИДЕОКОДИРОВАНИЯ
- ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ
- ГРАДИЕНТНАЯ РЕКОНСТРУКЦИЯ
- МНОГОМЕРНЫЙ АНАЛИЗ
- ФОРМИРОВАНИЕ  
ИЗОБРАЖЕНИЯ
- ДИСТАНЦИОННОЕ  
ЗОНДИРОВАНИЕ  
ЗЕМЛИ
- ОПТОЭЛЕКТРОННАЯ  
ОБРАБОТКА

ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

**Заместителю Главного редактора нашего журнала,  
Члену Национального организационного комитета  
Международной конференции и выставки  
«Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA»,  
лауреату премии правительства РФ в области науки  
и техники, доктору технических наук, профессору  
Дворковичу Виктору Павловичу 75 лет!**



Свой 75-летний юбилей Дворкович Виктор Павлович встретил 18 августа 2013 года. Талантливый Ученый, получивший должное признание, как в нашем отечестве, так и за рубежом, он по-прежнему востребован российской научно-образовательной общественностью, студенческой молодежью, коллегами по работе в самых различных областях его деятельности.

Виктор Павлович внес большой вклад в создание в 1999 году журнала «Цифровая обработка сигналов». Сегодня – это один из ведущих российских научно-технических журналов в области современных информационных технологий. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень ведущих рецензируемых научных изданий, в которых по рекомендации Минобрнауки РФ, должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук.

Понимая жизненную важность и научно-техническую значимость продвижения в России новых информационных технологий, опирающихся на цифровую обработку сигналов и изображений в реальном времени, Виктор Павлович стал одним из инициаторов организации и проведения в нашей стране международной научно-технической конференции: «Цифровая обработка сигналов и ее применение», которая уже в 15-й раз прошла в марте этого года. И с самого первого дня профессор Дворкович В.П. является бессменным руководителем секции «Обработка изображений».

С созданием научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» в 1999 году, Виктор Павлович проводит огромную редакционную работу. Фактически ежегодно под его руководством на страницах нашего журнала формируется тематический выпуск «Цифровая обработка и передача изображений».

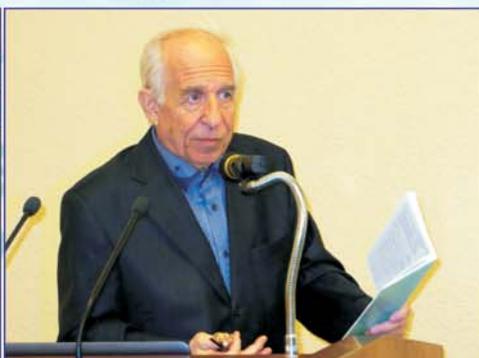
С созданием научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» в 1999 году, Виктор Павлович проводит огромную редакционную работу. Фактически ежегодно под его руководством на страницах нашего журнала формируется тематический выпуск «Цифровая обработка и передача изображений».

Виктор Павлович известен как один из ведущих российских ученых, плодотворно работающих в области современных телекоммуникаций, цифрового телевидения, обработки изображений. Он автор более 200 научных работ (в том числе более 10 книг), имеет более 70 авторских свидетельств и патентов. Особым интересом и вниманием среди научной общественности пользуется одна из его новых монографий: «Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика)», Москва: Техносфера, 2012. – 1008!

Отмечая активную научную и организаторскую деятельность Дворковича В.П., как ученого и руководителя творческого коллектива, члена экспертного Совета ВАК РФ, члена оргкомитета МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение», заместителя Главного редактора нашего журнала, редакционная коллегия журнала «Цифровая обработка сигналов» поздравляет Виктора Павловича с 75-летием! Крепкого Вам здоровья, новых научных достижений, верных друзей и семейного благополучия.

*Главный редактор,  
член-корреспондент РАН*

*Ю.Б. Зубарев*



# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал  
№ 3/2013

Издается с 1999 года  
Выходит четыре раза в год

**ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР**  
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

**ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:**  
В.В. ВИТЯЗЕВ, В.П. ДВОРКОВИЧ

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

А.С. Аджемов, Б.А. Алпатов, Б.А. Бабаян,  
Ю.И. Борисов, Ю.А. Брюханов, В.В. Еремеев,  
Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников,  
М.И. Кривошеев, Н.А. Кузнецов, В.Г. Мистюков,  
С.Л. Мишенков, А.А. Петровский, Ю.Н. Прохоров,  
В.Г. Санников, В.С. Сперанский, Ю.С. Шинаков

## Адрес редакции:

107031 Москва, Рождественка, 6/9/20, стр. 1  
Тел.: (495) 621-06-10, (495) 621-16-39  
Факс: (495) 621-16-39  
E-mail: rntores@mail.ru  
vityazev.v.v@rsreu.ru  
http://www.dspsa.ru

## Издатель:

Российское научно-техническое общество  
радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова  
Компьютерная верстка: И.А. Благодарова  
Дизайн: М.В. Аверин

Подписной индекс по каталогу  
ОАО «Роспечать» – **82185**

Подписано в печать 12.09.13 г.  
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.  
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 700 экз.

Заказ № 5167. Отпечатано в  
ООО НПЦ «Информационные технологии»  
Рязань, ул. Островского, д. 21/1  
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве  
Российской Федерации по делам печати,  
телерадиовещания и средств  
массовых коммуникаций.  
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488  
от 14.01.2000 г.

Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен  
в Перечень ведущих рецензируемых научных изданий,  
в которых по рекомендации Минобрнауки РФ, должны  
быть опубликованы основные научные результаты  
диссертаций на соискание ученой степени доктора  
и кандидата наук.

## УЧРЕДИТЕЛИ: ЗАО «Инструментальные системы» ФГУП «НИИ радио»

### В НОМЕРЕ:

- Дворкович В.П., Дворкович А.В., Грызов Г.Ю.**  
*Новые возможности стандарта видеокodирования HEVC* ..... 2
- Бабаян П.В., Шубин Н.Ю.**  
*Алгоритм измерения координат протяжённого объекта,  
основанный на оценке его контура*..... 9
- Самойлин Е.А., Шипко В.В.**  
*Метод межканальной градиентной реконструкции  
искаженных сигналов цветных цифровых изображений* ..... 13
- Коротченко Р.А., Самченко А.Н., Ярощук И.О.**  
*Применение многомерного EOF-анализа в геоинформатике* .. 17
- Стротов В.В.**  
*Сравнение двух структурных алгоритмов оценки  
параметров геометрических преобразований изображений* .... 21
- Богданов А.П., Холопов И.С.**  
*Алгоритмы формирования цветного комплексированного  
изображения из многоспектральных монохромных  
на основе методов преобразования цветов* ..... 26
- Богданов А.П., Павлов О.В., Холопов И.С.**  
*Повышение быстродействия алгоритмов формирования  
цветного комплексированного изображения  
по сигналам разнесённых монохромных датчиков*..... 33
- Кузнецов А.Е., Побаруев В.И., Светелкин П.Н.**  
*Формирование компонентов цветных снимков  
по данным многозональной съёмки* ..... 38
- Зенин В.А., Кузнецов А.Е., Побаруев В.И.**  
*Радиометрическое обеспечение  
кадрово-сканерных систем ДЗЗ* ..... 43
- Гармонов М.Е., Фокин А.Н.**  
*Развитие технологий телевизионных тюнеров –  
важный фактор прогресса ТВ приемников* ..... 47
- Самойленко М.В.**  
*Томографический метод высокоточного восстановления  
комплексного спектра сигнала по измеренным комплексным  
сигналам на выходах гребенки резонаторов* ..... 50
- Лихобабин Е.А.**  
*Упрощенные алгоритмы декодирования кодов  
с низкой плотностью проверок на четность, основанные  
на алгоритме распространения доверия* ..... 54
- Молодяков С.А.**  
*Особенности и алгоритмы цифровой обработки сигналов  
в оптоэлектронных процессорах* ..... 61
- Лавров А.П., Молодяков С.А.**  
*Метод калибровки частотной шкалы пульсарного  
оптоэлектронного процессора  
и его реализация с применением ЦСП*..... 67
- Голованов Р.В., Калиткин Н.Н.**  
*Статистическая недостоверность распространённых  
критериев оценки качества искажённого изображения*..... 74

Подписной индекс по каталогу  
ОАО «Роспечать» – **82185**

## НОВЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ СТАНДАРТА ВИДЕОКОДИРОВАНИЯ HEVC

*Дворкович В.П., д.т.н., проф., профессор МГТУ им. Н.Э. Баумана, [dvp@nircom.ru](mailto:dvp@nircom.ru);*

*Дворкович А.В., д.т.н., профессор ФГБОУ ВПО «НИУ МЭИ», [a\\_dvork@nircom.ru](mailto:a_dvork@nircom.ru);*

*Грызлов Г.Ю., ведущий инженер ООО «НПФ «САД-КОМ», [gryzov@nircom.ru](mailto:gryzov@nircom.ru).*

**Ключевые слова:** видеокодирование, стандарт, компрессия, параллельная обработка, HEVC, AVC, MPEG.

### Введение

Новый стандарт представляет собой эволюционное развитие существующих стандартов видеокодирования (Рекомендации МСЭ-Т H.261 [1], H.262 [2], H.263 [3] и H.264 [4]). Он был разработан в ответ на растущие потребности повышения степени компрессии видео для различных приложений, таких как видеоконференцсвязь, цифровые системы хранения данных, ТВ вещание, потоковая передача через Интернет и др. Он обеспечивает использование кодированного видео в разнообразном сетевом окружении, а также позволяет эффективно реализовывать обработку данных в кодирующих и декодирующих устройствах с многоядерной параллельной обработкой. Стандарт HEVC (High Efficiency Video Coding, высокоэффективное видеокодирование) позволяет обрабатывать видео в форме компьютерных данных и хранить его на различных устройствах, передавать и принимать его по существующим и будущим телекоммуникационным сетям, распределять по существующим и будущим каналам вещания [5].

В настоящее время существенно снизилась стоимость вычислительных мощностей и памяти, развиты различные средства сетевого обеспечения передачи кодированного видео, достигнуты успехи в усовершенствовании технологии видеокодирования. Таким образом, возникла необходимость промышленного стандарта для представления сжатого видео с существенно повышенной эффективностью кодирования и надежностью передачи в сетевом окружении. Для этого в 2010 г. группы экспертов VCEG (ITU-T Video Coding Experts Group – группа экспертов по видеокодированию при Секторе стандартизации телекоммуникаций Международного союза электросвязи) и MPEG (ISO/IEC Moving Picture Experts Group – группа экспертов по движущимся изображениям при Международной организации по стандартизации и Международной элетротехнической комиссии) сформировали совместную группу по видеокодированию (JCT-VC, Joint Collaborative Team on Video Coding) для разработки нового стандарта, первая редакция которого в рамках ITU-T была принята в начале 2013 г. как Рекомендация H.265. В рамках ISO/IEC в настоящее время он принят как окончательный проект международного стандарта ISO/IEC FDIS 23008-2 – MPEG-H Part 2 HEVC [6].

*Представлен подробный обзор возможностей и алгоритмов, включенных в новый стандарт видеокодирования HEVC, а также сравнение эффективности кодирования в соответствии с этим стандартом по сравнению с предшествующими.*

Группа VCEG была сформирована в 1997 г. для поддержания уже принятых ITU-T стандартов видеокодирования и для разработки новых стандартов видеокодирования для широкого круга сервисов, как диалоговых, так и недиалоговых. Группа MPEG была сформирована в 1988 г. для создания стандартов кодирования движущихся изображений и связанного с ними звука для различных приложений, таких как цифровые средства хранения, распределение и связь.

Новый стандарт предназначен для использования во множестве приложений, включая [6]:

- видеовещание (кабельное, спутниковое, наземное ТВ и т.д.);
- камкодеры;
- создание и распределение видеоконтента;
- цифровое кино;
- домашний кинотеатр;
- потоковая передача видео через Интернет, загрузка и проигрывание;
- медицинские изображения;
- мобильное видеовещание и видеосвязь;
- диалоговые службы реального времени (видеоконференцсвязь, видеотелефон, телеприсутствие и пр.);
- дистанционное видеонаблюдение;
- устройства хранения (оптические диски, цифровая ленточная видеозапись и пр.);
- беспроводное отображение.

Новый стандарт разрабатывался как общий в смысле пригодности для широкого диапазона приложений, скоростей выходного потока, разрешений, различного качества и разнообразных сервисов. При разработке стандарта были проанализированы различные требования типичных приложений, разработаны необходимые алгоритмические элементы и все это было интегрировано в единый синтаксис.

Стандарт видеокодирования, непосредственно предшествовавший стандарту HEVC – H.264/MPEG-4 Part 10 AVC (Advanced Video Coding) [4]. Он был разработан в период с 1999 по 2003 г., а в период с 2003 по 2009 г. в него были внесены существенные дополнения и расширения. Стандарт AVC позволил использовать цифровое видео во многих областях, не охваченных предшествующими стандартами, а также существенно

потеснил их в существующих приложениях. AVC охватил такие области приложений, как ТВ вещание стандартной и высокой четкости по кабельным, спутниковым и наземным сетям, системы сбора и подготовки программ, камеркодеры, системы видеонаблюдения, видеоприложения в Интернете и мобильных сетях, блю-рэй диски, диалоговые приложения (видеотелефон, видеоконференцсвязь, телеприсутствие).

Однако растущее многообразие сервисов, популярность видео высокой четкости, появление форматов сверхвысокого разрешения (4k×2k, 8k×4k), потребности стерео и многоракурсного видео породили такие требования эффективности кодирования, которые превышают возможности стандарта AVC. Более того, трафик, генерируемый видеоприложениями для мобильных устройств и планшетов, а также требования по передаче для сервисов по запросу, представляют серьезную проблему для пропускной способности современных сетей связи. В мобильных приложениях возникают требования более высокого разрешения и качества видео.

Стандарт HEVC разрабатывался таким образом, чтобы удовлетворить потребности практически всех видеоприложений, охваченных стандартом AVC, особенно уделяя внимание двум ключевым моментам: увеличение разрешения изображения и повышение эффективности использования архитектуры параллельной обработки.

При разработке стандарта HEVC были поставлены следующие основные цели:

- повышение эффективности кодирования по сравнению с предшествующими стандартами,
- удобная интеграция в транспортные сети и системы,
- повышенная устойчивость к потерям данных,
- возможность реализации с интенсивным использованием параллельной обработки данных.

Основная цель нового стандарта – существенное повышение эффективности сжатия по отношению к существующим стандартам – до 50% снижения битового потока при сохранении визуального качества, обеспечиваемого в стандарте AVC. Эта цель была успешно достигнута.

Как и для всех предшествующих стандартов видеокодирования, принятых ITU-T и ISO/IEC, HEVC стандартизирует только структуру и синтаксис битового потока, а также ограничения, наложенные на битовый поток и его интерпретацию для получения декодированных изображений. Интерпретация задается с помощью определения семантического значения синтаксических элементов и процесса декодирования таким образом, чтобы любой декодер, соответствующий стандарту, давал одинаковый результат на выходе при поступлении на его вход битового потока, соответствующего ограничениям стандарта. Такое ограничение области действия стандарта дает максимальную свободу для оптимизации конкретных реализаций в соответствии с требованиями конкретных приложений (приемлемое качество кодирования, стоимость реализации, время разработки и пр.). Однако, стандарт таким образом не гарантирует качества передаваемого изображения, так как он позволяет использовать даже очень грубую методику кодирования, тем не

менее соответствующую стандарту.

В стандарте HEVC не предусмотрено никаких отдельных инструментов для работы с чересстрочной разверткой, как, например, в MPEG-2, так как современное оборудование не использует этот механизм. Однако синтаксис метаданных позволяет в рамках стандарта HEVC указывать, каким образом кодируются видеоданные. Например, для видео с чересстрочной разверткой можно указать, что кодирование производится по полям (четным и нечетным) как отдельные последовательно идущие изображения.

Базовая модель представления кадров – YCbCr 4:2:0, другие модели предусматриваются в последующих расширениях. На компоненту пиксела отводится 8 или 10 бит, а в дальнейших расширениях предусматриваются и большие значения.

В последующих дополнениях к стандарту HEVC планируется добавить масштабируемость (SVC) и многоракурсность (MVC).

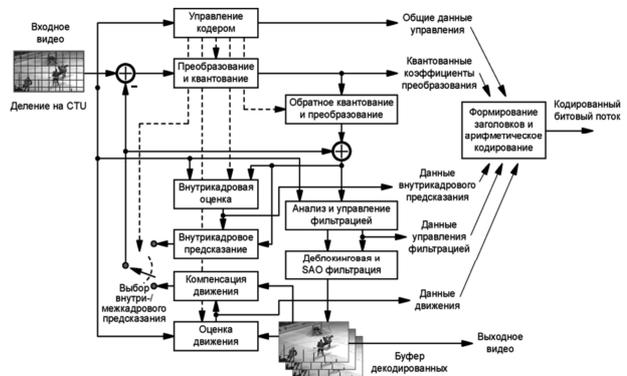


Рис. 1. Общая структура кодера HEVC

Стандарт HEVC реализует обычный гибридный подход к кодированию: внутри/межкадровое предсказание и кодирование с двумерным преобразованием (см. рис. 1). Множество улучшений, реализованных в новом стандарте, вместе дают эффект существенного повышения эффективности кодирования.

Алгоритм кодирования обычно работает следующим образом:

Каждое изображение делится на блоки, структура разбиения передается на декодер. Первый кадр видеопоследовательности и первый кадр в каждой точке «чистого» произвольного доступа в видеопоследовательности кодируется с использованием только внутрикадрового предсказания. Для всех остальных кадров последовательности или между точками произвольного доступа для большинства блоков обычно используются различные режимы межкадрового кодирования с временным предсказанием. Алгоритмы компрессии, которые стандартом не определены, могут осуществлять выбор между внутри- и межкадровым кодированием для блочных областей каждого изображения. Для внутрикадрового кодирования используются различные режимы пространственного предсказания отсчетов в блоке. Процесс кодирования для межкадрового предсказания состоит из выбора данных движения, включающих опорный кадр и вектор движения, используемый для предсказания отсчетов каждого блока. Остаточный сигнал после внутри-



кадрового или межкадрового предсказания, получающийся как разность отсчетов блока и его предсказания, подвергается линейному пространственному преобразованию. Полученные коэффициенты преобразования квантуются. Именно на этом этапе происходит регулирование уровня качества декодированного видео, поскольку квантование является необратимым процессом. Наконец, вектора движения и информация о режимах внутрикадрового предсказания могут быть также далее сжаты с использованием множества методов предсказания и, после предсказания, совместно с квантованными коэффициентами преобразования поступают на контекстно-адаптивный бинарный арифметический кодер.

Кодер повторяет петлю обработки на декодере для того, чтобы предсказание формировалось одинаково как на кодере, так и на декодере. Для этого квантованные коэффициенты преобразования восстанавливаются с помощью обратного квантования и подвергаются обратному преобразованию с целью дублирования аппроксимации остаточного сигнала на декодере. Остаточный сигнал затем прибавляется к предсказанию, а результат может пропускаться через один или два фильтра для сглаживания артефактов, вносимых блочной обработкой и квантованием. Результирующий восстановленный кадр (дублирующий выходной кадр декодера) сохраняется в буфере декодированных кадров для дальнейшего использования при предсказании последующих кадров. Вообще говоря, порядок кодирования или декодирования кадров часто отличается от порядка их поступления от источника видеосигнала, вследствие чего необходимо различать порядок декодирования (порядок данных в битовом потоке) и порядок воспроизведения на декодере.

Для практических возможностей реализации полного синтаксиса нового стандарта было определено некоторое ограниченное количество подмножеств синтаксиса с помощью понятий «профиль» (profile), «ярус» (tier) и «уровень» (level).

Профиль – подмножество синтаксиса стандарта, ограниченное по доступным алгоритмам компрессии. В рамках ограничений, накладываемых на синтаксис данным профилем, все же требуется очень большое варьирование производительности кодеров и декодеров в зависимости от допустимых значений величин синтаксических элементов в битовом потоке, таких как размер декодируемого изображения.

Для определения требований к производительности декодера специфицируются уровни и ярусы. Декодер, соответствующий определенному уровню и ярусу, должен быть способен декодировать все битовые потоки, которые соответствуют указанному уровню и ярусу или более низкому ярусу того же уровня или любого уровня ниже его. Уровень и ярус – это набор ограничений, наложенных на значения синтаксических элементов битового потока. Эти ограничения могут быть простыми ограничениями значений. Или они могут иметь форму ограничений арифметических комбинаций величин (например, произведение высоты кадра, ширины кадра и количества декодированных кадров в секунду).

Для всех профилей определяется одинаковый набор

уровней, причем большая часть деталей определений каждого уровня являются общими для разных профилей. Конкретные реализации могут поддерживать различные уровни для каждого поддерживаемого профиля (в рамках специфицированных ограничений).

Ярус – это категория ограничений уровня, наложенных на величины синтаксических элементов в битовом потоке, где ограничения уровня вложены в ярус, и декодер, соответствующий определенному ярусу и уровню, должен быть способен декодировать все битовые потоки, которые соответствуют тому же ярусу или более низкому ярусу того же уровня или любому уровню ниже его.

Архитектура синтаксиса высокого уровня, использованная в стандарте AVC, в стандарте HEVC в целом сохранена, но добавлен ряд новых возможностей, которые повышают устойчивость к потере данных и гибкость работы в множестве приложений и в различном сетевом окружении.

Как и в стандарте AVC, в новом стандарте синтаксис потока данных делится на два уровня: уровень сетевой абстракции NAL (Network Abstraction Layer) и уровень видеокодирования VCL (Video Coding Layer). Уровень NAL обеспечивает возможность отображать данные уровня VCL на различные средства транспортного уровня (RTP/IP, MP4, MPEG-2 TS и др.) и обеспечивать определенную устойчивость к пакетным ошибкам.

Битовый поток может иметь один из двух форматов: формат пакетов NAL или формат байтового потока. Формат пакетов NAL – концептуально более «базовый» тип. Он включает последовательность синтаксических структур VCL, называемых пакетами NAL. Эта последовательность упорядочена в порядке декодирования. Имеются ограничения, наложенные на порядок декодирования (и содержание) пакетов NAL в потоке пакетов NAL. Байтовый формат потока может быть построен из формата потока пакетов NAL с помощью добавления к каждому пакету NAL префикса стартового кода и, возможно, нескольких дополнительных байтов внутри пакета для обеспечения уникальности префикса стартового кода. Поток формата пакетов NAL может быть извлечен из потока байтового формата путем нахождения положения шаблона префикса уникального стартового кода в потоке байтов.

По двухбайтовому заголовку пакета NAL можно определить назначение передаваемых в этом пакете данных. Пакеты NAL делятся на два класса: пакеты NAL уровня видеокодирования (VCL NAL) и другие (non-VCL NAL). В стандарте HEVC имеются несколько типов пакетов VCL NAL, определяющих категории кадров, удобные для инициализации декодирования и произвольного доступа.

Структура набора параметров, передаваемая в пакетах non-VCL NAL и появившаяся в стандарте AVC, содержит информацию, которая используется для декодирования кадров и видеопоследовательности в целом. Она обеспечивает надежный механизм передачи данных, которые являются значимыми для процесса декодирования. В стандарте HEVC наборы параметров последовательности и изображения дополнены новой структурой – набором видеопараметров – метаданными,

описывающими общие характеристики закодированной видеопоследовательности, включая зависимости между временными уровнями при использовании временного масштабирования. Эта структура нужна в первую очередь для будущей реализации совместимых расширений стандарта.

Специальное внимание уделено облегчению произвольного доступа и соединения (сращивания, склеивания) битовых потоков. В предыдущем стандарте AVC поток должен всегда начинаться с пакета IDR (Instantaneous Decoding Refresh, немедленного обновления декодирования), который содержит кадр с пространственным предсказанием, а также означает, что ни один последующий кадр не потребует для декодирования кадров, предшествовавших этому IDR. Это соответствует началу закрытой группы кадров (closed GOP, термин, появившийся еще в стандарте MPEG-1). Стандарт HEVC вводит новый пакет CRA (Clean Random Access, чистый произвольный доступ), который содержит кадр с пространственным предсказанием в точке произвольного доступа (RAP, Random Access Point) и соответствует началу открытой группы кадров (open GOP). Развитая поддержка произвольного доступа очень важна для таких операций как переключение каналов, поиск и др. В этом случае в потоке после CRA могут присутствовать кадры, для декодирования которых могут понадобиться кадры, предшествующие CRA. Тогда при начале декодирования с CRA такие кадры должны отбрасываться, они помечаются как TFD (Tagged For Discard, помеченные для отбрасывания). Положение точек склейки различных битовых потоков могут помечаться как кадры BLA (Broken Link Access, испорченная ссылка доступа). Склейка потоков может быть осуществлена с помощью изменения в одном потоке типа пакета NAL с CRA на BLA и соединения с другим потоком в точке произвольного доступа RAP. Кадр RAP может иметь тип IDR, CRA или BLA. За кадрами типа CRA и BLA в битовом потоке могут следовать кадры типа TFD. Другой тип кадров, который может следовать за кадром RAP в порядке декодирования, но предшествовать ему в порядке воспроизведения – это DLP (Decodable Leading Picture, декодируемый лидирующий кадр), такие кадры не могут использовать для предсказания какие-либо кадры, предшествующие RAP в порядке декодирования. Кадры TFD и DLP вместе называются LP (Leading Picture, лидирующий кадр). Кадры, которые следуют за RAP как в порядке декодирования, так и в порядке воспроизведения, называются TP (Trailing Picture, последующий кадр), они не могут использовать для предсказания кадры LP.

Специальные типы пакетов NAL определены в HEVC для реализации масштабирования по времени. Они определяют кадры, на которых возможно переключение с более низкого слоя масштабирования на более высокий (так называемые кадры TSA и STSA – Temporal Sublayer Access и Step-wise Temporal Sublayer Access).

Следующий элемент синтаксиса высокого уровня – слайс. Слайс – это структура данных, которая может быть декодирована независимо от остальных слайсов этого же кадра. Это касается арифметического кодирования, предсказания сигнала и восстановления остатков

предсказания сигнала, но не относится к так называемым зависимым слайсам. Слайс может занимать весь кадр или только его часть (см. рис. 2). Одно из главных назначений слайса – пересинхронизация в случае потери данных. Вдоль границ слайсов не осуществляется внутрикадровое предсказание. Как и ранее, слайсы бывают трех типов: кодированные с пространственным предсказанием (I), кодированные с однонаправленным (P) и двунаправленным (B) временным предсказанием. Обычно в случае пакетной передачи ограничивается максимальное количество бит в слайсе.

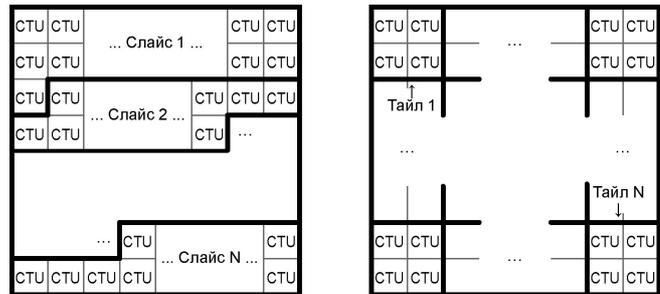


Рис. 2. Слайсы и тайлы

Синтаксис высокого уровня включает поддержку различных типов метаданных, называемых дополнительной расширенной информацией (SEI, Supplemental Enhancement Information) и информацией о свойствах видео (VUI, Video Usability Information). Это могут быть данные о времени кадров видео, цветовом пространстве видеосигнала, упаковке 3D информации и пр.

В стандарт HEVC введены новые понятия с целью расширения возможностей параллельной обработки или модификации структурирования данных слайсов для пакетирования:

- тайлы (tile) – независимо декодируемые прямоугольные области, на которые может быть разделен кадр (рис. 2). Их основное назначение – возможность распараллеливания процедур кодирования и декодирования;
- фронтальная параллельная обработка (WPP, Wavefront Parallel Processing), при которой слайс делится на ряды пакетов кодирования (СТУ); каждый последующий ряд можно начинать обрабатывать с небольшой задержкой относительно начала времени обработки предыдущего ряда (рис. 3); WPP обычно обеспечивает более высокую эффективность кодирования, чем тайлы;
- зависимые слайсы, которые позволяют помещать данные определенных структур WPP или тайла в отдельные пакеты NAL, что потенциально позволяет снизить задержку.

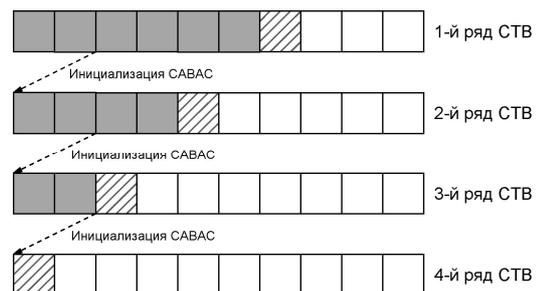


Рис. 3. Фронтальная параллельная обработка

Для работы с кадрами, имеющими несколько опорных кадров, необходимо присутствие определенного набора ранее декодированных кадров в буфере декодированных кадров DPB (Decoded Picture Buffer), с помощью которых осуществляется декодирование следующих кадров из битового потока. Для идентификации этих кадров в каждой заголовке слайса передается список ссылок на опорные кадры. Как и в стандарте AVC, в стандарте HEVC создаются два списка опорных кадров, но новый синтаксис более устойчив к потерям данных, более удобен для произвольного доступа и пр.

На уровне видеокодирования (VCL) предусмотрен ряд новаций. Одна из них – повсеместное использование древовидных структур.

Рассмотрим некоторые основные компоненты процесса видеокодирования в соответствии со стандартом HEVC.

**Пакет кодового дерева (Coding Tree Unit, CTU) и блок кодового дерева (Coding Tree Block, CTB)**

Базовым элементом уровня кодирования в предшествующих стандартах был макроблок, содержащий в модели цветности YCbCr 4:2:0 блок яркости размером 16x16 отсчетов и два соответствующих ему цветоразностных блока размером 8x8 отсчетов. Аналогичной базовой структурой в стандарте HEVC является пакет кодового дерева CTU, размер которого выбирается кодером и может быть больше традиционного макроблока. CTU состоит из блока кодового дерева (CTB) яркости и соответствующих ему цветоразностных CTB. Размер CTB яркости может быть равен 16x16, 32x32 или 64x64 отсчетов, причем больший размер обычно позволяет достичь большего сжатия. Стандарт HEVC поддерживает деление CTB на меньшие блоки с помощью квадродерева [7].

**Кодовый пакет (Coding Unit, CU) и кодовый блок (Coding Block, CB)**

Синтаксис квадродерева, используемый для описания CTU (и других древовидных структур в стандарте HEVC), специфицирует размер и положение кодовых блоков яркости и цветности. Корень квадродерева ассоциируется с CTU. Следовательно, размер CTB яркости – это наибольший размер кодового блока яркости. Деление CTU на кодовые блоки яркости и цветности сигнализируется совместно. Минимальный размер CB составляет не менее 8x8 пикселей (в яркости). Один кодовый блок яркости и обычно два кодовых блока цветности вместе с соответствующим синтаксисом образуют кодовый пакет. CTU может содержать один кодовый пакет или может быть разделен на несколько кодовых пакетов, и каждый кодовый пакет имеет связанное с ним разбиение на пакеты предсказания и дерево пакетов преобразования (см. рис. 4). На правой и нижней границах кадра, там, где CTU может выходить за границы кадра, деление на CU осуществляется в неявном виде так, чтобы не было выхода за границы.

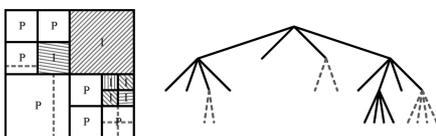


Рис. 4. Блок кодового дерева и соответствующая ему древовидная структура (пунктиром указано дерево блоков преобразования)

**Пакет предсказания (Prediction Unit, PU) и блок предсказания (Prediction Block, PB)**

Решение о том, кодировать ли пакет изображения с использованием внутрикадрового или межкадрового предсказания, принимается на уровне кодовых пакетов. Структура разбиения пакета предсказания имеет корень на уровне кодового пакета. В зависимости от выбранного типа предсказания кодовые блоки яркости и цветности в некоторых случаях могут быть далее поделены по размеру. Стандарт HEVC поддерживает различные размеры блоков предсказания: от 64x64 до 4x4 отсчета.

При внутрикадровом предсказании размер PB равен размеру CB, кроме наименьшего размера. В последнем случае CB может быть разделен на 4 части с различными режимами предсказания. При размере блока 4x4 в яркости, в цветности размер блока тоже 4x4. При межкадровом предсказании CB делится на один, два или четыре PB. Деление на четыре блока возможно только для минимального размера CB. Деление на два блока может быть симметричным или асимметричным (см. рис. 5). Каждому PB с межкадровым предсказанием присваиваются один или два вектора движения и индексы опорных кадров. Межкадровое предсказание не допускается для блоков 4x4, а для блоков 4x8 и 8x4 допускается только однонаправленное предсказание.

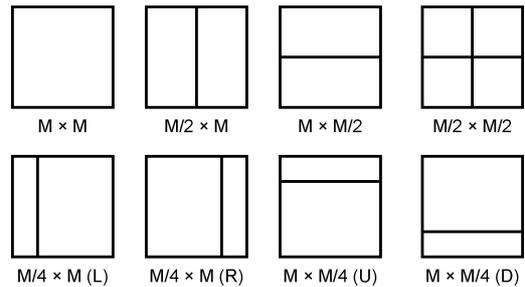


Рис. 5. Симметричные и асимметричные варианты деления блоков предсказания

**Пакет преобразования (Transform Unit, TU) и блок преобразования (Transform Block, TB)**

К остаточному сигналу предсказания может применяться блочное преобразование. Древовидная структура пакетов преобразования имеет корень на уровне кодового пакета. Кодовый блок остаточного сигнала яркости может совпадать с блоком преобразования или может быть разделен на меньшие блоки преобразования. То же относится и к блокам преобразования цветности. Для квадратных блоков преобразования размером 4x4, 8x8, 16x16 и 32x32 отсчета определены целочисленные базисные функции, «похожие» на дискретное косинусное преобразование. Для блоков преобразования остатков внутрикадрового предсказания размером 4x4 отсчета предусмотрена возможность использования альтернативного целочисленного преобразования, «похожего» на дискретное синусное преобразование.

**Внутрикадровое предсказание**

Декодированные отсчеты на границах соседних блоков используются в качестве опорных данных для пространственного предсказания в областях блоков предсказания. Внутрикадровое предсказание включает 33 режима с различным направлением предсказания (в

стандарте AVC использовалось 8 направлений предсказания), а также режимы плоскостного и DC предсказания (рис. 6). Причем, направления предсказания «сгущаются» около строго горизонтального и строго вертикального направлений. Выбранный режим предсказания кодируется с использованием трех «наиболее вероятных режимов» на основе режимов ранее закодированных соседних блоков предсказания, в отличие от стандарта AVC, в котором использовался один наиболее вероятный режим.

### Векторы движения

В стандарте HEVC используется улучшенное предсказание векторов движения (Advanced Motion Vector Prediction), которое включает определение нескольких наиболее вероятных кандидатов на основе данных соседних блоков предсказания и опорного кадра. Также для кодирования векторов движения может использоваться так называемый режим объединения (merge mode), который позволяет наследовать вектора движения соседних блоков предсказания. Более того, предусмотрено использование улучшенных по сравнению со стандартом AVC режимов предсказания движения: «прямое» (direct) предсказание и пропущенные (skipped) блоки.

### Компенсация движения

Для векторов движения используется четвертьпиксельная точность. Для интерполяции промежуточных отсчетов используются семи- и восьмиточечные фильтры. Для сравнения можно указать, что в стандарте AVC используется шеститочечный фильтр для интерполяции полупиксельных отсчетов и билинейная интерполяция четвертьпиксельных отсчетов. Аналогично стандарту AVC в стандарте HEVC предусмотрено использование нескольких опорных кадров. Для каждого блока предсказания передается один или два вектора движения для кодирования с однонаправленным или двунаправленным предсказанием соответственно. В стандарте HEVC, также как и в стандарте AVC, есть возможность использовать взвешенное предсказание, включающее масштабирование и сдвиг сигнала предсказания.

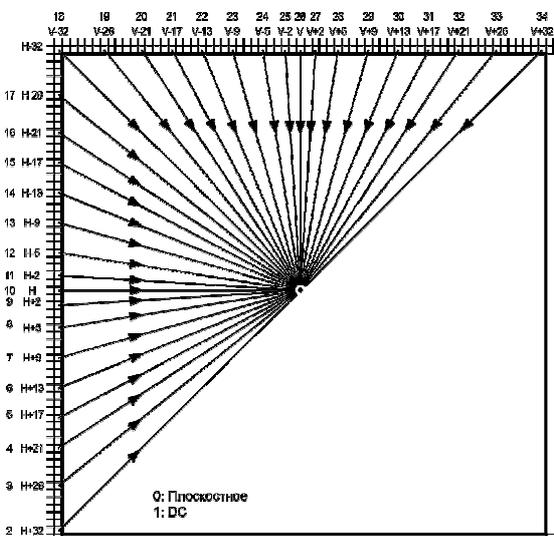


Рис. 6. Режимы внутрикадрового предсказания

### Управление квантованием

В стандарте HEVC, как и в стандарте AVC, используется квантование с равномерным восстановлением (Uniform Reconstruction Quantization). Матрицы масштабирования квантования поддерживаются для различных размеров блока преобразования. Перед арифметическим кодированием квантованные коэффициенты преобразования упорядочиваются одним из трех способов: диагональным, горизонтальным или вертикальным (рис. 7).

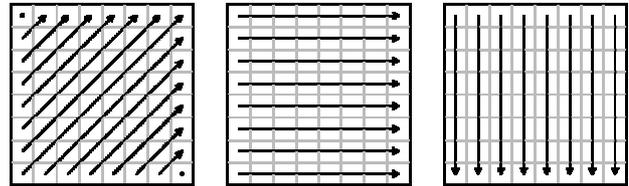


Рис. 7. Варианты упорядочивания квантованных коэффициентов преобразования

### Арифметическое кодирование

В качестве завершающей стадии кодирования используется контекстно-адаптивное двоичное арифметическое кодирование (Context Adaptive Binary Arithmetic Coding, CABAC). Схема CABAC похожа на схему кодирования в стандарте AVC, но в нее были внесены некоторые улучшения, позволившие повысить скорость обработки (особенно для архитектур с параллельной обработкой) и эффективность компрессии, а также снизить требования к памяти для хранения контекстов.

### Деблокировочная фильтрация (Deblocking Filtering, DF)

Деблокировочный фильтр, похожий на фильтр, применяемый в стандарте AVC, включен в петлю обратной связи межкадрового предсказания. Однако структура фильтра упрощена в части выбора режима фильтрации, и лучше подходит для параллельной обработки.

### Адаптивный сдвиг значений отсчетов (Sample Adaptive Offset, SAO)

Еще одна новация стандарта HEVC – адаптивный (к значениям отсчетов) сдвиг (SAO, Sample Adaptive Offset). Это нелинейное отображение амплитуд в петле обратной связи межкадрового предсказания после деблокировочной фильтрации. Цель SAO – улучшение восстановления оригинальных амплитуд сигнала с помощью таблицы соответствия, которая описывается с помощью нескольких дополнительных параметров, определяемых по анализу гистограммы на стороне кодера, индекс сдвига для каждого отсчета не передается, а определяется в зависимости от локального градиента как на кодере, так и на декодере. Решение о применении SAO принимается на уровне СТВ.

В стандарте HEVC расширены специальные виды кодирования:

- режим I-PCM – в нем не применяется предсказание, преобразование, квантование и арифметическое кодирование, то есть значения отсчетов передаются напрямую; он может применяться там, где сжатие неэффективно, например для шумоподобного сигнала;
- режим сжатия без потерь – в нем не применяется преобразование, квантование и операции фильтрации,



то есть остаточный сигнал предсказания сразу передается на арифметический кодер;

– режим без преобразования – может применяться только к блокам преобразования 4x4 и предназначен главным образом для такого специфического видеоконтента как компьютерная графика, смесь графики и видео (движущийся текст) и пр.

Для демонстрации эффективности кодирования видео по стандарту HEVC приведем результаты сравнения результатов работы различных кодеров, полученные в [8].

В сравнении были использованы следующие кодеры: HM ver.8.0 (H.265 Main Profile), JM ver.18.4 (H.264 High Profile), Fraunhofer HHI MPEG-4 Visual (MPEG-4 Advanced Simple Profile), University of British Columbia H.263 (H.263 Conversational High Compression, High Latency Profile), MPEG Software Simulation ver.1.2 (H.262/MPEG-2 Main Profile).

Для достижения максимально возможной эффективности кодирования кодеры использовали все доступные им методы кодирования, и при этом все кодеры использовали одинаковые стратегии выбора режимов кодирования, оценки движения и квантования.

Сравнение проводилось для двух сценариев: с низкой задержкой и без ограничения задержки. В сценарии с низкой задержкой (типичное использование - видеоконференцсвязь) кодирование проводилось в порядке воспроизведения, только первый кадр кодировался с внутрикадровым предсказанием, остальные – с межкадровым. В сценарии без ограничения задержки использовалась идентичная (для H.265 и H.264) или максимально похожая (H.263, MPEG-4 ASP, H.262) иерархическая структура кодируемых кадров. При этом порядок кодирования отличался от порядка воспроизведения. Т.о. кодеры H.265 и H.264 были настроены на идентичное поведение, используя все доступные им методы кодирования. Остальные кодеры были настроены на максимально похожее поведение из-за того, что отсутствуют многие возможности по формированию потока (например, возможность создания такой же иерархической структуры кодируемых кадров). В каждом сценарии проводились измерения зависимостей пикового отношения сигнал/шум (PSNR) от скорости кодированного битового потока, а также использовалась экспертная оценка по Рекомендации ITU-R BT.500 [9].

В сценарии с низкой задержкой кодер HEVC превосходит всех предшественников, причем достигнуто сокращение битового потока в среднем на 40% по сравнению с AVC. В сценарии без ограничения задержки кодер HEVC также превосходит всех предшественников, но сокращение битового потока несколько меньше: 35% по сравнению с AVC. В замерах с использованием экспертной оценки кодер HEVC достигает сокращения битового потока в среднем на 50% (диапазон 30%-67%) по сравнению с AVC [8].

Таким образом, новый стандарт HEVC, сочетая в себе эффективные черты предшествующего стандарта AVC и новые технологии, позволил существенно повысить эффективность кодирования и устойчивость к ошибкам передачи, а также расширил возможности использования параллельных вычислений. Применение этого нового

стандарта в цифровом телевидении позволит существенно увеличить количество передаваемых программ в одном мультиплексе, в частности, до 12 телевизионных программ высокой четкости в одном наземном канале [10].

### Литература

1. ITU-T Recommendation H.261, Video codec for audiovisual services at p x 64 kbit/s, 11/1988 ... 03/1993.
2. ITU-T Recommendation H.262, Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Video, 07/1995 ... 02/2012 // ISO/IEC 13818-2:2000, Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Video (MPEG 2 Video).
3. ITU-T Recommendation H.263, Video coding for low bit rate communication, 03/1996 ... 01/2005.
4. ITU-T Recommendation H.264, Advanced video coding for generic audio-visual services, 05/2003 ... 04/2013 // ISO/IEC 14496-10:2012, Information technology – Coding of audio-visual objects – Part 10: Advanced Video Coding (MPEG-4 AVC).
5. Gary J. Sullivan, Jens-Rainer Ohm, Woo-Jin Han, Thomas Wiegand, Overview of the High Efficiency Video Coding (HEVC) Standard // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, Vol. 22, #12, 12/2012, pp. 1649-1668.
6. ITU-T Recommendation H.265, High efficiency video coding, 04/2013 // ISO/IEC FDIS 23008-2, Information technology – High efficiency coding and media delivery in heterogeneous environments – Part 2: High efficiency video coding (MPEG-H HEVC).
7. Hanan Samet, The Quadtree and Related Hierarchical Data Structures // ACM Computing Surveys, Vol. 16, #2, 06/1984, pp. 187-260.
8. Jens-Rainer Ohm, Gary J. Sullivan, Heiko Schwarz, Thiow Keng Tan, Thomas Wiegand, Comparison of the Coding Efficiency of Video Coding Standards –Including High Efficiency Video Coding (HEVC) // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, Vol. 22, #12, 12/2012, pp. 1669-1684.
9. Recommendation IUT-R BT.500-13, Methodology for the subjective assessment of the quality of television pictures, 01/2012.
10. Дворкович А., Дворкович В. Разрешимы ли проблемы эффективного внедрения цифрового телерадиовещания в России? // ИКС Медиа, 25.06.2013. <http://www.iksmedia.ru/articles/4947733.html>.

### NEW POSSIBILITIES OF VIDEO ENCODING STANDARD HEVC

*Dvorkovich V.P., Dvorkovich A.V., Gruzov G.U*

A detailed review of possibilities and algorithms included into new video encoding standard HEVC is presented. The description of standard and its characteristic features include target applications, main tasks of researches, general scheme of encoder and principal differences with previous standards. High level syntax of HEVC standard is derived from syntax of AVC standard but has a set of improvements and novelties. Differences of video encoding layer of HEVC with respect to AVC are analyzed. Finally a brief results of HEVC coding efficiency is presented showing growth in 35-40% using PSNR measure and more than 30-67% using MOS with respect to AVC coding.

УДК 004.932

## АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ПРОТЯЖЁННОГО ОБЪЕКТА, ОСНОВАННЫЙ НА ОЦЕНКЕ ЕГО КОНТУРА

**Бабаян П.В.**, к.т.н., начальник научной лаборатории кафедры Автоматики и информационных технологий в управлении (АИТУ) Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ),  
e-mail: aitu@rsreu.ru;

**Шубин Н.Ю.**, м.н.с. кафедры АИТУ РГРТУ, e-mail: aitu@rsreu.ru.

**Ключевые слова:** измерение координат, контур объекта, обнаружение прямых, оценка размеров объекта, оценка формы объекта.

### Введение

Одним из направлений при создании систем анализа и обработки видеoinформации является разработка бортовых систем видеослежения, которые предназначены для установки на мобильных носителях, таких как: самолёты, вертолёты, корабли, автомобили. Большинство описанных в литературе подходов к решению задач измерения координат объектов на изображениях, получаемых с видеодатчиков подобных систем, эффективно применяются для работы с объектами малого и среднего размеров. В то же время проблема измерения параметров протяжённых объектов, имеющих размеры, сопоставимые с размерами самого изображения, в литературе практически не освещена, а применение алгоритмов и методов, успешно используемых для измерения координат объектов малого и среднего размеров, оказывается малоэффективным, если объект является протяженным. Например, вычислительная сложность методов сопоставления с эталоном, таких как корреляционные или разностные [1], существенно возрастает с ростом размеров объекта интереса в кадре. Методы статистической сегментации [2] и пространственной фильтрации [3] не способны работать на сюжетах с протяжёнными объектами из-за высокой сложности текстуры как фона, так и объекта. Сильные ракурсные искажения изображений фона и объекта в условиях подвижного носителя видеодатчика делают неприменимыми большинство алгоритмов на основе пространственно-временной фильтрации [4].

В настоящей работе для преодоления недостатков перечисленных выше подходов предлагается использовать подход на основе анализа структурных элементов изображения, опирающийся на представление контура объекта в виде набора прямых линий. Как правило, именно эти структурные элементы составляют контур протяжённых объектов искусственного происхождения, таких как строения, дороги, взлётно-посадочные полосы.

**Цель работы** – разработка алгоритма измерения координат протяжённых объектов, контуры которых можно описать последовательностью прямых линий. Предполагается, что наблюдение объектов осуществляется с борта подвижного носителя, что приводит к значительному изменению как форм, так и размеров их изображений с течением времени.

Рассмотрена задача измерения координат протяжённого объекта искусственного происхождения. Предложен способ измерения координат объекта, основанный на оценке его контура, состоящего из прямолинейных отрезков, в условиях значительных проективных искажений изображения объекта, параметры которых меняются с течением времени. Представлены результаты экспериментальных исследований разработанного алгоритма.

### Алгоритм измерения координат объекта

Предлагаемый алгоритм, основанный на оценке контура объекта, рассматривает контур объекта, как замкнутую ломаную кривую. Начальным целеуказанием для алгоритма является последовательность координат угловых точек объекта интереса на изображении, из которых составляется замкнутый контур [5]. Оценка контура объекта на очередном кадре осуществляется в три этапа (рис. 1):

1. Разбиение контура (рис. 1, а), полученного на предыдущем шаге или путём целеуказания, на отрезки (рис. 1, б);
2. Слежение за каждым из отрезков на изображении в отдельности (рис. 1, в);
3. Объединение отрезков в контур (рис. 1, г).

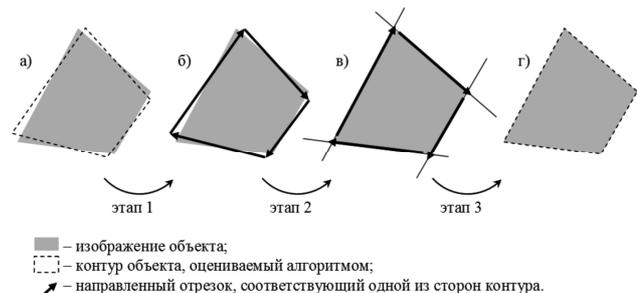


Рис. 1. Этапы работы алгоритма измерения координат протяжённых объектов искусственного происхождения:

- а) – текущее изображение объекта и его контур на предыдущем кадре; б) – контур разбит на направленные отрезки; в) – обновлённое положение отрезков на текущем кадре; г) – контур, состоящий из отрезков

Первый этап необходим для генерации списков координат начал и концов направленных отрезков, за каждым из которых производится слежение. На этом этапе контур объекта, полученный на предыдущем кадре, разбивается на независимые направленные отрезки. На втором этапе оценивается новое положение каждого отрезка на текущем изображении. Для восстановления контура объекта по координатам отрезков используется алгоритм объединения отрезков в замкнутый контур,

выполняемый на третьем этапе.

Рассмотрим более подробно данный алгоритм на всех этапах его работы. Для разбиения контура, хранящегося в виде списка вершин многоугольника, составляется список всех пар соседних вершин, рассматриваемых обособленно друг от друга. Эти пары рассматриваются далее, как направленные отрезки.

Допущение о том, что за время, равное периоду дискретизации видеоизображений, граница объекта сместится незначительно, позволяет сузить область поиска этой границы в очередном кадре до окрестности её предыдущего положения. Также можно предположить, что ориентация границы объекта за то же время не изменится на большой угол, вследствие чего наиболее резкие перепады яркости на исходном изображении следует ожидать вдоль прямых, ориентированных перпендикулярно границе объекта, оцененной на предыдущем кадре. На основании этих допущений для каждого отрезка выполняется извлечение фрагмента исходного изображения  $l(i, j)$  прямоугольной формы и ориентации, соответствующей направлению отрезков (рис. 2, а). Алгоритм осуществляет это с помощью двумерной интерполяции исходного изображения в точках, координаты которых генерируются исходя из оценки положения отрезка на предыдущем кадре. При этом полученное изображение  $l'(i', j')$  (рис. 2, б) может быть масштабировано относительно исходного для экономии вычислительных ресурсов. Далее вдоль каждого из столбцов полученного изображения проводится поиск границы разделения объекта и фона путем максимизации следующего критерия

$$F_{i'}(k') = \left| \frac{\sum_{q=1}^{k'} l'(i', q)}{k'} - \frac{\sum_{q=k'+1}^{j'_{\max}} l'(i', q)}{j'_{\max} - k' + 1} \right|, \quad (1)$$

$$k' = \overline{1, j'_{\max} - 1}.$$

где  $k'$  – граница разделения текущего столбца,  $i'$  – номер текущего столбца изображения  $l'(i', j')$ ;  $j'_{\max}$  – высота изображения  $l'(i', j')$ .

Критерий (1) соответствует модулю разности средних яркостей двух областей, получившихся в результате деления  $i'$ -го столбца изображения  $l'(i', j')$  в точке  $k'$ . В результате максимизации (1), выполняемой для каждого столбца изображения  $l'(i', j')$ , получается предварительная оценка границы между фоном и объектом (рис. 2, в)

$$k(i') = \arg \max_{k'=1, j'_{\max}-1} F_{i'}(k'), \quad i' = \overline{1, i'_{\max} - 1}, \quad (2)$$

где  $i'_{\max}$  – ширина изображения  $l'(i', j')$ .

Следующим шагом алгоритма является взвешенная линейная аппроксимация функции  $k(i')$  (рис. 2, г) [6]. В качестве весового коэффициента каждой точки  $(i', k(i'))$  выступает значение критерия (1) в этой точке. Это позволяет снизить влияние на регрессию тех точек, значе-

ние перепада в которых не так ярко выражено. Координаты двух крайних точек полученной прямой принимаются за концы отрезка в новом кадре и переводятся обратно из локальной системы координат  $(i', j')$  в глобальную  $(i, j)$  (рис. 2, д). Использование методов аппроксимации в общем случае позволяет рассматривать функцию  $k(i')$  не только как линейную (рис. 2, в), но и как полином любого порядка, либо как дугу эллипса.

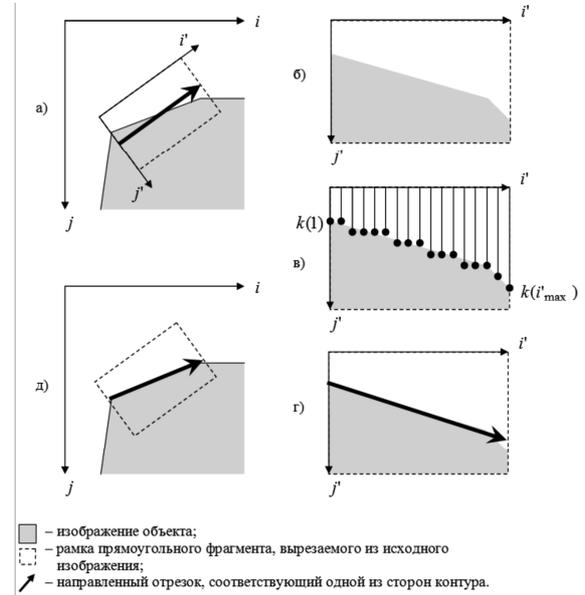


Рис. 2. Работа алгоритма слежения за прямолинейными границами объектов: а) – исходное изображение объекта; б) – фрагмент исходного изображения; в) – обнаружение граничных точек по критерию (1); г) – новая оценка границы объекта в локальной системе координат; д) – новая оценка границы объекта в глобальной системе координат

На третьем этапе производится объединение отрезков в замкнутый контур. Для этого каждая пара соединяемых направленных отрезков продолжается до прямых, точка пересечения которых принимается за одну из вершин оцениваемого контура. Наглядно этот процесс представлен на рис. 3.

Вычисление координат  $(\tilde{i}, \tilde{j})$  точки пересечения выполняется по выражению

$$\begin{pmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{j} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j_2 - j_1 & i_1 - i_2 \\ j_3 - j_4 & i_4 - i_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} i_1 \cdot j_2 - i_2 \cdot j_1 \\ i_4 \cdot j_3 - i_3 \cdot j_4 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

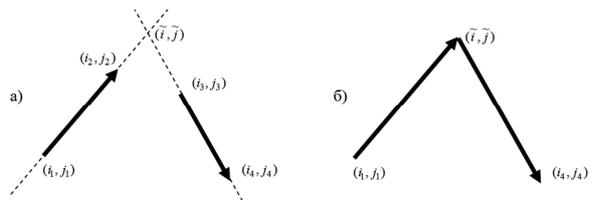


Рис. 3. Пример соединения двух направленных отрезков: а) – продление направленных отрезков до прямых; б) – переопределение концов и начал направленных отрезков до точек пересечения прямых

После объединения отрезков координаты каждой вершины полученного замкнутого контура фильтруются во времени в соответствии с формулой

$$(d_i, d_j) = (\tilde{i}, \tilde{j}) - (\hat{i}_p, \hat{j}_p) \quad (4)$$

$$(\hat{i}, \hat{j}) = \begin{cases} (\tilde{i}, \tilde{j}), & \text{если } |(d_i, d_j)| \leq d_{\max} \\ (\hat{i}_p, \hat{j}_p) + (d_i, d_j) \cdot \frac{d_{\max}}{|(d_i, d_j)|}, & \text{иначе,} \end{cases}$$

где  $(d_i, d_j)$  – сдвиг координат текущей вершины за последний кадр,  $(\tilde{i}, \tilde{j})$  и  $(\hat{i}, \hat{j})$  – измеренные и оценённые координаты текущей вершины в последнем кадре соответственно,  $(\hat{i}_p, \hat{j}_p)$  – оцененные координаты текущей вершины в предыдущем кадре,  $d_{\max}$  – максимально допустимое расстояние перемещения вершины за один кадр.

Фильтрация координат по выражению (4) ограничивает значительные деформации контура за один кадр в случае неправильной оценки одного из отрезков контура.

**Экспериментальные исследования**

Разработанный алгоритм сравнивался с алгоритмом оценки координат объектов на основе байесовской сегментации [2], т.к. это один из немногих алгоритмов, способных адаптироваться к изменениям размера объекта с течением времени. При условии неизменности набора признаков и априорной вероятности наличия элемента фона в окне одним из наиболее значимых параметров для этого алгоритма является разрядность гистограммы признаков. Для более объективного сравнения каждый видеосюжет обрабатывался как тестируемым алгоритмом измерения координат объекта на основе оценки его контура, так и алгоритмом, основанным на байесовской сегментации, использовавшим два признака (яркости и модуля градиента яркости изображения). Причём, последний обрабатывал видеопоследовательность несколько раз при различных разрядностях гистограмм. Каждый раз разрядность гистограммы по каждому из признаков выбиралась из множества {1; 2; 4; 8; 16; 32; 64; 128; 256} таким образом, чтобы перебрать все возможные сочетания. Разрядность гистограммы 1 означает, что признак не используется. Таким образом, каждый

сюжет обрабатывался алгоритмом на основе байесовской сегментации с различными параметрами в общей сложности 80 раз (исключался случай, когда разрядность гистограммы по обоим признакам равнялась 1). Для оценки эффективности того или иного алгоритма измерения координат объектов используются так называемые количественные характеристики работоспособности (КХР). В данной работе использовалась КХР, подробно описанная в [7]. Её значение варьируется в пределах от нуля до единицы и зависит от степени совпадения двух описанных вокруг объекта прямоугольников, один из которых рассчитывается при помощи тестируемого алгоритма, второй берётся из эталонных данных. КХР достигает максимального значения при полном совпадении прямоугольников, а минимального в случае нулевой площади пересечения двух прямоугольников.

Результаты моделирования наглядно показаны на рис. 4 и 5. На рис. 4 по оси абсцисс отложены номера кадров, а значениям оси ординат соответствуют значения КХР в каждом кадре. Тонкая линия обозначает изменения КХР алгоритма измерения координат объекта на основе оценки его контура. Толстый прерывистый график соответствует алгоритму, основанному на байесовской сегментации, показавшему наилучший результат для данного сюжета.

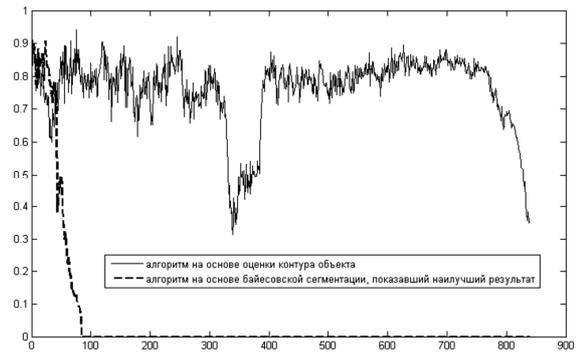


Рис. 4. Изменение КХР в процессе работы алгоритмов для одного из видеосюжетов

На рис. 5 изображена динамика изменения видимых размеров и формы объекта на примере одного из тестируемых сюжетов.



Рис. 5. Пример работы алгоритма на основе оценки контура для одного из сюжетов



Усреднённое значение КХР по всем сюжетам для алгоритма на основе оценки контура составляет 0,6014, а для алгоритма на основе байесовской сегментации – 0,2049. Таким образом, на данном типе видеосюжетов предлагаемый алгоритм почти в 3 раза эффективнее алгоритма на основе байесовской сегментации.

### **Заключение**

Алгоритм измерения координат объекта на основе оценки его контура способен адаптироваться к изменениям формы и размеров объекта, сохраняет работоспособность в условиях слабых статистических отличий между фоном и объектом, что выгодно отличает его от методов на основе байесовской сегментации.

С помощью разработанного алгоритма можно измерять координаты объекта и оценивать его контур, что потенциально позволяет решать следующие задачи:

- оценивать размеры и площадь объекта, имея информацию о расстоянии до него;
- на основе наблюдений за изменениями формы изображения объекта (связанными с ракурсными искажениями) оценивать изменение положения камеры в трёхмерном пространстве относительно объекта;
- решать задачи навигации на основании изображений, снятых бортовым видеодатчиком.

Главным недостатком алгоритма являются требования, предъявляемые к априорным данным. Такая операция, как точное указание контура объекта на первом кадре вручную в реальном времени, затруднительна. Однако для объектов невысокой геометрической сложности (с количеством сторон не более четырёх), таких как взлётно-посадочные полосы, автоматическую оценку контура способен выполнить алгоритм, использующий преобразование Радона [8]. Для этого следует найти точки пересечения найденных прямых и принять их в качестве угловых точек контура.

Также следует отметить высокую вероятность срыва в условиях сильной тряски датчика изображения. Для борьбы с этим недостатком следует выполнять предварительную оценку сдвига изображения [9].

Разработанный алгоритм предполагает, что контур состоит из прямолинейных отрезков. Однако применение взвешенной регрессии для оценки параметров отдельных составляющих контура в общем случае позволяет рассматривать контур объекта как набор последовательно соединённых кривых. Это может значительно расширить область применения алгоритма на такие протяжённые объекты, как дороги, реки, озёра и другие объекты искусственного и естественного происхождения, практически не имеющие прямолинейных отрезков в контуре.

Исследования выполнены при поддержке гранта для ведущих научных школ НШ-242.2012.10.

### **Литература**

1. Алпатов Б.А., Селяев А.А., Степашкин А.И. Цифровая обработка изображений в задаче отслеживания движущегося объекта // Изв. вузов. Сер. Приборостроение. – 1985. – № 2. – С. 39-43.
2. Муравьев С.И., Муравьев В.С. Использование вейвлет-признаков в задачах сегментации изображений // Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций. Тез. докл. 12-й междунар. науч.-техн. конф. – Рязань, 2004. – С. 73-74.
3. Муравьев В.С. Пространственный алгоритм обнаружения и определения координат воздушных объектов на изображении // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань, 2009. – №2(28). – С.17-20.
4. Алпатов Б.А., Бабаян П.В. Методы обработки и анализа изображений в бортовых системах обнаружения и сопровождения объектов // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – №2. – С. 45-51.
5. Шубин Н.Ю. «Алгоритм отслеживания контура объекта на видеоизображении для оценки его формы» // Новые информационные технологии в научных исследованиях: XVI Всеросс. науч.-техн. конф. студентов, молодых учёных и специалистов. – Рязань, 2011
6. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Наука. – 1964.
7. Алпатов Б.А., Балашов О.Е., Шубин Н.Ю. Повышение точности измерения параметров подвижных объектов в оптико-механических системах // Тезисы докладов XII международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». – М., 2010. Т.2 – С.120-123.
8. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Шубин Н.Ю. Алгоритм оценки координат объектов на основе преобразования Радона // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – №3. – С. 17-20.
9. Корепанов С.Е., Стротов В.В. Алгоритм слежения за движущимися объектами в бортовых видеоинформационных системах//Цифровая обработка сигналов. – 2011 – № 3. – С. 21-23.

### **OBJECT COORDINATES ESTIMATION ALGORITHM BASED ON RADON TRANSFORM**

*Babayan P.V., Shubin N.J.*

The problem of large size artificial object coordinates estimation is described in this paper. The algorithm based on object outline estimation is suggested. It can be used when image transformation parameters are vastly changed from frame to frame. The results of experimental research of the proposed algorithm are presented.

УДК 004.932.4

## МЕТОД МЕЖКАНАЛЬНОЙ ГРАДИЕНТНОЙ РЕКОНСТРУКЦИИ ИСКАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ ЦВЕТНЫХ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

*Самойлин Е.А., д.т.н., доцент кафедры ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, e-mail: es977@mail.ru;*

*Шипко В.В., адъюнкт ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, e-mail: shipko.v@bk.ru.*

**Ключевые слова:** цветные изображения, градиентная реконструкция, модель, аппликативные помехи, фильтрация, скользящая апертура.

### Введение

Как известно [1, 2], для многих систем с цифровой обработкой и преобразованием цветных изображений является характерным появление аппликативных (импульсных) помех, т.е. независимых случайных искажений отдельных пикселей. Как правило, помехи на цветном изображении являются некоррелированными между цветовыми каналами. Такое возможно, например, в случае неисправности электроники одного из каналов. Но в любом случае, это приводит к потере полезных сигналов.

В работе [3] приведены алгоритмы векторной медианной фильтрации, показывающие свое преимущество в обработке цветных изображений, так как учитывается межканальная корреляция. Тем не менее, медианная фильтрация не в состоянии всегда достоверно восстанавливать значение потерянного сигнала вследствие своей ограниченности только выборкой элементов апертуры фильтра, а так же при преобладающем числе сбойных элементов в апертуре. Между тем, возникающая избыточность при переходе к цветным изображениям открывает новые возможности по восстановлению потерянных вследствие воздействия помех значений сигналов изображений. В частности, в случае искажения значения яркости элемента изображения в одном из каналов возможно оценить это значение по амплитуде яркости соответствующих элементов других каналов.

Цель работы – разработка метода реконструкции сигналов цветных цифровых изображений за счет межканальной избыточности.

### Модель межканальной градиентной реконструкции

Используемая модель исходного оцифрованного по строкам  $i$  и столбцам  $j$  RGB-компонентного изображения  $\Lambda$  имеет вид

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{i,j}^R \in [0, \dots, 2^N - 1] \\ \lambda_{i,j}^G \in [0, \dots, 2^N - 1] \\ \lambda_{i,j}^B \in [0, \dots, 2^N - 1] \end{bmatrix}, \quad (1)$$

Приведен метод реконструкции искаженных или потерянных сигналов компонент цветного цифрового изображения по локальным градиентам в соседних каналах. Показана эффективность представленного метода на примере обработки цветного изображения, искаженного некоррелированными между цветовыми каналами аппликативными помехами.

где  $i = 1..m, j = 1..n$ ;  $m, n$  – число строк и столбцов изображения;  $N$  – степень квантования элементов изображения  $\Lambda$ .

Рассмотрим предлагаемую модель межканальной градиентной реконструкции. В связи с тем, что объекты на цветных изображениях коррелируют между собой в цветовых каналах, т.е. совпадают по положению контуров и текстурным перепадам, то можно принять следующее допущение

$$\lambda_{i,j}^R - \lambda_{k,s}^R \approx \lambda_{i,j}^G - \lambda_{k,s}^G \approx \lambda_{i,j}^B - \lambda_{k,s}^B, \quad (2)$$

где  $k, s$  – координаты любого (случайного) элемента изображения в скользящем окне с центром  $i, j$  (за исключением  $i, j$ -того элемента) в каналах  $R, G, B$ . Данное допущение, как показали исследования, справедливо для многих реальных цветных цифровых изображений.

Обозначим  $g_{k,s}^R = \lambda_{i,j}^R - \lambda_{k,s}^R$ ,  $g_{k,s}^G = \lambda_{i,j}^G - \lambda_{k,s}^G$ ,  $g_{k,s}^B = \lambda_{i,j}^B - \lambda_{k,s}^B$  и будем называть  $g_{k,s}^R$ ,  $g_{k,s}^G$ ,  $g_{k,s}^B$  в дальнейшем однонаправленными градиентами компонент  $R, G$  и  $B$  соответственно.

Тогда средняя оценка сигнала компоненты  $R$  по компонентам  $G$  и  $B$  имеет вид

$$\hat{\lambda}_{i,j}^{R(G,B)} = \frac{(\lambda_{k,s}^R + g_{k,s}^G) + (\lambda_{k,s}^R + g_{k,s}^B)}{2}. \quad (3)$$

Средняя оценка сигнала компоненты  $G$  по компонентам  $R$  и  $B$ :

$$\hat{\lambda}_{i,j}^{G(R,B)} = \frac{(\lambda_{k,s}^G + g_{k,s}^R) + (\lambda_{k,s}^G + g_{k,s}^B)}{2}. \quad (4)$$

Средняя оценка сигнала компоненты  $B$  по компонентам  $R$  и  $G$ :

$$\hat{\lambda}_{i,j}^{B(R,G)} = \frac{(\lambda_{k,s}^B + g_{k,s}^R) + (\lambda_{k,s}^B + g_{k,s}^G)}{2}. \quad (5)$$

При этом для каждой оценки одной из компонент по другой справедливо правило

$$\hat{\lambda}_{i,j}^{a(b)} = \begin{cases} (\lambda_{k,s}^a + g_{k,s}^b), & \text{при } 0 \leq (\lambda_{k,s}^a + g_{k,s}^b) \leq (2^N - 1) \\ (2^N - 1), & \text{при } (\lambda_{k,s}^a + g_{k,s}^b) > (2^N - 1) \\ 0, & \text{при } (\lambda_{k,s}^a + g_{k,s}^b) < 0 \end{cases}, \quad (6)$$

где  $a$  – оцениваемая компонента,  $a = (R \vee G \vee B)$ ;  $b$  – компонента, по которой осуществляется оценка,  $b = (R \vee G \vee B)$ , при  $b \neq a$ ; символ  $\vee$  означает логическую операцию «ИЛИ».

Таким образом, испорченный или потерянный элемент любой компоненты восстанавливается по градиентам в соседних каналах.

### Межканальная градиентная реконструкция скользящей апертурой

Выражения (2)-(6) описывают общую модель градиентной реконструкции. При восстановлении скользящей апертурой с размерами  $p = (-P, \dots, 0, \dots, P)$  по  $i$  и  $q = (-Q, \dots, 0, \dots, Q)$  по  $j$ , возможна следующая реализация метода градиентной реконструкции сбойной компоненты.

Вычисляются  $z = ((2P+1)(2Q+1)) - 1$  локальных градиентов центрального элемента апертуры с каждым элементом его окрестности в каналах  $R$ ,  $G$  и  $B$ :

$$g_{i\pm p, j\pm q}^R = \lambda_{i,j}^R - \lambda_{i\pm p, j\pm q}^R, \quad (p, q) \neq 0; \quad (7)$$

$$g_{i\pm p, j\pm q}^G = \lambda_{i,j}^G - \lambda_{i\pm p, j\pm q}^G, \quad (p, q) \neq 0; \quad (8)$$

$$g_{i\pm p, j\pm q}^B = \lambda_{i,j}^B - \lambda_{i\pm p, j\pm q}^B, \quad (p, q) \neq 0. \quad (9)$$

В выражениях (7)-(9) переменные  $p$  и  $q$  одновременно не равны нулю.

Далее формируются  $t = 1, \dots, z$  оценок сбойного элемента компоненты  $R$  по компонентам  $G$  и  $B$ :

$$\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{R(G,B)} \right)_t = \frac{\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{R(G)} \right)_t + \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{R(B)} \right)_t}{2}, \quad (10)$$

$$\text{где } \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{R(G)} \right)_t = \lambda_{i\pm p, j\pm q}^R + g_{i\pm p, j\pm q}^G, \quad (p, q) \neq 0;$$

$$\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{R(B)} \right)_t = \lambda_{i\pm p, j\pm q}^R + g_{i\pm p, j\pm q}^B, \quad (p, q) \neq 0.$$

Оценки сбойного элемента компоненты  $G$  по компонентам  $R$  и  $B$ :

$$\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{G(R,B)} \right)_t = \frac{\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{G(R)} \right)_t + \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{G(B)} \right)_t}{2}, \quad (11)$$

$$\text{где } \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{G(R)} \right)_t = \lambda_{i\pm p, j\pm q}^G + g_{i\pm p, j\pm q}^R, \quad (p, q) \neq 0;$$

$$\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{G(B)} \right)_t = \lambda_{i\pm p, j\pm q}^G + g_{i\pm p, j\pm q}^B, \quad (p, q) \neq 0.$$

Оценки сбойного элемента компоненты  $B$  по компонентам  $R$  и  $G$ :

$$\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{B(R,G)} \right)_t = \frac{\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{B(R)} \right)_t + \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{B(G)} \right)_t}{2}, \quad (12)$$

$$\text{где } \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{B(R)} \right)_t = \lambda_{i\pm p, j\pm q}^B + g_{i\pm p, j\pm q}^R, \quad (p, q) \neq 0;$$

$$\left( \hat{\lambda}_{i,j}^{B(G)} \right)_t = \lambda_{i\pm p, j\pm q}^B + g_{i\pm p, j\pm q}^G, \quad (p, q) \neq 0.$$

Общая оценка значения центрального элемента апертуры компонент  $R$ ,  $G$ ,  $B$  по всем градиентам элементов окрестности в соответствующей апертуре соседних компонент может быть найдена усреднением оценок (10)-(12) по  $t$ :

$$\hat{\lambda}_{i,j}^R = z^{-1} \sum_{t=1}^z \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{R(G,B)} \right)_t. \quad (13)$$

$$\hat{\lambda}_{i,j}^G = z^{-1} \sum_{t=1}^z \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{G(R,B)} \right)_t. \quad (14)$$

$$\hat{\lambda}_{i,j}^B = z^{-1} \sum_{t=1}^z \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{B(R,G)} \right)_t. \quad (15)$$

Кроме того, общая оценка центрального элемента апертуры компонент  $R$ ,  $G$  и  $B$  также может быть представлена как медиана локальных оценок по компонентам:

$$\hat{\lambda}_{i,j}^R = M \left[ \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{R(G,B)} \right)_t \right]. \quad (16)$$

$$\hat{\lambda}_{i,j}^G = M \left[ \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{G(R,B)} \right)_t \right]. \quad (17)$$

$$\hat{\lambda}_{i,j}^B = M \left[ \left( \hat{\lambda}_{i,j}^{B(R,G)} \right)_t \right]. \quad (18)$$

где  $M[\cdot]$  – оператор вычисления медианы.

### Численный пример межканальной градиентной реконструкции

Для обоснования изложенного метода приведен пример значений элементов апертуры  $3 \times 3$  каждой компоненты цветного изображения «Лена», его локальных градиентов (разность центрального элемента апертуры с каждым элементом его окрестности) и результат медианной фильтрации и градиентной реконструкции центрального элемента с координатами  $(i=159, j=169)$  компонент  $R$ ,  $G$  и  $B$  согласно формул (13)-(18).

Фрагменты числовых значений яркостей пикселей изображений размером  $3 \times 3$  элемента в  $R$ ,  $G$ ,  $B$  каналах имеют вид:

$$\lambda_{i,j}^R = \begin{bmatrix} 199 & 211 & 235 \\ 196 & \boxed{158} & 205 \\ 160 & 118 & 177 \end{bmatrix}; \quad \lambda_{i,j}^G = \begin{bmatrix} 96 & 110 & 135 \\ 89 & \boxed{58} & 104 \\ 45 & 18 & 75 \end{bmatrix};$$

$$\lambda_{i,j}^B = \begin{bmatrix} 99 & 114 & 137 \\ 97 & \boxed{66} & 110 \\ 62 & 30 & 86 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Однонаправленные градиенты приведенных фрагментов выглядят следующим образом:

$$g_{i,j}^R = \begin{bmatrix} -41 & -53 & -77 \\ -38 & 0 & -47 \\ -2 & 40 & -19 \end{bmatrix}; \quad g_{i,j}^G = \begin{bmatrix} -38 & -52 & -77 \\ -31 & 0 & -46 \\ 13 & 40 & -17 \end{bmatrix};$$

$$g_{i,j}^B = \begin{bmatrix} -33 & -48 & -71 \\ -31 & 0 & -44 \\ 4 & 36 & -20 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Средние оценки сигналов  $R, G, B$  компонент в рассматриваемом случае:

$$(\hat{\lambda}_{i,j}^{R(G,B)})_t = (156, 158.5, 160, 161, 161, 162, 163.5, 168.5);$$

$$(\hat{\lambda}_{i,j}^{G(R,B)})_t = (46, 54.5, 55.5, 56, 58.5, 59, 59.5, 61);$$

$$(\hat{\lambda}_{i,j}^{B(R,G)})_t = (59.5, 59.5, 60, 61.5, 63.5, 67.5, 68, 70).$$

Общие оценки значений центральных элементов:

$$\hat{\lambda}_{i,j}^R = \begin{bmatrix} 199 & 211 & 235 \\ 196 & \boxed{161.3} & 205 \\ 160 & 118 & 177 \end{bmatrix}; \hat{\lambda}_{i,j}^G = \begin{bmatrix} 96 & 110 & 135 \\ 89 & \boxed{56.3} & 104 \\ 45 & 18 & 75 \end{bmatrix};$$

$$\hat{\lambda}_{i,j}^B = \begin{bmatrix} 99 & 114 & 137 \\ 97 & \boxed{63.7} & 110 \\ 62 & 30 & 86 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\hat{\lambda}_{i,j}^{2R} = \begin{bmatrix} 199 & 211 & 235 \\ 196 & \boxed{161} & 205 \\ 160 & 118 & 177 \end{bmatrix}; \hat{\lambda}_{i,j}^{2G} = \begin{bmatrix} 96 & 110 & 135 \\ 89 & \boxed{57.3} & 104 \\ 45 & 18 & 75 \end{bmatrix};$$

$$\hat{\lambda}_{i,j}^{2B} = \begin{bmatrix} 99 & 114 & 137 \\ 97 & \boxed{62.5} & 110 \\ 62 & 30 & 86 \end{bmatrix} \quad (22)$$

В качестве сравнения, эти же оценки, получаемые медианной обработкой, будут иметь вид:

$$M[\lambda_{i,j}^R] = \begin{bmatrix} 199 & 211 & 235 \\ 196 & \boxed{197.5} & 205 \\ 160 & 118 & 177 \end{bmatrix}; M[\lambda_{i,j}^G] = \begin{bmatrix} 96 & 110 & 135 \\ 89 & \boxed{95.5} & 104 \\ 45 & 18 & 75 \end{bmatrix};$$

$$M[\lambda_{i,j}^B] = \begin{bmatrix} 99 & 114 & 137 \\ 97 & \boxed{98} & 110 \\ 62 & 30 & 86 \end{bmatrix} \quad (23)$$

На рис.1 представлены фрагменты изображения, соответствующие приведенному выше примеру.

Из формул (19)-(20) видно, что при большом отличии значений в каналах  $R, G, B$  их градиенты практически равны. На основе этого свойства имеется возможность реконструкции одной компоненты по другим. Выражения (21)-(23) и рис 1. показывают преимущество градиентной реконструкции по сравнению с медианной фильтрацией в обработке цветных цифровых изображений.

На рис. 2-4, в качестве примера, представлены сечения столбца ( $j = 60$ ) исходного изображения «Лена» в канале  $R$  и для некоторых вариантов градиентной реконструкции компоненты  $R$  по компонентам  $G$  и  $B$ . Каждому элементу изображения компоненты  $R$  присваивалось значение оценки в соответствии с выбранным вариантом градиентной реконструкции по соседним каналам.

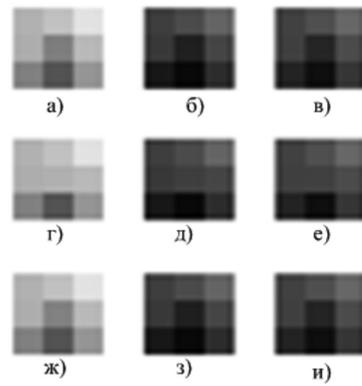


Рис. 1. Фрагменты RGB компонент изображения: а –  $\lambda_{i,j}^R$ , б –  $\lambda_{i,j}^G$ , в –  $\lambda_{i,j}^B$ , г –  $M[\lambda_{i,j}^R]$ , д –  $M[\lambda_{i,j}^G]$ , е –  $M[\lambda_{i,j}^B]$ , ж –  $\hat{\lambda}_{i,j}^{2R}$ , з –  $\hat{\lambda}_{i,j}^{2G}$ , и –  $\hat{\lambda}_{i,j}^{2B}$

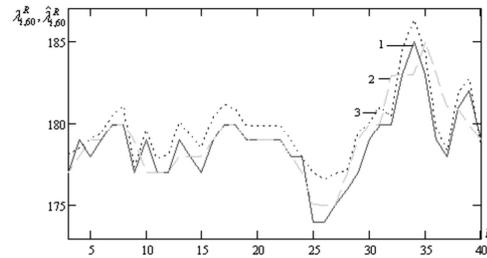


Рис. 2. Пример обработки изображения: 1 – сечение исходного изображения, 2 – сечение, полученное при медианном восстановлении апертурой  $3 \times 3$ , 3 – сечение при градиентной реконструкции скользящей апертурой размером  $3 \times 3$  согласно (13)

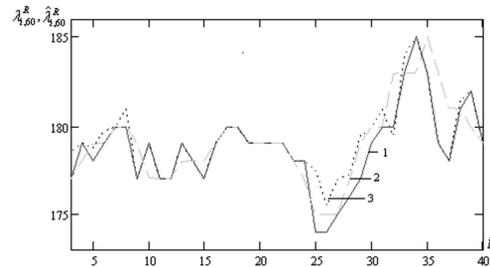


Рис. 3. Пример обработки изображения: 1 – сечение исходного изображения, 2 – сечение, полученное при медианном восстановлении апертурой  $3 \times 3$ , 3 – сечение при градиентной реконструкции скользящей апертурой размером  $3 \times 3$  согласно (16)

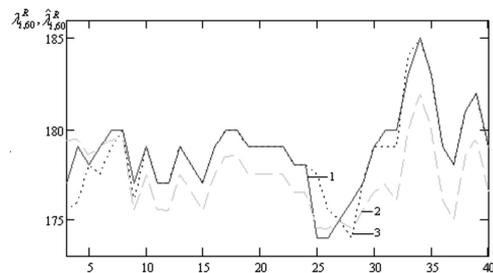


Рис. 4. Пример обработки изображения: 1 – сечение исходного изображения, 2 – сечение, полученное при градиентной реконструкции по одному значению пикселя изображения компоненты  $R$ , 3 – сечение при градиентной реконструкции по одному значению элемента окрестности в скользящей апертуре размером  $3 \times 3$

Из рис. 2-4 можно сделать вывод об эффективности восстановления одной компоненты по соседним. Также по рисункам видно, что при различных вариантах градиентной реконструкции с высокой точностью сохраняется форма полезного сигнала. Наиболее качественно произведена реконструкция скользящей апертурой размером  $3 \times 3$  согласно (16). Кроме того показана возможность градиентной реконструкции всего изображения цветовой компоненты по одному известному его пикселю.

### Пример градиентной реконструкции цветных цифровых изображений, искаженных импульсными помехами

На рис. 5 для визуального сравнения приведены результаты обработки цветного цифрового изображения (в черно-белом представлении) с вероятностью наличия 0,4 в каждом цветовом канале импульсных помех некоррелированных между формируемыми *RGB* компонентами. На рис. 6 приведены результаты обработки цветного цифрового изображения (в черно-белом представлении) с вероятностью наличия импульсных помех 0,4 только в канале *G*.



Рис. 5. Результаты обработки цветного изображения при наличии импульсных помех в каждом канале: а – искаженное импульсными помехами изображение, б – результат пространственно-избирательного медианного восстановления [4], в – результат градиентной реконструкции, г – результат пространственно-избирательного медианного восстановления [4] после градиентной реконструкции



Рис. 6. Результаты обработки цветного изображения при наличии импульсных помех в одном из каналов: а – искаженное импульсными помехами изображение, б – результат пространственно-избирательного медианного восстановления [4], в – результат градиентной реконструкции, г – результат повторной процедуры обнаружения помех и градиентной реконструкции

Процедуры восстановления были применены по предварительно обнаруженным сбойным элементам изображения [4].

### Заключение

Приведенные результаты исследования показывают более эффективную реконструкцию искаженных сигналов цветных цифровых изображений по локальным градиентам соседних каналов в сравнении с известной медианной фильтрацией. При этом их комбинирование только дополняет возможности качественного восстановления искаженных или потерянных сигналов цветного цифрового изображения.

### Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. Хуанг Т.С., Эклунд Дж.-О., Нуссбаумер Г.Дж., Зохар Ш., Юстуссон Б.И., Тянь Ш.-Г. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
3. Воскобойников Ю.Е., Белявцев В.Г. Нелинейные алгоритмы фильтрации векторных сигналов // Автометрия. 1999. №5. С. 97-105
4. Самойлин Е.А. Пространственно-избирательная фильтрация изображений // Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49. № 12. С. 7-12.

## METHOD OF THE INTERCHANNEL GRADIENT TO RECONSTRUCTIONS DISTORTED SIGNAL OF THE COLOUR DIGITAL IMAGES

*Samoylin E.A., Shipko V.V.*

The presented method to reconstructions distorted or lost signal components colors digital images on local gradients in nearby channel. Efficiency of the presented method is shown on example of the processing distorted impulse noise colors digital images.

УДК 550.34, 551.4

## ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОМЕРНОГО ЕОФ-АНАЛИЗА В ГЕОИНФОРМАТИКЕ

*Коротченко Р.А., к.т.н., старший научный сотрудник Тихоокеанского океанологического института им. В.И. Ильичева ДВО РАН, Владивосток, e-mail: rotankor@mail.ru*

*Самченко А.Н., научный сотрудник Тихоокеанского океанологического института им. В.И. Ильичева ДВО РАН, e-mail: samchenco@poi.dvo.ru*

*Ярошук И.О. д.ф.-м.н., заведующий лабораторией Тихоокеанского океанологического института им. В.И. Ильичева ДВО РАН, e-mail: yaroshchuk@poi.dvo.ru*

**Ключевые слова:** геоинформатика, метод ортогональных функций, анализ полей данных, сингулярный, спектральный, модель рельефа, тектоника масштабов и структур.

### Введение

Численная обработка экспериментальных данных является принципиальной основой геоинформатики, включающей разделы геофизики, океанологии, математической геологии, географии и многое другое. Геоинформатика, как наука и технология, опирается на цифровые модели, описывающие представление среды в виде суперпозиции большого количества взаимодействий между различными процессами или, иначе говоря, – разных степеней свободы.

Возможно использовать наиболее подробное описание происходящих процессов, полагаясь на ресурсы суперкомпьютеров, однако в этом случае объем информации становится колоссальным, а вопрос интерпретации данных остается открытым. Для анализа геоинформационных полей данных необходимы такие методы, которые позволяют уменьшить размерность системы и выявить структуры, наиболее полно объясняющие наблюдаемые вариации параметров.

Как правило, обрабатываемые данные содержат не только достоверные сведения, но и ошибки, связанные с условиями проведения наблюдений и особенностями применяемой аппаратуры. В таком случае требуется обработка данных с целью фильтрации «шумовых» составляющих наблюдений и селекции достоверной информации.

В процессе интерпретации наблюдений надлежит провести комплексный анализ морфологии выявленных структур и описать зависимость их характеристик от вариации внешних, «управляющих» параметров. Методы, основанные на оценках средних значений наблюдаемой величины и ее дисперсии, занимают первоочередное место в процессе обработки накопленного материала.

В рамках этого подхода метод естественных (эмпирических) ортогональных функций (ЕОФ) и его разновидности, используемые в анализе пространственно-временных данных, уже стали одним из основных рабочих инструментов в метеорологии, физике атмосферы и океана [1-3]. Однако многомерные варианты ЕОФ-

*Рассмотрены принципы применения многомерного ЕОФ-анализа для обработки полей геоинформационных данных. Описаны процедурные этапы обработки методом двумерного сингулярного спектрального анализа (2D-SSA) для задач структурной пространственной декомпозиции скалярных полей. Для фрагмента северо-западной части шельфа Японского моря создана цифровая модель рельефа, выполнена двумерная ЕОФ-декомпозиция и реконструкция модели с интерпретацией выделенных в совокупности данных геоморфологии и тектоники пространственно-временных масштабов и структур.*

анализа еще крайне редко применяются в практике обработки натуральных наблюдений. Кроме работ с теоретическим акцентом [4], авторам не известны публикации о практических приложениях многомерных ЕОФ-методов в задачах геофизики и геоинформатики.

В отличие от геофизики и океанологии, геология и география являются в основном описательными науками и ограничиваются упрощенными способами работы с цифровыми данными. Применение современных численных методов в геоинформатике и, в частности – в геологии, качественно улучшает интерпретацию накопленных сведений на основе количественного анализа. Например, применение цифровых моделей в геоморфологии дает возможность перейти к пониманию процессов рельефообразования с позиций анализа пространственно-временных масштабов тектонических процессов, согласовывая шкалы времени и энергии, требуемых для развития структур рельефа различных пространственных размеров [5-7]. Рассмотренные в статье процедуры 2D-SSA и практика его применения для интерпретации данных геоморфологии самого крупного залива Японского моря демонстрируют практическую ценность подобной цифровой обработки.

### Пространственные структуры и метод ЕОФ

Метод естественных ортогональных функций применяется для обработки и анализа скалярных полей данных, меняющихся во времени. Он позволяет выполнить статистическую обработку, которая вскрывает иерархию основных факторов и подавляет влияние типичных погрешностей измерений, присутствующих в условиях натуральных наблюдений. Метод выделяет пространственные структуры, описывающие изменчивость сигнала и оценивает относительный вклад каждой структуры в исходное поле. Теория и принципы ЕОФ-разложения и его разновидности описаны в работах [1-4].

Основная идея, заложенная в методе, заключается в следующем. Предположим, что реализации полей данных представлены набором векторов  $\{f_i, i = 1..k\}$  в  $N$ -мерном пространстве для последовательности моментов времени. Все вектора исходят из начала координат. Если исходные данные коррелированы, то вектора будут кластеризоваться вдоль каких-то выделенных направлений. Задача метода ЕОФ заключается в поиске такого ортогонального базиса  $\{e_1, e_2, \dots, e_N\}$  в  $N$ -мерном пространстве, чтобы вектор  $e_1$  был направлен к самому большому кластеру, вектор  $e_2$  к следующему по величине и т.д. При этом сумма квадратов проекций всех векторов  $f$  на направления  $\{e_1, e_2, \dots, e_N\}$  убывает строго последовательно. Из-за ортогональности векторов  $\{e_1, e_2, \dots, e_N\}$  найденные структуры называются ортогональными функциями. А так как новый базис строится по самим данным, а не выбирается априорно, эти функции называются естественными или эмпирическими.

С прикладной точки зрения ключевым моментом является возможность подбора ортогонального базиса, построенного по самим данным и упорядоченного так, что «раскладка» исходных данных в базисе согласована по убыванию вклада в общий максимум вариации. Это означает, что ЕОФ расщепляет исходные поля данных на ортогональные составляющие – «моды данных», которые описывают статистически значимые, упорядоченные структуры. Эти моды связаны с собственными значениями, соответствующими масштабу вклада в исходное поле. В отличие от обычного спектрального анализа, где базис определен изначально набором синусов и косинусов, в ЕОФ функции базиса разложения определяются из самих данных и являются оптимальными в статистическом смысле.

Следует подчеркнуть, что метод расщепляет исходные поля данных на «моды данных», которые не всегда имеют прямое физическое толкование. Один и тот же физический процесс может давать вклад в разные моды, и одна и та же мода может быть результатом действия более чем одного физического процесса. Интерпретация выделенных мод зависит от физического смысла полной вариации. В некоторых случаях смысл достаточно прозрачен и связан с энергетическими параметрами исследуемых процессов, в иных случаях это следует выяснять более тщательно. Общее толкование состоит в декомпозиции поля данных на трендовую, низкочастотные и высокочастотные составляющие.

### Обработка данных в методе 2D-SSA

В силу большого объема вычислений, в настоящее время наибольшую применимость нашли одномерные и двумерные разновидности метода. Двухмерный сингулярный спектральный анализ (2D-SSA) является вариантом ЕОФ. Он эффективно работает в задачах выделения сигнала из шумов, причем удаление шумов происходит без ухудшения сигнала, как обычно бывает при использовании сглаживающих фильтров. Детали алгоритма 2D-SSA рассмотрены в работе [4]. Ниже рассмотрена последовательность процедур обработки двумерных скалярных полей данных в рамках данного метода.

Пусть определено единовременное поле наблюдений скалярной величины  $f$  на пространственной сетке, значения которого могут быть представлены матрицей

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1N} \\ f_{21} & f_{22} & & f_{2N} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ f_{M1} & f_{M2} & \dots & f_{MN} \end{bmatrix}.$$

При высокой плотности сетки наблюдений предпочтительно выполнить статистическое усреднение по сегментам равной площади. В этом случае элементы матрицы будут соответствовать номеру сегмента.

Алгоритм включает два этапа – декомпозицию и реконструкцию. Параметрами алгоритма являются размеры окна сглаживания скользящим средним  $(n, m)$ .

На этапе декомпозиции по данным поля формируется специальная траекторная матрица  $W$ . Для этого с помощью окна скользящего среднего выполняется отображение (векторизация) двумерной матрицы  $F$  в четырехмерное пространство: элементы поля  $f$ , попадающие в окно скользящего среднего, приводятся к одному столбцу траекторной матрицы  $W$ . Например, для окна скользящего среднего с  $n = 2, m = 2$  отображение первого сегмента имеет вид

$$\begin{pmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{pmatrix} \rightarrow (f_{11} \ f_{21} \ f_{12} \ f_{22})^T.$$

Построенная таким образом траекторная матрица далее приводится к блочковой Ханкелевой структуре с симметрией блоков относительно главной диагонали [4].

На следующем шаге процедуры декомпозиции вычисляется сингулярное разложение блочковой Ханкелевой траекторной матрицы вида

$$W = \sum_{i=1}^d W_i = \sum_{i=1}^d U_i \sqrt{\lambda_i} V_i^T,$$

где  $\{\lambda_i\}$  – собственные значения, упорядоченные по модулю,  $\{U_i\}, \{V_i\}$  – ортонормальные системы левых и правых сингулярных собственных векторов. В двухмерном случае матрицы собственных векторов называются собственными полями. Соответствие вклада проекции поля данных на подпространства собственных векторов в общую совокупность определяется амплитудами собственных значений. Относительный вклад в полную вариацию от сингулярного значения определяется как

$$\lambda_k \cdot \left( \sum_{i=1}^d \lambda_i \right)^{-1}.$$

Этап реконструкции предполагает селекцию набора собственных полей (мод) с целью формирования более простого представления анализируемых данных и фильтрации «шумовых» компонент. Реконструкция предполагает «сборку» поля данных в ограниченном наборе мод. Для этого выполняется суммирование выборки  $\{W_i\}$  с последующим восстановлением блочковой Ханкелевой структуры  $\tilde{W}$  и далее выполняется трансформация к матрице обработанного поля данных наблюдений  $F$ :

$$\langle W \rangle = \sum_{i=1}^L W_i, \quad \langle W \rangle \rightarrow \tilde{W}, \quad \tilde{W} \rightarrow F.$$

Реконструкция и интерпретация результатов предполагает несколько вариантов «сборки», выделяя часть информации, заложенной в главной моде разложения с наибольшим собственным значением и в других наборах базисных векторов. Полученные пространственные структуры представляют декомпозицию исходного поля данных на сумму компонентов, включающую гладкую составляющую, осцилляции разного уровня и «шум».

При анализе двумерного поля данных метод позволяет выделить только фиксированные пространственные колебания. Для анализа пространственно-временных структур можно использовать модификацию метода по принципу расширенных ЕОФ (Extended EOF): в этом случае матрица  $F$  формируется более сложным образом – в начале формируется сама матрица  $F$ , затем к ней стыкуется ее копия, сдвинутая на лаг  $l$ , далее добавляется еще одна копия матрицы со сдвигом на  $2l$  и т.д. К полученной большой матрице применяется рассмотренный выше алгоритм анализа. Сингулярные разложения позволяют восстановить последовательность сдвинутых карт с эволюционирующими структурами, связанных с выделенными модами.

Версия метода для анализа скалярных полей данных более высокой размерности сохраняет все принципиальные особенности алгоритма 2D-SSA с учетом степенного роста объема вычислений.

**ЕОФ-анализ геоморфологии залива Петра Великого Японского моря**

Геоморфология охватывает совокупность знаний о геологическом строении и происхождении рельефа [8]. Востребованность знаний о структуре и характеристиках строения рельефа связана с их важностью для исследований в близких областях: геологии и геофизике. Понимание пространственно-временных особенностей развития территорий позволяет исследовать историю тектонической активности – представлять ее прошлое и оценивать развитие возможных событий в ближайшем будущем. Возможность и обоснованность пространственно-временного анализа рельефообразующих процессов представлены в работах [5-7].

Создание сетки высот цифровой модели рельефа (ЦМР) является первым этапом исследования. Использовались цифровые данные спутниковой альтиметрии и совокупность экспериментальных наблюдений батиметрии [9-12]. Перепад высот на подготовленной сетке составил около 3000 м – от глубины 2250 м до высоты 920 м. Для уменьшения вычислительной нагрузки была сформирована расчетная сетка с ячейками 400×300 м. С целью удаления влияния на результаты расчетов значительных перепадов высот альтиметрия трансформировалась логарифмированием высот и глубин.

Согласно методу 2D-SSA, на первом этапе выполнена декомпозиция данных альтиметрии – разложение поверхности рельефа в базисе ортогональных полей (мод данных). Методом подбора были выбраны подходящие параметры окна скользящего среднего, позво-

ляющие реконструировать рельеф с надлежащим качеством. Из рассчитанных первых 40 мод оказалось достаточно использовать старшие 10 мод, чтобы выделить основные элементы рельефа (рис. 1). Суммарный относительный вклад от собственных значений 10 мод в полную вариацию составил 0.96 (рис. 2). Компоненты рельефа из более высоких мод разложения давали общий вклад 4%, рассматривались как «уровень шума» и были отфильтрованы.

Основной вопрос, связанный с применением метода ЕОФ, – физическая интерпретация результатов разложения – рассматривался в соответствии с понятием «энергии рельефа». Под энергией рельефа понимается показатель потенциальной интенсивности или возможного проявления тех или иных рельефообразующих процессов. Структуры, определяющие высоты местности, характеризуются различными уровнями энергии, требуемой для их натурального формирования [5,6]. Модовый состав предполагает комбинации таких структур. При этом полная вариация разложения пропорциональна потенциальной энергии рельефа, а собственные значения соответствуют вкладу модовой структуры в полную вариацию (рис. 1).

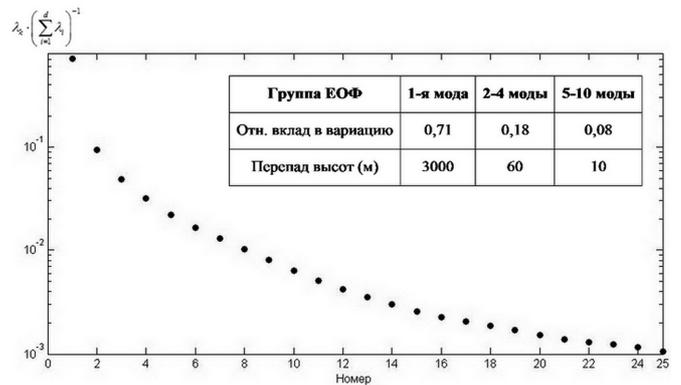


Рис. 1. Относительный вклад рассчитанных собственных значений в полную вариацию

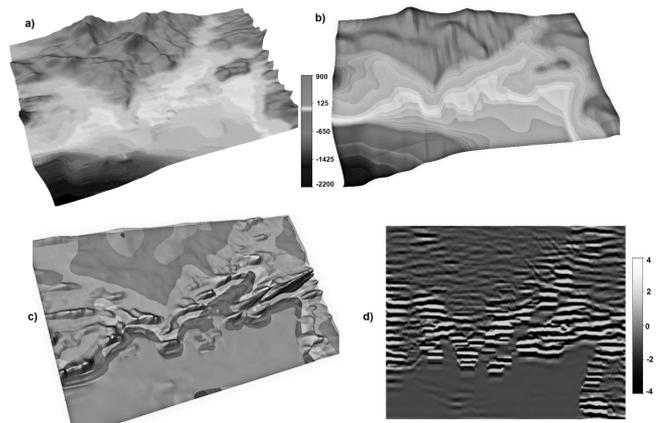


Рис. 2. ЕОФ-реконструкция ЦМР: а) первые 10 мод разложения, б) структура 1-й моды, с) изопроекция структур 2-4 мод на поверхность 1-й моды, д) структуры 5-10-й мод

Реконструкция в базисе 1-10 мод сохранила принципиальный рельеф батиметрии и побережья. Изолинии и тональный цвет на рис.2а отчетливо прорисовывают генеральную прибрежную зону и структуру глубин шельфа,



выделяют острова, внутренние заливы. Светлый фон соответствует прибрежному мелководью и зоне малых высот. Контрастно выделены свал глубин на юго-западе и отроги Сихотэ-Алиня на севере.

Поверхность, представленная 1-й модой разложения на рис. 2b представляет основную тектоническую формацию. Относительно фундамента выделяется гористая деформация и глубоководный свал. Модель рельефа на основе 1-й моды разложения является репродукцией древней формы залива и прибрежной территории с обширной мелководной прибрежной областью.

Структуры 2-4 мод с вертикальными масштабами порядка десятков метров (рис. 2c) связаны с тектоническими процессами меньшего масштаба, происходивших в более позднее время и короткие сроки. Структуры протягиваются с юго-запада на северо-восток на дистанцию более сотни километров. ЕОФ-анализ явно выделяет формы, связанные с деформациями рельефа вдоль береговой зоны древнего залива – появлением островов, скалистых мысов и крупных бухт.

Выделенные на уровне 5-10 мод структуры рельефа (рис. 2d) имеют амплитуды высот до 5 м. Такие уровни несколько меньше высот природных образований, что связано со сглаживанием и вычислениями на грубой сетке. Интерпретация рельефа для масштаба 5-10 мод связана с завершающей стадией формирования прибрежной зоны в результате экзогенных процессов и элементов вулканизма.

## Заключение

Многомерные ЕОФ-разложения являются достаточно новыми методами в арсенале методов цифровой обработки данных, в связи с вычислительной ресурсоемкостью и спецификой интерпретации. Однако, потенциальные возможности методов указывают на широкий спектр и актуальность применения при обработке данных не только для геоинформатики, но и в смежных областях знаний. Анализ пространственно-временной изменчивости и выделение масштабных шкал структурных составляющих полей данных с помощью ЕОФ-анализа расширяют возможности статистической обработки материалов.

Рассмотренные процедуры и алгоритмы нового метода 2D-SSA эффективно реализуются на практике. Комплексный подход, включающий создание цифровой геоинформационной модели, методы ЕОФ-анализа, совокупность описательных данных и характерные энергетические и временные особенности тектоники геосферы, существенно расширяет возможности количественного анализа и интерпретации природных данных в геоинформатике.

## Литература

1. Глуховский А.Б., Фортус М.И. Оценка статистической надежности эмпирических ортогональных функций // Изв. АН СССР. Физ. Атмосф. и океана, 1982. Т.18 № 5. С. 451-459.
2. Elsner J.B., Tsonis A.A. Singular Spectrum Analysis: A New Tool in Time Series Analysis. Plenum Press. New York, 1996. 164 p.
3. Navarra A., Simoncini V. A Guide to Empirical Orthogonal Functions for Climate Data Analysis. Springer, 2010. 152 p.
4. Golyandina N.E., Usevich K.D., Florinsky I.V. Filtering of Digital Terrain Models by Two Dimensional Singular Spectrum Analysis // International Journal of Ecology & Development, 2007. Vol. 8. No. F07. P. 81-94.
5. Голицын Г.С. Статистическое описание рельефа поверхности планеты и его эволюции // Физика Земли, 2003. № 7. С. 3-8.
6. Голицын Г.С. Природные процессы и явления: волны, планеты, конвекция, климат, статистика. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004, 344 с.
7. Turcotte D.L. Fractals and chaos in geology and geophysics. Cambridge University Press, New York, 1997. 398 p.
8. Ветренников В.В. Геологическое строение Сихотэ-Алинского заповедника и центрального Сихотэ-Алиня. Владивосток: Дальневосточное книжное издательство, 1976. Вып. 6. 167 с.
9. Коротченко Р.А., Самченко А.Н., Ярошук И.О. Применение статистических методов в изучении рельефа шельфовой зоны на примере залива Посьета Японского моря // Вестник ДВО РАН, 2011. № 6. С. 54-59.
10. URL: <http://www.gdem.aster.ersdac.or.jp>.
11. URL: [http://www.gebco.net/data\\_and\\_products/gridded\\_bathymetry\\_data](http://www.gebco.net/data_and_products/gridded_bathymetry_data).
12. URL: <http://www.ngdc.noaa.gov/mgg/global/global.html>.

## APPLICATION OF MULTIDIMENSIONAL EOF-ANALYSIS IN GEOINFORMATICS

*Korotchenko R.A., Samchenko A.N., Yaroshchuk I.O.*

Principles of multidimension EOF-methods for processing and analyzing of geospatial data fields are considered. Procedural stages of two-dimensional singular spectrum analysis (2D-SSA) for spatial structural decomposition of the scalar fields are described. For a part of the Sea of Japan north-western shelf a digital terrain model was developed and two-dimensional EOF-decomposition and further reconstruction of the model were carried out to select and to interpret spatial and temporal scales for observed geomorphological and tectonics structures.

УДК 004.932

## СРАВНЕНИЕ ДВУХ СТРУКТУРНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ

*Стротов В.В., к.т.н., доцент кафедры автоматизи и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: aitu@rsreu.ru.*

**Ключевые слова:** геометрические преобразования, структурный алгоритм, оценка параметров, опорные участки изображения.

### Предварительные замечания

Оценка параметров геометрических преобразований изображений является одной из важных задач, решаемых в системах обработки видеоизображений. Получаемые результаты используются при решении таких задач, как выделении движущихся объектов, оценка их координат, а также для электронной стабилизации изображений [1-3]. При этом, как правило, оценку параметров преобразований необходимо производить в темпе поступления информации, что накладывает значительные ограничения на вычислительную сложность используемых алгоритмов.

В современной литературе предложено достаточное количество методов решения данной задачи [1, 4]. Их можно разделить на несколько больших классов:

- методы морфологического анализа изображений;
- методы прямого сопоставления изображений;
- методы анализа оптического потока;
- структурные методы.

Внутри каждого из представленных классов существует несколько направлений развития методов оценки геометрических деформаций. Однако можно утверждать, что для вычислительных систем реального времени, построенных на основе процессоров общего назначения и цифровых сигнальных процессоров, первые три класса методов, как правило, являются вычислительно сложными. Следовательно, наиболее пригодными для таких систем представляются структурные методы.

В данной работе автор ставит перед собой цель на основе результатов сравнения наиболее характерных алгоритмов различных типов, относящихся к классу структурных, сформулировать рекомендации относительно их применения в системах обработки видеоизображений реального времени.

### Структурные методы оценки параметров геометрических преобразований

Данный класс объединяет подходы, которые для оценки параметров геометрических преобразований используют информацию о положении так называемых структурных элементов на обрабатываемых изображениях. Фактически, используется более компактное описание изображений по сравнению с традиционным яркостным представлением. Это позволяет уменьшить вычислительные затраты на сопоставление изображений.

*В работе рассмотрены два структурных алгоритма оценки параметров геометрических преобразований изображений: алгоритм, основанный на выборе и оценке положения опорных участков изображений, и алгоритм SIFT, основанный на оценке положения особых точек изображений. Представлены результаты сравнительных экспериментальных исследований. Даны рекомендации по использованию данных алгоритмов в системах обработки видеоизображений реального времени.*

Структурные методы оценки преобразований можно разделить на несколько групп по типу структурного элемента. Основными структурными элементами являются [2]:

- участки изображений;
- особые точки;
- отрезки линий, окружностей или других параметрических фигур.

Анализ литературы показывает, что использование отрезков линий и других параметрических фигур в качестве структурных элементов в системах реального времени возможно только при условии соответствия обрабатываемых изображений довольно жёстким требованиям. Это связано с тем, что, во-первых, наличие достаточного количества стабильных элементов такого вида сложно гарантировать, а, во-вторых, этап выделения структурных элементов для данного типа имеет чрезмерную вычислительную сложность. Следовательно, в системах, осуществляющих обработку изображений в реальном времени, предпочтительно использовать структурные алгоритмы на основе оценки положения небольших участков и особых точек изображений.

Алгоритмы оценки параметров некоторых видов преобразований, таких как сдвиг изображений или его частей на основе оценки положения опорных участков изображений достаточно хорошо разработаны и освещены в литературе. В частности, определение межкадровых искажений сцены на основе слежения за участками размером 4 x 4 пикселя применяется в алгоритмах видеокомпрессии MPEG. При этом рассматриваемые алгоритмы изначально не были ориентированы на обеспечение высокой точности при работе в системах обработки видеoinформации реального времени из-за отсутствия процедур выбора опорных участков. Более поздние модификации, например предложенные в [5], предлагают эффективные критерии выбора. Это позволяет снизить количество опорных участков до 5-15 в зависимости от особенностей решаемой задачи, что приводит к значительному увеличению производительности с сохранением необходимой точности.

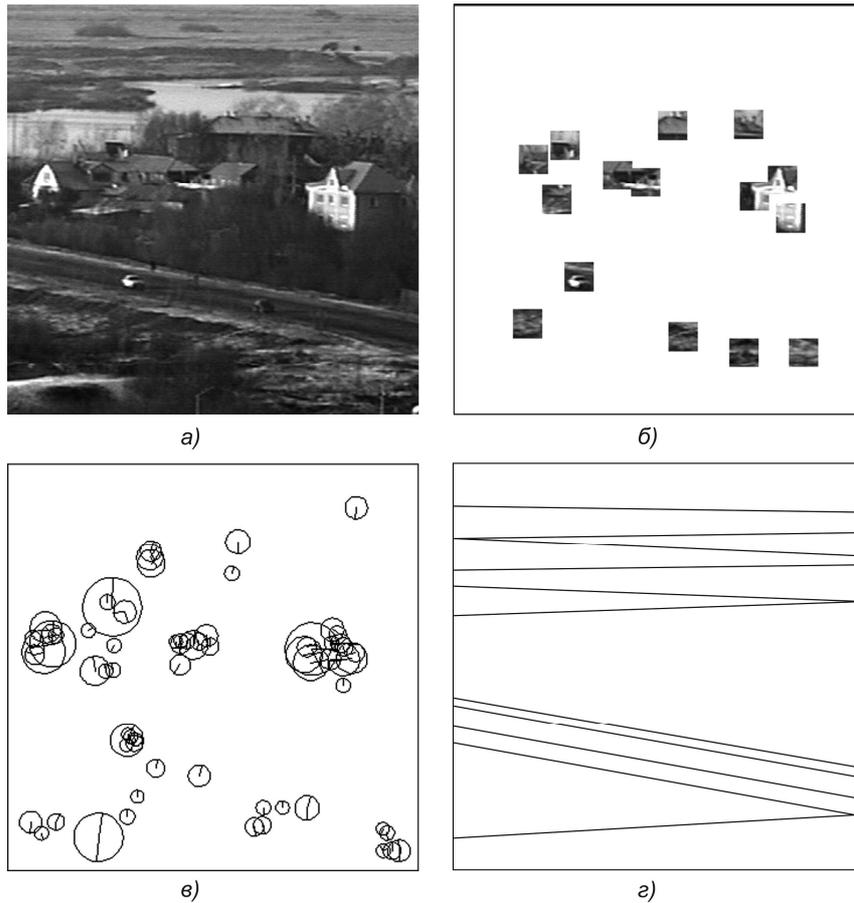


Рис. 1. – Различные формы представления изображения: а) – яркостное представление (400x400 точек, 8 бит/пиксель) б) – в виде набора наиболее информативных участков изображения (15 участков размером 24x24 пикселей), в) – в виде набора особых точек (детектор SIFT, 80 точек), г) – в виде набора линий (детектор на основе преобразования Радона, 11 линий)

Структурные алгоритмы оценки параметров геометрических преобразований, использующие в качестве опорных элементов особые точки различных видов, начали активно развиваться на рубеже двадцатого и двадцать первого веков. На данный момент предложено немало способов для выделения и описания особых точек изображений. Они варьируются по таким показателям как эффективность, устойчивость и быстродействие. Нередко данные показатели вступают в противоречие, поэтому выбор подходящего алгоритма для реализации в конкретной аппаратуре реального времени всегда является предметом для исследования. Во многих работах, таких как [6] показано, что наиболее точным является известный алгоритм SIFT, предложенный в 1999 году. Более поздние разработки, такие как алгоритмы PCA-SIFT [6], SURF [7], ORB [8] и их модификации отличаются значительным увеличением скорости работы при некотором снижении точности и устойчивости, а также снижением инвариантности к некоторым видам геометрических преобразований.

#### Алгоритм оценки параметров геометрических преобразований изображений на основе оценки положения опорных участков

1. Рассматриваемый алгоритм был достаточно подробно рассмотрен в работе [5]. Он позволяет оценивать параметры преобразований евклидовой группы и мас-

штаба на изображениях, наблюдаемых как в одном, так и в нескольких спектральных диапазонах. Принцип работы данного алгоритма состоит в следующем.

На исходном изображении  $l(i, j)$  выбираются опорные участки количеством не более 15 и размером не более  $32 \times 32$  пикселей. Положение опорных участков  $(\hat{\alpha}_m, \hat{\beta}_m)$  определяется по критерию:

$$(\hat{\alpha}_m, \hat{\beta}_m) = \arg \min_{\alpha_m, \beta_m} \left( \frac{1}{\sum_{(i,j) \in S_m} (\Delta_i l(i, j))^2} + \frac{1}{\sum_{(i,j) \in S_m} (\Delta_j l(i, j))^2} \right),$$

где  $m = \overline{1, M}$ ,  $\Delta_i l(i, j)$  означает операцию численно-го дифференцирования изображения  $l(i, j)$  по координате  $i$ , а  $S_m$  – множество точек участка. Размер и количество участков определяются параметрами аппаратной части системы обработки видеoinформации и требованиями по достижимой точности.

2. При поступлении изображения очередного кадра на нём определяются положения всех опорных участков с субпиксельной точностью путём нахождения положения точки экстремума выбранной критериальной функции.

$$(\hat{i}_m(n), \hat{j}_m(n)) = \arg \min_{i, j \in W_m(n)} (F_{\text{крит}}(i, j)), \text{ где}$$

$$F_{\text{крит}}(i, j) = \sum_{\alpha=1}^{a_m} \sum_{\beta=1}^{b_m} \left| I \left( i + \alpha - \frac{a_m}{2}, j + \beta - \frac{b_m}{2} \right) - w_m(\alpha, \beta, n) \right|.$$

Здесь  $W_m(n)$  – зона поиска эталона  $w_m$  в  $n$ -м кадре. Повышение точности достигается применением полиномиальной интерполяции  $F_{\text{крит}}(i, j)$  в области целочисленного экстремума.

3. Из псевдорешения системы линейных уравнений, описывающей связь координат опорных участков в текущем и предыдущем кадрах, находятся предварительные оценки параметров межкадрового преобразования согласно заданной модели.

4. Так как на наблюдаемом изображении может находиться небольшое количество движущихся относительно фона объектов, которые могут быть выбраны в качестве опорных, возможно возникновение ошибок определения параметров преобразований. Для исключения таких ситуаций вычисляется вектор невязки системы уравнений. На основе анализа элементов данного вектора из рассмотрения исключаются некоторые опорные участки и определяются уточнённые оценки параметров межкадрового преобразования.

5. На основе найденных на предыдущем этапе оценок определяются параметры геометрического преобразования.

6. Производится замена опорных участков расположенных близко к границам изображения или имеющих большую невязку, после чего ожидается поступления изображения следующего кадра.

#### Алгоритм оценки параметров геометрических преобразований изображений на основе оценки положения особых точек

Алгоритм SIFT является достаточно известным и хорошо описан, например, в работе [9]. В данной работе коротко остановимся на основных его этапах.

1. На изображениях с помощью выбранного детектора выделяются особые точки.

2. Для каждой выделенной точки находится некоторый набор данных, инвариантный к оцениваемым преобразованиям – дескриптор. Он характеризует окрестность особой точки.

3. По совпадению дескрипторов на исходном и трансформированном изображениях выделяются соответствующие друг другу особые точки.

4. На основе набора совпавших особых точек производится оценка параметров преобразования изображений согласно выбранной модели преобразования.

Основным моментом в детектировании особых точек является построение пирамиды гауссианов (Gaussian) и разностей гауссианов (Difference of Gaussian, DoG). Разностью гауссианов называют изображение, полученное путем поэлементного вычитания одного гауссиана исходного изображения из гауссиана с другим радиусом размытия (1).

$$D(x, y, \sigma) = (G(x, y, \sigma_s) - G(x, y, \sigma_{s+1})) * I(x, y). \quad (1)$$

$\sigma$  – радиус размытия,  $G$  – гауссово ядро,  $*$  – операция свертки. В данном алгоритме размытие изображения гауссовым фильтром считается эквивалентным масштабированию изображения, причём определённая степень размытия соотносится с конкретным масштабом.

После построения пирамид находятся точки, являющиеся локальными экстремумами разности гауссианов. Для этого каждая точка текущего изображения DoG сравнивается с её восьмью соседями и с девятью соседями в DoG, находящихся на уровень выше и ниже в пирамиде. Если этот отклик в данной точке больше (меньше) всех соседей, то она принимается за точку локального экстремума. Далее производится субпиксельное уточнение координат каждой особой точки, а затем исключаются точки с малым откликом и точки, лежащие на границах.

Дополнительно для каждой особой точки производится оценка величины, называемой ориентацией. Она вычисляется исходя из направлений градиентов точек, лежащих в окрестности особой на изображении в пирамиде гауссианов, с масштабом наиболее близким к масштабу точки.

Далее вычисляется дескриптор особой точки, который в методе SIFT является вектором. Как и направление опорной точки, дескриптор вычисляется на гауссиане, ближайшем по масштабу к опорной точке на основе градиентов в некотором окне, окружающем опорную точку. Перед вычислением дескриптора это окно поворачивают на угол, определяемый направлением опорной точки, чем и достигается инвариантность относительно поворота. Затем вычисляются гистограммы градиентов в окрестности по следующим правилам:

1) каждая гистограмма покрывает участок в 360 градусов и делит его на 8 частей;

2) в качестве весового коэффициента берется значение гауссова ядра, общего для всего дескриптора;

3) в качестве дополнительных весовых коэффициентов берутся коэффициенты трилинейной интерполяции.

Дескриптор ключевой точки состоит из всех полученных гистограмм. Размер его может варьироваться, однако на практике обычно используются дескрипторы размерности 128 компонент.

Оценки параметров геометрических преобразований вычисляются по схеме, похожей на ту, что применяется в алгоритме, описанном выше. Отличие состоит в том, что количество особых точек обычно на порядок больше, чем количество участков, поэтому для нахождения достаточно точных оценок параметров преобразований необходимо использовать статистические методы согласования полученных экспериментальных данных с выбранной моделью, например RANSAC [10].

#### Экспериментальные исследования

Сравнительные исследования двух описанных выше алгоритмов производилось на совокупности из двадцати натуральных и искусственных (синтезированных) полутонных видеосюжетов размером от 640x480 до 768x576 пикселей. Преобразования фона на данных видеосюжетах представляют собой совокупность преобразований сдвига, поворота и изменения масштаба изображения. На изображениях присутствуют движущиеся объекты



общей площадью не более 3% от площади кадра. Видеопоследовательности получены от различных датчиков видеоинформации, таких как телевизионные камеры с чересстрочной и прогрессивной развёрткой, тепловизоры. Наблюдались различные виды фоноцелевой обстановки в различных погодных условиях. Всё это позволило получить информацию о поведении исследуемых алгоритмов на видеопоследовательностях различного качества.

Условно разделим все видеопоследовательности на три класса.

1. Видеопоследовательности низкого качества, характеризующиеся низким контрастом, и, как следствие, низким отношением сигнал/шум (менее 8), а также малым количеством неподвижных объектов, выделяющихся на общем фоне.

2. Видеопоследовательности среднего качества, характеризующиеся средним контрастом и отношением сигнал/шум около 8, а также достаточным количеством контрастных неподвижных объектов фона.

3. Видеопоследовательности высокого качества, характеризующиеся отношением сигнал/шум более 8, а также наличием большого количества контрастных неподвижных объектов фона.

Примеры кадров видеопоследовательностей из каждого класса приведены на рис. 2.

Эталонные параметры геометрических преобразований на натуральных сюжетах были оценены человеком-экспертом с достаточной точностью. Сравнение алгоритмов производилось по точности определения параметров сдвига, поворота и изменения масштаба. В работе представлена часть результатов исследований, иллюстрирующих наиболее характерные особенности в работе алгоритмов, остальные результаты учтены при составлении рекомендаций по использованию алгоритмов.

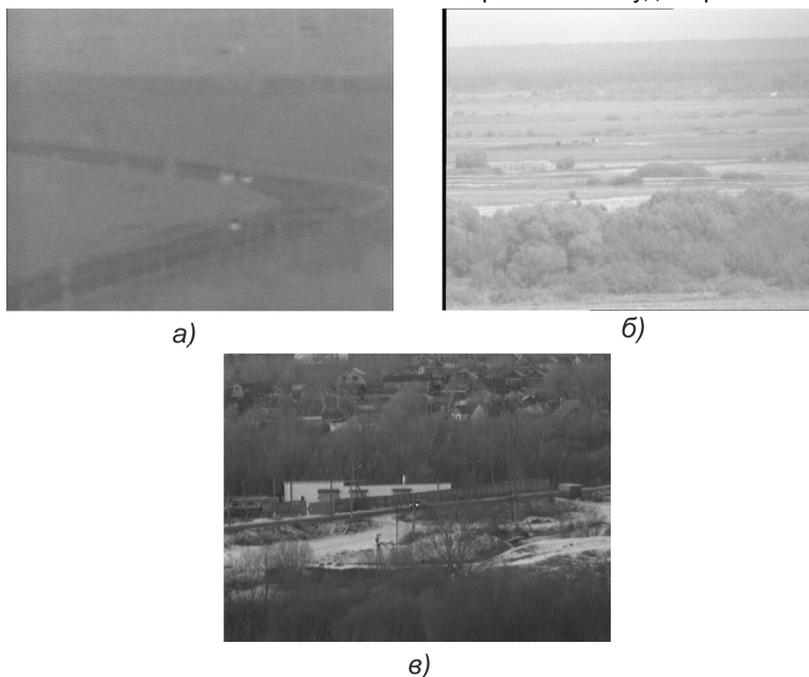


Рис. 2. Примеры кадров видеопоследовательностей, отнесённых к разным классам по качеству: видеопоследовательность низкого качества а), видеопоследовательность среднего качества б) и видеопоследовательность высокого качества в)

На рис. 3 а)-в) приведены результаты исследования точностных параметров структурного алгоритма на основе выбора опорных участков (алгоритм 1) и алгоритма SIFT (алгоритм 2) в зависимости от уровня аддитивного шума. Для каждой видеопоследовательности была произведена оценка контраста и произведено добавление помехи для достижения необходимого соотношения сигнал/шум. Параметры алгоритмов были выбраны следующими: для алгоритма 1 количество опорных участков равно 10, размер участков – 32×32 пикселя; для алгоритма 2 количество выделяемых точек составляло порядка 200. Параметры алгоритмов были выбраны такими для того, чтобы уравнивать время на обработку кадра (для текущих реализаций).

Из графиков, приведённых на рис. 3 а)-в) можно сделать вывод о том, что оба алгоритма работоспособны на данной подборке видеопоследовательностей и обеспечивают приемлемую точность для решения большинства задач в системах обработки видеоизображений. Однако можно утверждать, что алгоритм 1 показал себя менее требовательным к качеству видеопоследовательностей, тогда как алгоритм 2 показал лучшую точность при качестве видео выше среднего.

На рис. 3 г) приведены результаты исследования инвариантности алгоритмов к различным видам преобразований. Исследования показали, что алгоритм 2 инвариантен ко всем видам преобразований, а алгоритм 1 при инвариантности к сдвигу и изменению масштаба недостаточно инвариантен к повороту изображения.

Таким образом, по результатам экспериментов можно рекомендовать использование структурного алгоритма, основанного на выборе и слежении за опорными участками в случае, когда качество наблюдаемых видеопоследовательностей невелико и существует априорная информация о том, что максимальный поворот изображений не будет превышать 45 градусов.

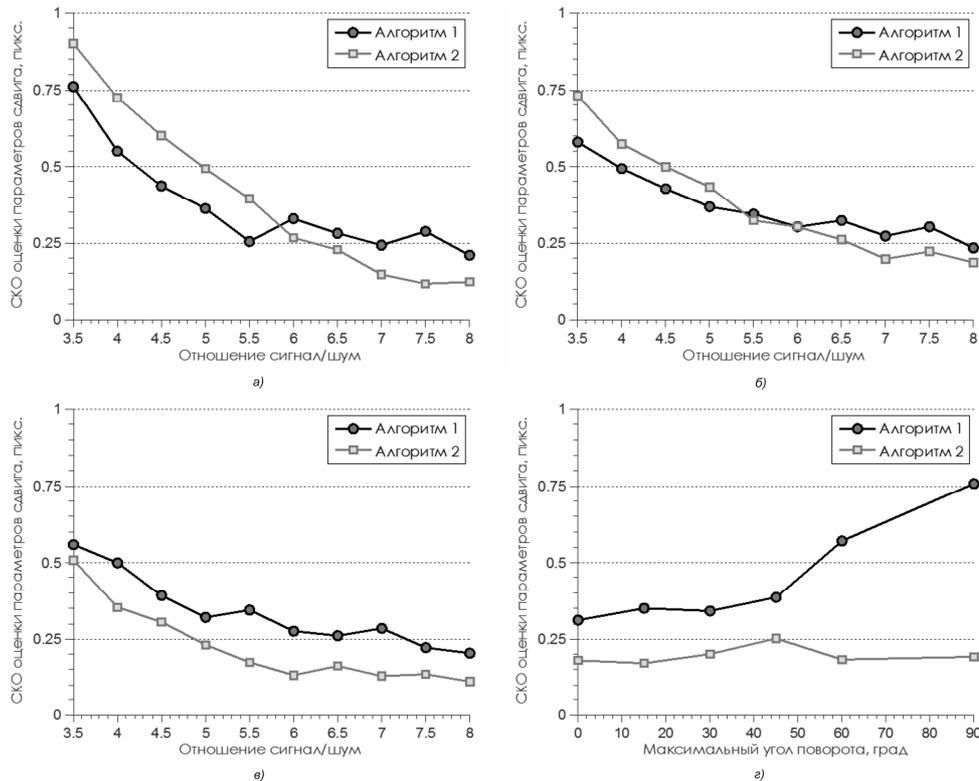


Рис. 3. Результаты исследования алгоритмов: исследования устойчивости к аддитивному шуму, усреднённые по видеопоследовательностям различных классов: низкого качества а), среднего качества б) и высокого качества в); исследования устойчивости к повороту изображения г)

## Заключение

В данной работе рассмотрены представители двух классов структурных алгоритмов – алгоритм на основе выбора и слежения за опорными участками и известный алгоритм на основе слежения за особыми точками (SIFT). Проведены экспериментальные исследования, по результатам которых даны рекомендации по использованию алгоритмов в системах обработки видеоизображений.

Исследования проводились при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (договор № 16.120.11.300-МК).

## Литература

1. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. – М.: Радиотехника, 2008. – 176 с.
2. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Ососков М.В., Моржин А.В. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: курс лекций и практических занятий. – М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.
3. Zitova B., Flusser J. Image registration methods: a survey //Image and Vision Computing 21–2003, p. 977–1000
4. Ташлинский А.Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений. – Ульяновск: УлГТУ, 2000. – 131 с.
5. Алпатов Б.А., Стротов В.В. Алгоритм оценки параметров геометрических преобразований изображений при мультиспектральном наблюдении // Цифровая обра-

ботка сигналов. – М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2010 – № 4. – С. 2-6.

6. Juan L., Gwun O. A comparison of sift, pca-sift and surf //International Journal of Image Processing (IJIP). – 2009. – Т. 3. – №. 4. – С. 143-152.

7. Bay H., Tuytelaars T., Van Gool L. Surf: Speeded up robust features //Computer Vision–ECCV 2006. – Springer Berlin Heidelberg, 2006. – С. 404-417.

8. Rublee E. et al. ORB: an efficient alternative to SIFT or SURF //Computer Vision (ICCV), 2011 IEEE International Conference on. – IEEE, 2011. – С. 2564-2571.

9. Lowe D. G. Distinctive image features from scale-invariant keypoints //International journal of computer vision. – 2004. – Т. 60. – №. 2. – С. 91-110.

10. Nistér D. Preemptive RANSAC for live structure and motion estimation //Machine Vision and Applications. – 2005. – Т. 16. – №. 5. – С. 321-329.

## THE COMPARATION OF TWO STRUCTURAL IMAGE GEOMETRIC TRANSFORMATION PARAMETERS ESTIMATION ALGORITHMS

*Strotov V.V.*

In this article two structural image geometric transformation parameters estimation algorithms are considered. The first algorithm based on tracking a number of reference areas. The second is well-known algorithm based of image features (SIFT). The results of experimental examination and implementation guidance are given.

## АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЦВЕТНОГО КОМПЛЕКСИРОВАННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ИЗ МНОГОСПЕКТРАЛЬНЫХ МОНОХРОМНЫХ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЦВЕТОВ

**Богданов А.П.**, с.н.с. научно-конструкторского центра видеокomпьютерных технологий (НКЦ ВКТ)

ОАО «Государственный рязанский приборный завод», e-mail: hunter-rzn@yandex.ru.

**Холопов И.С.**, к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнических систем» ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет», e-mail: kholopov.i.s@rsreu.ru.

**Ключевые слова:** системы технического зрения, цветовые пространства  $RGB$ ,  $l\alpha\beta$ ,  $YCbCr$ ,  $YUV$ , комплексирование изображений, ложные цвета.

### Введение. Постановка задачи

Канал зрительного восприятия является одним из наиболее важных источников информации как в автоматических, так и автоматизированных системах управления [1, 2]. В связи с этим актуальна задача разработки аппаратно-программных комплексов «улучшенного видения» (*Enhanced Vision Systems, EVS*), использующих телевизионные (ТВ), тепловизионные (ТПВ) и инфракрасные (ИК) видеодатчики ближнего (*near infrared, NIR*), коротковолнового (*short wave infrared, SWIR*) и длинноволнового (*long wave infrared, LWIR*) ИК диапазонов. Улучшение изображений в системах EVS достигается применением методов цифровой обработки и комплексированием многоспектральных изображений.

На практике реализуется два основных подхода к комплексированию монохромных ТВ и ТПВ изображений разных диапазонов длин волн:

1) комплексирование монохромных изображений по значениям яркости с использованием методов равновесного и статистического весового суммирования, дискретного вейвлет-преобразования (алгоритмы DWT и aDWTi) и др. [1-5];

2) комплексирование монохромных изображений в ложных цветах с использованием методов *false-color* [6-9].

Ввиду физиологических особенностей сетчатки глаза, содержащей большее количество рецепторов (колбочек), чувствительных к трем основным цветам (красному  $R$ , зеленому  $G$  и синему  $B$ ), чем рецепторов (палочек), чувствительных к яркости света, для человека наиболее информативными являются цветные изображения. В то же время применение ложных цветов при комплексировании затрудняет восприятие информации: увеличивается время распознавания сцены и выделения на ней объектов. Поэтому при использовании методов *false-color* необходимо выполнить преобразование полученного изображения, заключающееся в приведении его гаммы цветов к цветам, характерным для естественного дневного освещения (*true color*). В этом случае второй способ комплексирования представляется более эффективным с точки зрения восприятия информации от многоспектральных датчиков.

Рассмотрены алгоритмы цифровой обработки изображений монохромных видеодатчиков видимого и инфракрасного диапазонов, формирующие комплексированное цветное изображение с гаммой цветов, приближенной к условиям дневного освещения. Для алгоритмов «переноса» и замены цвета в цветовом пространстве  $YCbCr$  определена вычислительная емкость и показана возможность реализации в реальном масштабе времени.

### Представление комплексированного изображения в ложных цветах

Идея группы методов *false-color* заключается в том, что  $RGB$ -компоненты сформированного по монохромным ТВ и ТПВ источникам цветного изображения представляют собой некоторые функционалы вида

$$\begin{aligned} R_f(i, j) &= f_R\{TV(i, j), NIR(i, j), SWIR(i, j), LWIR(i, j)\}, \\ G_f(i, j) &= f_G\{TV(i, j), NIR(i, j), SWIR(i, j), LWIR(i, j)\}, \\ B_f(i, j) &= f_B\{TV(i, j), NIR(i, j), SWIR(i, j), LWIR(i, j)\}. \end{aligned} \quad (1)$$

В (1)  $TV(i, j)$  и  $NIR(i, j)$ ,  $SWIR(i, j)$ ,  $LWIR(i, j)$  – соответственно яркости пикселей монохромных ТВ и ТПВ изображений,  $R_f(i, j)$ ,  $G_f(i, j)$ ,  $B_f(i, j)$  – соответствующие данным пикселям  $RGB$ -компоненты изображения в ложных цветах. Выбор функционалов  $f_R\{\cdot\}$ ,  $f_G\{\cdot\}$  и  $f_B\{\cdot\}$ , реализующих комплексирование в ложных цветах, представляет собой тему для отдельного исследования и поэтому далее не рассматривается. Примеры функционалов (1) приводятся в работах [6-9].

Как правило, перед процедурой комплексирования и ТВ, и ТПВ изображения подвергаются предварительной процедуре расширения динамического диапазона яркости (*contrast stretching*), в результате которой минимальные и максимальные значения яркости устанавливаются в заданных пределах  $Y_{min}$  и  $Y_{max}$  [1, 9]:

$$Y(i, j) = \frac{(Y(i, j)_0 - Y_{0min})(Y_{max} - Y_{min})}{(Y_{0max} - Y_{0min}) + Y_{min}}, \quad (2)$$

где  $Y(i, j)_0$  – значение яркости пикселя исходного изображения, расположенного на пересечении  $i$ -й строки и  $j$ -го столбца,  $Y_{0min}$  и  $Y_{0max}$  – соответственно минимальное и максимальное значения яркости пикселей исходного изображения. Если  $Y_{min} = 0$  и  $Y_{max} = 255$ , то (2) переписывается в виде

$$Y(i, j) = \frac{255(Y(i, j)_0 - Y_{0min})}{(Y_{0max} - Y_{0min})}. \quad (3)$$

## Методы изменения гаммы цветов изображения

Анализ публикаций [6-14] показывает, что можно выделить следующие основные методы по приведению (*colorizing*) гаммы цветов исходного изображения к естественным цветам:

1) глобальные, использующие для изменения цвета всех пикселей исходного изображения статистические характеристики (как правило, среднее значение и среднеквадратическое отклонение СКО) хроматических компонент, рассчитанные по всему изображению-эталоно;

2) локальные, использующие для изменения цвета группы пикселей исходного изображения статистические характеристики хроматических компонент, рассчитанные по выбранным участкам (*swatches*) изображения-эталоно.

К глобальным методам относятся [6-12]:

– «перенос» («передача») цвета с изображения-эталоно (в зарубежной литературе такой метод называется *color transfer*);

– замена цвета по эталонной карте цветов (*remap, recolor*);

– метод анализа гистограмм.

К локальным методам относятся [13, 14]:

– алгоритмы, основанные на сегментации по яркости с последующим изменением гаммы цветов каждого сегмента по результатам сопоставления среднего значения и СКО яркости пикселей выделенных областей исходного изображения и эталоно;

– нахождение доминантного цвета – сопоставление доминантных цветов областей исходного изображения и эталоно в выбранном цветовом пространстве и их копирование с эталоно на исходное изображение;

– поиск в эталоне для каждого пикселя и его некоторого окружения исходного изображения наиболее близкого (по критерию минимума невязки среднего значения и СКО) пикселя и его окружения эталоно и соответствующее копирование его хроматических компонент.

Следует заметить, что локальные методы в случае использования яркостной компоненты при сравнении или сопоставлении дополнительно требуют нормализации эталоно по яркостной компоненте относительно исходного изображения.

Далее ограничимся рассмотрением только глобальных алгоритмов «переноса» и замены цвета, которые требуют наименьших (из перечисленных методов) вычислительных затрат и могут быть реализованы в реальном масштабе времени, и двумя монохромными видеодатчиками: ТВ и ИК коротковолнового диапазона 0,9...1,7 мкм (SWIR).

### Метод «переноса» цвета

Данный метод заключается в замене моментов первого и второго порядка – математического ожидания и СКО – параметров пикселей  $\theta_i$  (где  $i = 1, 2, 3$  – количество каналов, соответствующих выбранному цветовому пространству) исходного изображения математическим ожиданием и СКО аналогичных величин изображения-эталоно. При использовании алгоритмов «переноса» цвета желательно, чтобы сюжет изображения-эталоно

соответствовал сюжету исходного изображения, а параметры  $\theta_i$  имели минимальную взаимную корреляцию. Для стандартного представления цветного изображения в цветовом пространстве *RGB* характерна высокая корреляция между различными каналами [10, 11]: если составляющая синего цвета *B* велика, то большинство пикселей также будут иметь большое значение для каналов красного *R* и зеленого *G*. Поэтому «перенос» цвета лучше выполнять в ортогональном цветовом пространстве без корреляции между осями *RGB*.

На основании результатов ряда исследований по особенностям зрительной системы человека Рудерман (Ruderman D.L.) с соавторами в 1998 г. разработал цветовое пространство  $l\alpha\beta$ , в котором минимизируется межканальная корреляция для многих природных сцен [10]. Преобразование *RGB*-> $l\alpha\beta$  выполняется в несколько этапов.

1. Преобразование *RGB*->*LMS*:

$$\begin{bmatrix} L \\ M \\ S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,3811 & 0,5783 & 0,0402 \\ 0,1967 & 0,7244 & 0,0782 \\ 0,0241 & 0,1288 & 0,8444 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} \quad (4)$$

2. Логарифмирование:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{L} \\ \mathbf{M} \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \log L \\ \log M \\ \log S \end{bmatrix} \quad (5)$$

3. Преобразование *LMS*-> $l\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} l \\ \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{6} & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{L} \\ \mathbf{M} \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Таким образом, как следует из (4)-(6), каналы в пространстве  $l\alpha\beta$  содержат ахроматический  $l = R + G + B$  и два цветоразностных компонента: «желтый-синий»  $\alpha = R + G - B$  и «красный-зеленый»  $\beta = R - G$  [10].

«Перенос» цвета с изображения-эталоно (*target*) на исходное изображение (*source*) выполняется в соответствии с выражением [11]

$$\theta_s^* = (\theta_s - \mu_s^\theta) \sigma_t^\theta / \sigma_s^\theta + \mu_t^\theta, \quad \theta = l, \alpha, \beta, \quad (7)$$

где индексы *s* и *t* обозначают соответственно исходное изображение и эталон, а символами  $\mu^\theta$  и  $\sigma^\theta$  обозначены соответственно математическое ожидание и СКО параметра  $\theta$  по полю изображения. Для выполнения обратного преобразования  $l\alpha\beta$ ->*RGB* необходимо выполнить математические действия, обратные преобразованиям (6), (5) и (4).

С целью уменьшения количества математических операций, необходимых для «переноса» цвета в цветовом пространстве  $l\alpha\beta$ , можно использовать другие цветовые модели, снижающие межканальную корреляцию [9, 12]:  $Y C_B C_R$  и  $YUV$ . В них значение ахроматической составляющей яркости *Y* изменяется в пределах 0...255, а значения цветоразностных составляющих  $C_B$  и  $C_R$  (*U* и *V*) – в пределах -128...127:

$$\begin{bmatrix} Y \\ C_B \\ C_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,2990 & 0,5870 & 0,1140 \\ -0,1687 & -0,3313 & 0,5000 \\ 0,5000 & -0,4187 & -0,0813 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} Y \\ U \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,2990 & 0,5870 & 0,1140 \\ -0,1471 & -0,2888 & 0,4359 \\ 0,6148 & -0,5148 & -0,1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}; \quad (9)$$

$$\theta_s^* = (q_s - \mu_s^\theta) \sigma_t^\theta / \sigma_s^\theta + \mu_t^\theta, \quad (10)$$

$$\theta = Y, C_B, C_R (\theta = Y, U, V);$$

$$\begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,0000 & 0,0000 & 1,4020 \\ 1,0000 & -0,3441 & -0,7141 \\ 1,0000 & 1,7720 & 0,0000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y \\ C_B \\ C_R \end{bmatrix}; \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,0000 & 0,0000 & 1,4020 \\ 1,0000 & -0,3947 & -0,5808 \\ 1,0000 & 2,0325 & 0,0000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y \\ U \\ V \end{bmatrix}. \quad (12)$$

В работах [9, 12] показано, что результаты «переноса» цвета в пространствах  $\alpha\beta$  и  $YC_B C_R$  ( $YUV$ ) визуально практически неразличимы.

Количество вычислительных операций на реализации преобразования цветного изображения размером  $N \times N$  пикселей из  $RGB$  в декоррелированное цветовое пространство и обратно приведено в табл. 1.

Таблица 1

Операция	«+»	«*»	$\log x$	$10^x$
$\alpha\beta$	$22N^2$	$34N^2$	$3N^2$	$3N^2$
$YC_B C_R$ ( $YUV$ )	$10N^2$	$13N^2$	-	-

Таблица 2

Операция	«+»	«*»	«/»
С учетом эталона	$31N^2$	$22N^2$	$3N^2$
Без учета эталона	$25N^2$	$19N^2$	$3N^2$

Поскольку составляющая  $Y$  является ахроматической, то при реализации «переноса» цвета можно исключить из (10) вычисление значений  $\mu_s^Y$ ,  $\mu_t^Y$ ,  $\sigma_t^Y$  и  $\sigma_s^Y$  и расчет  $Y$ , уменьшив тем самым количество вычислений на  $8N^2$  операций сложения,  $3N^2$  операций умножения и  $N^2$  операций деления.

В [9] также рассматриваются алгоритмы «переноса» цвета, в которых ахроматическая составляющая  $Y^*$  итогового изображения формируется в результате комплексирования по яркости монохромных ТВ и ТПВ изображений (в простейшем случае  $Y^*(i, j) = 0,5[TV(i, j) + SWIR(i, j)]$ ). Этот метод обеспечивает еще большую информативность комплексированного изображения.

Обобщенная структурная схема для реализации метода «переноса» цвета в пространстве  $YC_B C_R$  приведена на рис. 1.

На рис. 1 введены обозначения: БКПЦ – блок комплексирования в ложных цветах, выполняющий операции (1), БПЦ – блок «переноса» цвета, выполняющий операции (10). Блоки  $RGB \rightarrow YC_B C_R$  и  $YC_B C_R \rightarrow RGB$  выполняют соответственно операции (8) и (11). Для уменьшения объема памяти в банке эталонов можно хранить не сами изображения, а заранее рассчитанные значения параметров  $\mu_t^Y$ ,  $\mu_t^{C_B}$ ,  $\mu_t^{C_R}$ ,  $\sigma_t^Y$ ,  $\sigma_t^{C_B}$ ,  $\sigma_t^{C_R}$  и не вы-

полнять преобразование  $RGB \rightarrow YC_B C_R$ .

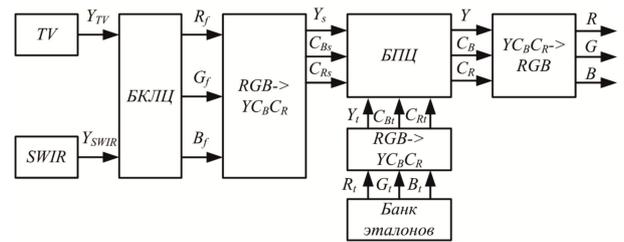


Рис. 1. Структурная схема для реализации метода «переноса» цвета

Результаты проведенных экспериментов по «переносу» цвета в соответствии с (4)–(7) и (8)–(12) показывают, что на практике следует нелинейно ограничивать отношение  $\sigma_t^\theta / \sigma_s^\theta$  значением 3...5, поскольку при невыполнении данной процедуры в итоговом изображении появляются цвета с высокой насыщенностью, не характерные для естественных сцен.

### Метод замены цвета

При использовании данного метода необходимо иметь цветное изображение-эталон, полученное в условиях дневного освещения, с той же самой сценой, что и на комплекслируемых монохромных ТВ и ТПВ изображениях.

Формулы (1) для получения изображения в ложных цветах, как правило, записывают в виде [6-8]:

$$\begin{aligned} R_f(i, j) &= TV(i, j), \\ G_f(i, j) &= SWIR(i, j), \\ B_f(i, j) &= 0. \end{aligned} \quad (13)$$

После выполнения преобразований (13) получается изображение в ложных цветах, каждый пиксель которого характеризуется двумя координатами положения  $(i, j)$  и двумя координатами цвета  $(R_f, G_f)$ , т.е. фактически такое изображение является тензором с валентностью 4 [15]. Затем находится соответствие между сформированным *false-color* изображением и эталоном: для всех пикселей с координатами цвета  $(R_{fk}, G_{fm})$ ,  $k, m = 0, 255$ , в изображении-эталоне ищутся пиксели с аналогичными координатами положения  $(i, j)$  и координатами цвета  $(R_e, G_e, B_e)$ . Далее для каждого сочетания  $(R_{fk}, G_{fm})$  по найденным пикселям рассчитывается среднее арифметическое значение  $RGB$ -компонент цвета, соответствующих данному сочетанию ложных цветов. Простейший способ усреднения заключается в нахождении математических ожиданий  $\mu_{R_e}$ ,  $\mu_{G_e}$  и  $\mu_{B_e}$  непосредственно в каналах  $R, G, B$  изображения-эталона, однако, как отмечено в [6-9, 12], наилучшие результаты достигаются в случае усреднения в декоррелированном цветовом пространстве  $\alpha\beta$  ( $YC_B C_R, YUV$ ).

В результате получается некоторая таблица перекодировки или карта эталонных цветов (*colormap*), которая определяет однозначное соответствие между ложным цветом  $(R_{fk}, G_{fm}, 0)$  и цветом при дневном освещении  $(\mu_{R_e}, \mu_{G_e}, \mu_{B_e})$ . Полученные таким образом карты цветов также могут усредняться для разных типов похожих сцен (например, городской пейзаж, сельский пейзаж, лес, равнина, горы и т.п.). Выбор цветовой карты, описывающей

тот или иной сюжет, можно производить, например, по данным от спутниковых радионавигационных и геоинформационных систем. Усредненные карты цветов являются робастными, поскольку позволяют получить цвета, характерные для дневного освещения, для широкого спектра возможных сцен, сохраняя при этом приблизительно правильную цветопередачу основных сюжетных элементов: неба, рельефа, ландшафта, некоторых объектов инфраструктуры.

В то же время применение операции усреднения при построении таких карт цвета приводит к тому, что хроматические компоненты пикселей объектов, занимающие большую часть ТВ (ТПВ) изображения, имеют больший вес, в результате чего их цвета при использовании техники замены цвета присваиваются тем объектам, которые занимают на изображении меньшую часть [6-8].

Для реализации алгоритма замены цвета с одного изображения размером  $N \times N$  пикселей на другое (без учета операций на построение карты цветов) и при количестве градаций каждой из составляющих ложных цветов  $M$  необходимо хранить в памяти вычислителя  $3M^2$  значений  $RGB$ -компонент и выполнять  $3N^2M^2$  обращений к памяти.

Структурная схема для реализации метода замены цвета приведена на рис. 2, где БЗЦ – блок замены цвета. БКЛЦ выполняет операции (13).

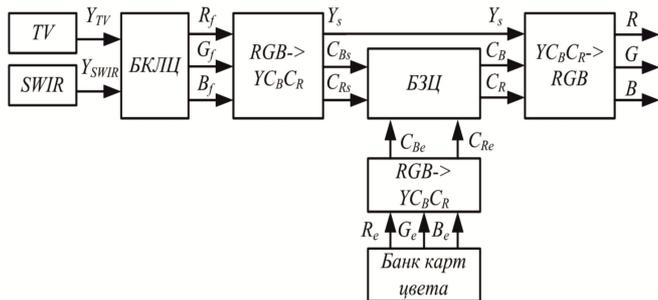


Рис. 2. Структурная схема для реализации метода замены цвета

**Результаты эксперимента**

Результаты комплексирования в цвете монохромных ТВ и ТПВ изображений размером  $800 \times 600$  пикселей с использованием метода «переноса» цвета в пространстве  $YCbCr$  приведены на рис. 3. Изображения в ложных цветах получены по трем разным алгоритмам [6-9]:

$$\begin{aligned}
 R_f(i, j) &= SWIR(i, j), \\
 G_f(i, j) &= TV(i, j), \\
 B_f(i, j) &= TV(i, j) - SWIR(i, j);
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
 R_f(i, j) &= SWIR(i, j), \\
 G_f(i, j) &= TV(i, j), \\
 B_f(i, j) &= TV(i, j);
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 R_f(i, j) &= SWIR(i, j) - TV^*(i, j), \\
 G_f(i, j) &= TV(i, j) - SWIR^*(i, j), \\
 B_f(i, j) &= TV(i, j) - SWIR(i, j),
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 \text{где } TV^*(i, j) &= TV(i, j) - \\
 &- \min\{TV(i, j), SWIR(i, j)\}, \\
 SWIR^*(i, j) &= SWIR(i, j) - \\
 &- \min\{TV(i, j), SWIR(i, j)\}.
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

Анализ полученных результатов показывает, что при правильно выбранном эталоне применение алгоритма (10) обеспечивает получение приблизительно одинаковых результатов независимо от выбранного метода комплексирования в ложных цветах (14), (15) или (16). Наиболее близкое к цветам естественного дневного освещения изображение получается при использовании (14). Применение (15) и (16) несколько повышает контрастность изображений, однако гамма цветов становится более холодной.

Метод замены цвета исследовался для монохромных ТВ и ТПВ изображений размером  $800 \times 600$  пикселей (рис. 4) и усредненной карты эталонных цветов городского летнего пейзажа, взятых из [16].

Полученный результат показал, что использование карт цвета правильно передает цвета основных элементов сцены. Из-за усреднения при составлении карты цветов (рис. 4, ж) наблюдается характерный для данного метода недостаток: крыша дома и задние фонари автомобиля, стоящего у въезда в гараж, принимают цвет дорожного покрытия (рис. 4, д).

Анализ карт цветов позволяет выявить общую для многих сцен закономерность: пиксели с цветами, соответствующими изображению неба и ландшафта, располагаются приблизительно на одних и тех же позициях. Это позволяет, меняя только цвет данных пикселей (по составленной и описанной выше методике) одной карты цветов, получить целый ряд карт, адаптированных к ландшафту и времени года. В [17] приведены карты цветов для изменения гаммы цветов изображений с городскими сюжетами (условно названные «весна», «осень» и «зима» соответственно) размером  $256 \times 256$ , эвристически полученные из «летней» карты цветов для городского пейзажа [8] путем изменения компонент  $R$ ,  $G$  и  $B$  пикселей, лежащих ниже главной диагонали карты. Результаты применения таких карт к ТВ и ТПВ изображениям с рис. 4 также приведены в [17]. Быстродействие алгоритмов «переноса» и замены цвета (с учетом процедуры расширения динамического диапазона (3)) при их реализации в среде C++ Builder на ПЭВМ с процессором Pentium Dual CPU E2200 (в вычислениях было задействовано одно ядро) и ОЗУ 1 Гб приведено в табл. 3.

Таблица 3

Алгоритм	«Перенос» цвета	Замена цвета
Быстродействие, кадров/с	9,3...9,9	16,9...17,4

Следует отметить, что цветное изображение в условиях дневного освещения (рис. 1, г) получено в другое время года, чем ТВ и ТПВ изображения.

Как следует из полученных результатов, при уменьшении размера изображений с  $800 \times 600$  до  $400 \times 300$  пикселей метод замены цвета может быть реализован на ПЭВМ в реальном масштабе времени для видеопоследовательности с частотой 25 кадров/с.



а)



б)



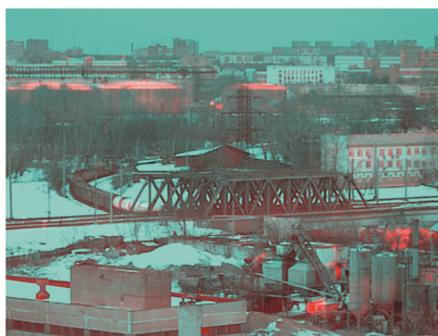
в)



г)



д)



е)



ж)



з)



и)



к)

Рис. 3 – Метод «переноса» цвета: а) ТВ изображение, б) ТПВ изображение, в) цветное изображение-эталон, г) изображение сцены, приведенной на а) и б), при дневном освещении, д) е) и ж) изображения в ложных цветах, составленные по (14), (15) и (16) соответственно, з) и) и к) результат «переноса» цвета с в) на д) е) и ж) соответственно



а)



б)



в)

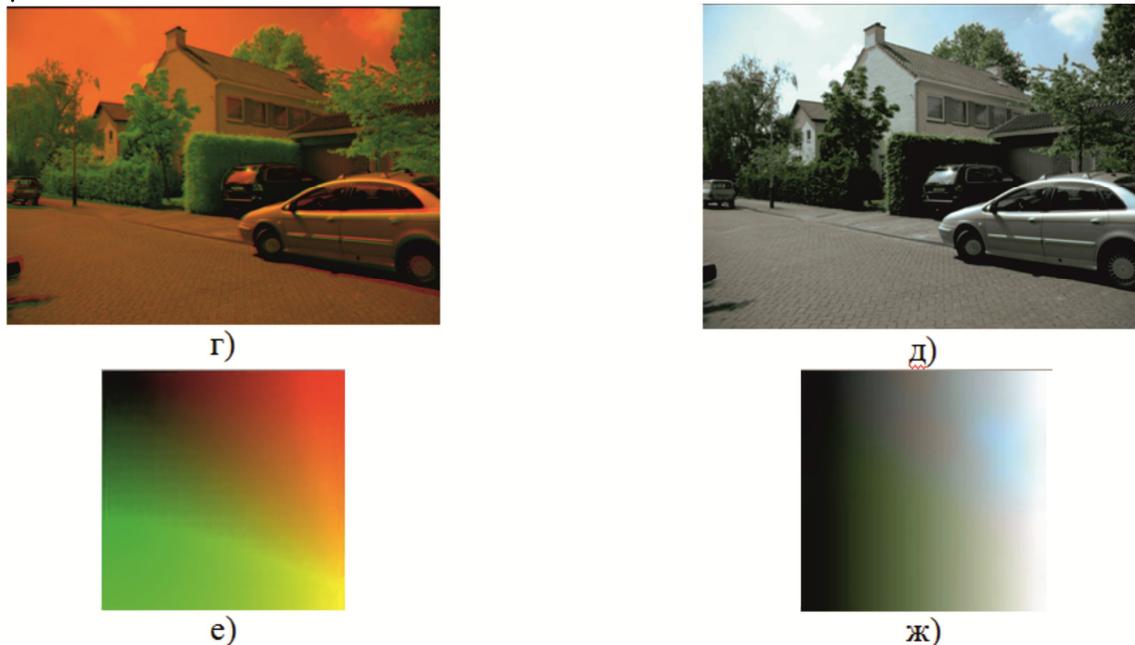


Рис. 4 – Метод замены цвета: а) ТВ изображение, б) ТПВ изображение, в) изображение сцены, приведенной на а) и б), в условиях дневного освещения, г) комплексированное изображение в ложных цветах, д) результат замены цвета по карте цветов ж), е) карта цветов изображения г), ж) карта цветов изображения в)

## Заключение

Таким образом, рассмотренные методы преобразования цветов позволяют при наличии ТВ и ТПВ изображений в градациях серого путем алгебраических преобразований сформировать цветные комплексированные изображения с цветовой гаммой, приближенной к условиям естественного дневного освещения. И метод «переноса», и метод замены цвета имеют высокую универсальность и могут быть адаптированы под разные климатические и фенологические условия. Проведенный анализ быстродействия алгоритмов преобразования цветов показывает, что при их реализации на современных процессорах цифровой обработки сигналов можно выполнять комплексирование в цветах, близких к естественным, в реальном масштабе времени.

К перспективам развития алгоритмов формирования цветного комплексированного изображения следует отнести: разработку универсальных математических моделей, описывающих карты эталонных цветов; использование акцентирования цветом для выделения объектов на основе результатов комплексирования по яркости; комбинирование глобальных и локальных методов изменения гаммы цветов.

## Литература

1. Визильтер Ю.В. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций и практических занятий / Ю.В. Визильтер, С.Ю. Желтов, А.В. Бондаренко, М.В. Ососков, А.В. Моржин. – М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.
2. Костяшкин Л.Н. Технологии систем улучшенного / синтезированного зрения для управления летательными аппаратами / Л.Н. Костяшкин, С.И. Бабаев, А.А. Логинов, О.В. Павлов // Труды научно-технической конференции-семинара «Техническое зрение в системах управления

мобильными объектами-2010» / под ред. Р.Р. Назирова. – М.: МЕХАНИКА, УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА, 2011. – С. 45-56.

3. Zheng, Y., Essock, E. A. & Hansen, B.C. An advanced image fusion algorithm based on wavelet transform – incorporation with PCA and morphological processing // Proc. SPIE 5298, 2004. – pp. 177–187.

4. Das, S. and Krebs, W.K. Sensor fusion of multispectral imagery // Institution of Electrical Engineers: Electronics Letters, 2000. – № 36. – pp. 1115-1116.

5. Joel Lanir, Masha Maltz and Stanley R. Rotman. Comparing multispectral image fusion methods for a target detection task // Optical Engineering, June 2007. – № 46 (6). – pp. 066402-1 – 066402-8.

6. Maarten A. Hogervorst, Alexander Toet. Method for applying daytime colors to nighttime imagery in realtime // Multisensor, Multisource Information Fusion: Architectures, Algorithms, and Applications. – Proc. of SPIE, 2008. – Vol. 6974. –pp. 697403-01 - 697403-08.

7. Toet, A. and Hogervorst, M.A. Portable real-time color night vision // Multisensor, Multisource Information Fusion: Architectures, Algorithms, and Applications. The International Society for Optical Engineering, Bellingham, WA, USA, 2008. – pp. 706-713.

8. Toet, A., Hogervorst, M.A. The TRICLOBS portable triband lowlight color observation system // Proc. SPIE, 2009. – Vol. 7345. – pp. 734503-1–734503-11.

9. Image Fusion and Its Applications / edited by Yufeng Zheng. – Rijeka: InTech, 2011. – 242 p.

10. D.L. Ruderman, T.W. Cronin and C.C. Chiao. Statistics of cone responses to natural images: Implications for visual coding // J. Optical Soc. of America, 1998. – Vol. 15, no. 8. – pp. 2036-2045.

11. Erik Reinhard, Michael Ashikhmin, Bruce Gooch and Peter Shirley. Color transfer between images // IEEE Computer Graphics and Applications, 2001. – 0272-1716. – pp. 34-41.

12. Shi S., Wang L., Jin W., Zhao Y. Color night vision based on color transfer in YUV color space // Proc. SPIE, 2008. – Vol. 6623. – pp. 66230B-1-66230B-12.

13. Efros, A.A. and Freeman, W.T. Image quilting for texture synthesis and transfer // Proceedings of ACM SIGGRAPH, 2001. – pp. 341-346.

14. Tomihisa Welsh, Michael Ashikhmin, Klaus Mueller. Transferring Color to Greyscale Images // SIGGRAPH '02 Proceedings of the 29th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, 2002. – pp. 277-280.

15. Димитриенко Ю.И. Тензорное исчисление/Ю.И. Димитриенко. – М.: Высшая школа, 2001. – 576 с.

16. Maarten A. Hogervorst, Alexander Toet. Presenting nighttime imagery in daytime colours // 11th International Conference on Information Fusion, 2008. – pp. 706-713.

17. [http://stk-kholopov.space.rsreu.ru/public/Pictures\\_for\\_DSP\\_journal\\_2013.pdf](http://stk-kholopov.space.rsreu.ru/public/Pictures_for_DSP_journal_2013.pdf). Дата обращения: 30.10.12.

## ALGORITHMS OF COLOR FUSION FROM MONOCHROME MULTISPECTRAL IMAGES BASED ON COLOR CONVERSION METHODS

*Bogdanov A.P., Kholopov I.S.*

The algorithms of digital monochrome visible and infrared image processing which form the color fusion image with the closer to daylight conditions color spectrum is considered. Computational capacity and the possibility of real-time implementing for transfer and replacing color algorithms in color space  $Y_C B_C R$  is defined.

**ОХОТНИК**  
**СИСТЕМА ОБРАБОТКИ**  
**ИЗОБРАЖЕНИЙ**

Патенты России №2235448, 36919, 53169, 56121, 601115, 61987, 62361

Используемые видеоканалы:

- телевизионный (дневной, низкоуровневый), тепловизионный;
- количество одновременно работающих информационных каналов - 1-2.

ФГУП ГРПЗ  
Россия 390000, г. Рязань ул. Семинарская, 32

Тел: 8 (4912) 218-381, 298-325  
Тел/факс: 8 (4912) 218-380  
E-mail: Hunter-rzn@yandex.ru

УДК 621.391.26

## ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ АЛГОРИТМОВ ФОРМИРОВАНИЯ ЦВЕТНОГО КОМПЛЕКСИРОВАННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПО СИГНАЛАМ РАЗНОСПЕКТРАЛЬНЫХ МОНОХРОМНЫХ ДАТЧИКОВ

*Богданов А.П., с.н.с. научно-конструкторского центра видеокомпьютерных технологий (НКЦ ВКТ)*

*ОАО «Государственный рязанский приборный завод», e-mail: hunter-rzn@yandex.ru*

*Павлов О.В., начальник лаборатории научно-конструкторского центра видеокомпьютерных технологий (НКЦ ВКТ) ОАО «Государственный рязанский приборный завод», e-mail: hunter-rzn@yandex.ru*

*Холопов И.С., к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнических систем» ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет», e-mail: kholopov.i.s@rsreu.ru*

**Ключевые слова:** цветовые пространства  $RGB$ ,  $l\alpha\beta$ ,  $YC_B C_R$ ,  $YUV$ , комплексирование изображений, ложные цвета, «перенос» цвета, гистограмма, билатеральная фильтрация.

### Введение

Анализ публикаций [1-4] показывает актуальность исследований по комплексированию в цвете разносектральных монохромных изображений (МХИ) в ложных цветах с последующим приведением гаммы цветов к условиям естественного освещения методами «переноса» (*color transfer*) и замены (*remap*) цвета.

Более универсальным, несмотря на меньшее быстродействие, следует признать метод «переноса» цвета, реализуемый в декоррелированных цветовых пространствах  $l\alpha\beta$ ,  $YC_B C_R$  или  $YUV$ :

$$\begin{aligned} \theta_s^* &= (\theta_s - \mu_s^\theta) \sigma_t^\theta / \sigma_s^\theta + \mu_t^\theta, \\ \theta &= l, \alpha, \beta (\theta = Y, C_B, C_R; \theta = Y, U, V), \end{aligned} \quad (1)$$

где индексы  $s$  и  $t$  обозначают соответственно исходное изображение (*source*) и эталон (*target*), а символами  $\mu^\theta$  и  $\sigma^\theta$  обозначены соответственно математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение (СКО) параметра  $\theta$ , оцениваемые по кадру изображения.

Как видно из (1), такое преобразование, помимо «переноса» цветоразностных компонент  $\alpha, \beta$  ( $C_B, C_R; U, V$ ) эталона, изменяет и яркостную компоненту  $l(Y)$  исходного изображения. В случае малококонтрастных исходных изображений и высокококонтрастного эталона это приводит к улучшению (усилению контрастности и контурного препарата при оптимальном яркостном распределении) комплексированного изображения, однако в противном случае (малококонтрастный эталон при контрастных монохромных изображениях) напротив, ухудшает качество результата.

Применение преобразования (1) основано на гипотезе о том, что гистограммы компонент  $\theta$  хорошо аппроксимируются одномодовым гауссовским распределением. Данная гипотеза в большинстве случаев справедлива для цветоразностных компонент, однако в общем случае не верна для компоненты  $Y$ , которая, как показано в [5], наилучшим (по критерию минимума СКО) образом ап-

Приведены упрощенные алгоритмы формирования изображений в ложных цветах в декоррелированных цветовых пространствах для задачи формирования цветного изображения с гаммой цветов, приближенной к условиям дневного освещения. Показано, что их применение повышает быстродействие метода «переноса» цвета до 1,8 раза по сравнению с алгоритмами формирования изображений в ложных цветах в пространстве  $RGB$ . Рассмотрены алгоритмы улучшения и комплексирования монохромных разносектральных изображений.

проксимируется многокомпонентным бета-распределением:

$$\begin{aligned} p(Y_n) &= \sum_{i=1}^n \alpha_i p_i(Y_n), \quad \sum_{i=1}^n \alpha_i = 1, \\ p_i(Y_n) &= \frac{1}{B(\mu, \nu)} Y_n^{\mu-1} (1 - Y_n)^{\nu-1}, \end{aligned}$$

где  $Y_n \in [0, 1]$  – нормированное значение яркости,  $Y_n = Y/255$ ,  $B(\mu, \nu)$  – бета-функция,  $\mu, \nu$  – параметры бета-распределения,  $n \leq 6$  (в [5] рекомендовано значение  $n = 3$ ). Поэтому применение (1) к сюжетам, гистограммы распределения яркости которых имеют локальные максимумы, близкие к  $Y = 0$  и  $Y = 255$ , также приводит к снижению числа градаций яркости на локальных областях изображения.

Учитывая перечисленные недостатки, в [3, 4] отмечается целесообразность формирования ароматической компоненты  $Y_F$  итогового изображения как результата комплексирования по яркости монохромных телевизионных (ТВ) и тепловизионных (ТПВ) изображений:

$$Y_F(i, j) = F\{TV(i, j), IR(i, j)\}. \quad (2)$$

**Цель исследования:** разработка быстрых алгоритмов формирования цветного комплексированного изображения из разносектральных МХИ; поиск универсальных эталонов и анализ алгоритмов формирования яркостной компоненты  $Y$  итогового изображения.

### Повышение быстродействия метода «переноса» цвета

Изображение в ложных цветах ( $R_f, G_f, B_f$ ) можно сформировать из разносектральных МХИ не в пространстве  $RGB$ ,

$$\begin{aligned}
 R_f(i, j) &= f_R \{TV(i, j), IR(i, j)\}, \\
 G_f(i, j) &= f_G \{TV(i, j), IR(i, j)\}, \\
 B_f(i, j) &= f_B \{TV(i, j), IR(i, j)\},
 \end{aligned}
 \quad (3)$$

с последующим переходом в декоррелированное цветное пространство по формулам

$$\begin{bmatrix} Y \\ C_B \\ C_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,2990 & 0,5870 & 0,1140 \\ -0,1687 & -0,3313 & 0,5000 \\ 0,5000 & -0,4187 & -0,0813 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} Y \\ U \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,2990 & 0,5870 & 0,1140 \\ -0,1471 & -0,2888 & 0,4359 \\ 0,6148 & -0,5148 & -0,1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}, \quad (5)$$

как это реализовано в [1, 2, 4], а непосредственно в  $YC_B C_R$  ( $YUV$ ). Если функционалы в (3) представить в виде

$$\begin{aligned}
 R_f(i, j) &= IR(i, j), \\
 G_f(i, j) &= TV(i, j), \\
 B_f(i, j) &= TV(i, j) - IR(i, j),
 \end{aligned}
 \quad (6)$$

то с учетом (4) и (5) приближенно можно считать, что

$$C_{Bf}(i, j) \approx U_f(i, j) \approx -IR(i, j) / 2,$$

$$C_{Rf}(i, j) \approx V_f(i, j) \approx [IR(i, j) - TV(i, j)] / 2. \quad (7)$$

Аналогичным образом можно показать, что если  $R_f(i, j) = IR(i, j)$ ,

$$G_f(i, j) = TV(i, j), \quad B_f(i, j) = TV(i, j), \quad (8)$$

то

$$C_{Bf}(i, j) \approx U_f(i, j) \approx [TV(i, j) - IR(i, j)] / 4, \quad (9)$$

$$C_{Rf}(i, j) \approx V_f(i, j) \approx [IR(i, j) - TV(i, j)] / 2.$$

В [3] предложен несколько иной подход, при котором полагается, что

$$C_{Bf}(i, j) = TV(i, j) - IR(i, j), \quad (10)$$

$$C_{Rf}(i, j) = -C_{Bf}(i, j),$$

и, следовательно,

$$m_i^{CB} = -m_i^{CR}, \quad s_i^{CB} = s_i^{CR}, \quad (11)$$

что позволяет вдвое снизить объем вычислений при оценке  $\mu_i^\theta$  и  $\sigma_i^\theta$  ( $\theta = C_B, C_R$ ).

Результаты «переноса» цвета в соответствии с выражениями (6), (4); (7); (8), (4); (9) и (10), (11) приведены на рис. 1, а в табл. 1 сведены результаты количества арифметических операций (АО) на реализацию рассмотренных алгоритмов для изображений размером  $N \times N$  пикселей. При подсчете числа АО полагается, что  $Y_f(i, j) = TV(i, j)$  и моменты эталона  $\mu_i^\theta$  и  $\sigma_i^\theta$  вычислены заранее.

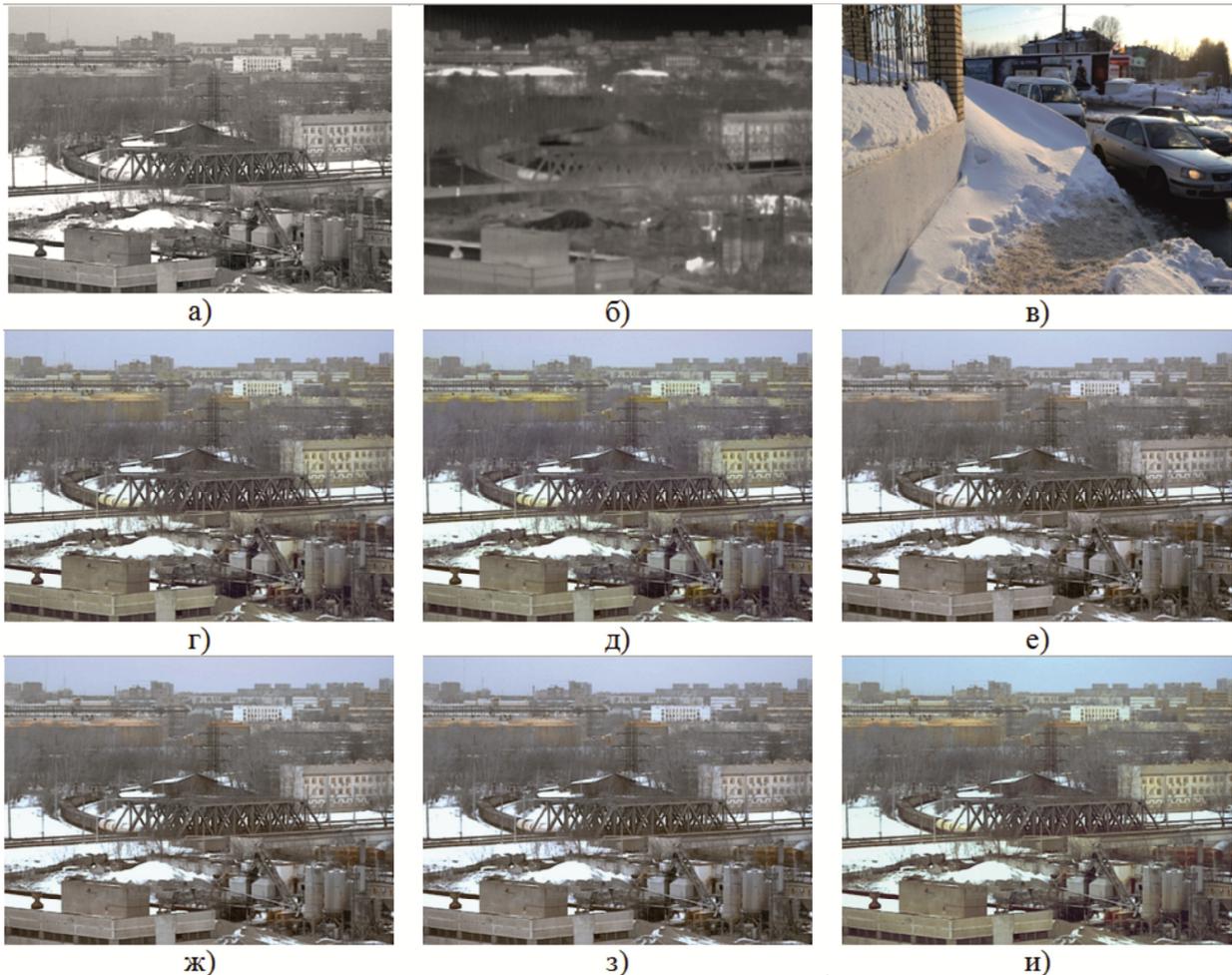


Рис. 1. Реализация метода «переноса» цвета по разным алгоритмам: а) ТВ изображение, б) ТПВ изображение, в) цветное изображение-эталон, г)-з) результат «переноса» цвета при формировании ложных цветов по формулам (6)-(10) соответственно, и) результат «переноса» цвета при эвристическом выборе  $\|\mu_i^{CB}, \mu_i^{CR}, \sigma_i^{CB}, \sigma_i^{CR}\|^T$

Таблица 1

Алгоритм	(6), (4)	(7)	(8), (4)	(9)	(10), (11)
«+»	$18N^2$	$9N^2$	$17N^2$	$10N^2$	$9N^2$
«*»	$16N^2$	$6N^2$	$16N^2$	$6N^2$	$6N^2$
«/»	$2N^2$	$2N^2$	$2N^2$	$2N^2$	$2N^2$
сдвиг вправо	-	$2N^2$	-	$2N^2$	-
Итого	$36N^2$	$19N^2$	$35N^2$	$20N^2$	$19N^2$

Таким образом, формирование цветоразностных компонент по приближенным формулам (7), (9) или (10) повышает быстродействие метода переноса цвета в среднем в 1,8 раза, а применение (10) и (11) вдвое уменьшает затраты машинного времени при вычислении  $\mu_t^{CB}$ ,  $\mu_t^{CR}$ ,  $\sigma_t^{CB}$  и  $\sigma_t^{CR}$  по заданному эталону. Анализ результатов «переноса» цвета показывает, что использование формул (6)-(10) обеспечивает приблизительно одинаковый результат. Применение при формировании ложных цветов (6) или (7) дает результирующее изображение с теплой гаммой цветов, а (8)-(10) – с холодной. Критерии выбора универсального эталона и повышение информативности.

Важной задачей при формировании цветного комплексированного изображения из разносектральных МХИ является выбор эталона, который, во-первых, обеспечивает приблизительно правильную цветопередачу для широкого класса сюжетов, в том числе и для разных времен года, а, во-вторых, упрощает визуальное выделение представляющих интерес объектов.

Эталон используется исключительно для вычисления моментов  $\mu_t^{CB}$ ,  $\mu_t^{CR}$ ,  $\sigma_t^{CB}$  и  $\sigma_t^{CR}$ . Вместе с тем его выбор можно связать с необходимостью выделения заданных объектов, например, холодных и горячих, видимых на ТПВ изображении как темные и светлые объекты соответственно. При выводе ТПВ изображения на монитор, как правило, используется стандартная цветовая палитра, в соответствии с которой темные объекты (холодные) окрашиваются в синие тона, а светлые объекты (горячие) – в красные. В этом случае выбирается конкретная конфигурация, например (8), (9), (10) или

$$R_f(i, j) = IR(i, j),$$

$$G_f(i, j) = TV(i, j), \tag{12}$$

$$B_f(i, j) = 255 - IR(i, j)$$

и соответствующий эталон, в котором акцентируются именно синие и красные тона.

Очевидно, что эталон должен быть высококонтрастным по каждому каналу RGB и иметь совокупность областей с доминирующими цветами, которые присущи соответствующим сюжетам.

Поскольку для большинства природных сцен в цветовых пространствах  $YCbCr$  и  $YUV$ , как правило, выполняются неравенства

$$|\mu_t^\theta| < 15; 5 < \sigma_t^\theta < 25; \theta = C_B, C_R (\theta = U, V),$$

это позволяет полностью отказаться от изображений-эталонных и эвристически подобрать некоторые численные значения  $\mu_t^{CB}$ ,  $\mu_t^{CR}$ ,  $\sigma_t^{CB}$  и  $\sigma_t^{CR}$ , обеспечивающие приблизительно такую же цветопередачу, что и ряд эталонных. Можно рекомендовать следующие значения па-

раметров математического ожидания и СКО:  $\|\mu_t^{CB}, \mu_t^{CR}, \sigma_t^{CB}, \sigma_t^{CR}\|^T = \|-10, -15, 20, 15\|^T$  – для сюжетов «весна-лето»,  $\|\mu_t^{CB}, \mu_t^{CR}, \sigma_t^{CB}, \sigma_t^{CR}\|^T = \|-2, 2, 15, 20\|^T$  – для осенних сюжетов,  $\|\mu_t^{CB}, \mu_t^{CR}, \sigma_t^{CB}, \sigma_t^{CR}\|^T = \|2, -2, 10, 10\|^T$  – для зимних сюжетов. Результат переноса цвета при эвристическом выборе параметров  $\mu_t^\theta$  и  $\sigma_t^\theta$  приведен на рис. 1, и.

Повышение информативности ахроматической составляющей обеспечивают алгоритмы улучшения и комплексирования ТВ и ТПВ каналов. При выборе функционала  $F\{\cdot\}$  в (2) необходимо учитывать, что на практике он должен быть реализован в реальном масштабе времени для видеоряда с размерами кадра не менее 800x600 пикселей и частотой  $f_k = 25...50$  Гц. Это не позволяет применять вычислительно емкие алгоритмы: пирамиды лапласианов для комплексирования ТВ и ТПВ изображений [6, 7] и алгоритмы *Multiscale Retinex* [8] для улучшения. Поэтому для практической реализации (2) можно рекомендовать:

1) улучшение ТВ и ТПВ изображений посредством применения к ним процедур эквализации или приведения гистограммы (например, в соответствии с алгоритмами, изложенными в [5] или [6]) и билатеральной фильтрации [9];

2) комплексирование по яркости в соответствии с одной из формул:

$$Y_F(i, j) = TV_y(i, j), \tag{13}$$

$$Y_F(i, j) = [TV_y(i, j) + IR_y(i, j)] / 2, \tag{14}$$

$$Y_F(i, j) = TV_y(i, j) + k | IR_y(i, j) - \overline{IR} | - \overline{\Delta IR}, \tag{15}$$

где  $TV_y(i, j)$  и  $IR_y(i, j)$  – пиксели улучшенных в результате выполнения процедуры 1) ТВ и ТПВ МХИ,

$$\overline{IR} = \sum_{j=0}^{h-1} \sum_{i=0}^{w-1} IR_y(i, j) / (wh),$$

$$\overline{\Delta IR} = \sum_{j=0}^{h-1} \sum_{i=0}^{w-1} | IR_y(i, j) - \overline{IR} | / (wh),$$

$h$  – высота изображения (в пикселях),  $w$  – ширина,  $k$  – весовой коэффициент. Варианты комплексирования ТВ и ТПВ изображений в спектральной области рассмотрены в работах [10, 11].

Необходимость улучшения исходных изображений при формировании компоненты яркости  $Y_F(i, j)$ , а также применение этапов 1) и 2) совместно или по отдельности являются задачей отдельного исследования.

Примеры формирования цветного комплексированного изображения в соответствии с изложенной выше процедурой улучшения ТВ и ТПВ МХИ и использованием эталонного изображения с  $\|\mu_t^{CB}, \mu_t^{CR}, \sigma_t^{CB}, \sigma_t^{CR}\|^T = \|0, -12, 20, 35\|^T$  представлены на рис. 2. Несмотря на тот факт, что применение «переноса» цвета при выбранном эталоне не приводит гамму цветов изображения к естественным цветовым оттенкам (т.е. фактически выполняется переход от одних ложных цветов к другим, а не от ложных цветов – к натуральным), сформированные цветные изображения обеспечивают комфортное визуальное выделение и распознавание основных сюжетных элементов сцены. Дополнительная информация от результатов окрашивания позволяет качественно разделить объекты на изображении на холодные и нагретые.

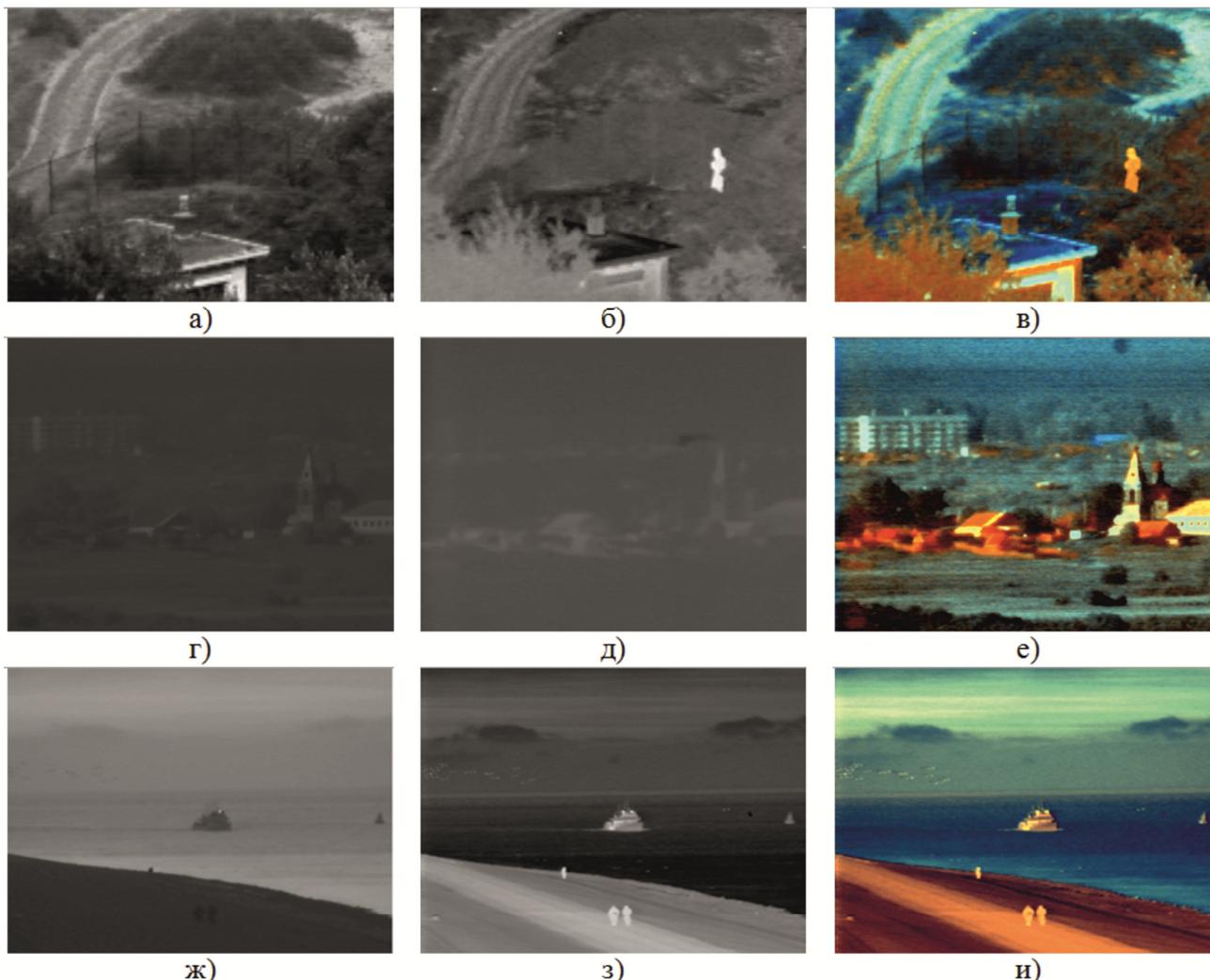


Рис. 2. Результаты улучшения и комплексирования ТВ и ТПВ МХИ с использованием формул (13)-(15): а), в), ж) – ТВ МХИ, б), д), з) – ТПВ МХИ, в), е), и) – результат комплексирования

## Заключение

Таким образом, формирование из монохромных телевизионных и тепловизионных изображений цветоразностных компонент итогового изображения непосредственно в декоррелированном цветовом пространстве повышает быстродействие классических алгоритмов «переноса» цвета [1, 2] до 1,8 раза. С целью дальнейшего сокращения объема памяти и вычислительных затрат целесообразно использовать ограниченное количество векторов параметров математических ожиданий и среднеквадратических отклонений изображения-эталона, выбирая их либо исходя из фенологических условий (наборы параметров для разных времен года), либо исходя из условий комфортного визуального восприятия. Дальнейшим направлением развития критериев выбора оптимального (как с точки зрения правильности передачи цвета, так и с точки зрения выделения и распознавания объектов) критерия выбора эталона является использование информации от спутниковых, геоинформационных и метеорологических систем.

## Литература

1. Image Fusion and Its Applications / edited by Yufeng Zheng. – Rijeka: InTech, 2011. – 242 p.
2. Toet, A. and Hogervorst, M.A. Portable real-time color

night vision // Multisensor, Multisource Information Fusion: Architectures, Algorithms, and Applications. The International Society for Optical Engineering, Bellingham, WA, USA, 2008. – pp. 706-713.

3. Shi S., Wang L., Jin W., Zhao Y. Color night vision based on color transfer in YUV color space // Proc. SPIE, 2008. – Vol. 6623. – pp. 66230B-1-66230B-12.

4. Alexander Toet, Maarten A. Hogervorst. Progress in color night vision // Optical Engineering. – 2012. – Vol. 51(1). – pp. 010901-1-010901-19.

5. Кириллов С.Н., Косткин И.В. Алгоритм эквализации на основе многокомпонентного бета-распределения яркости изображения // Вестник РГРТУ. – 2007. – Вып. 21. – С. 50-54.

6. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2006. – 1072 с.

7. Wang W., Chang F. A multi-focus image fusion method based on Laplacian pyramid // Journal of computers. – 2011. – Vol. 6, No. 12. – Pp. 2559-2566.

8. Jobson D.J., Rahman Z., Woodell G.A. A multiscale retinex for bridging the gap between color images and the human observation of scenes // IEEE Transactions on image processing. – 1997. – Vol. 6, No. 7. – Pp. 965-976.

9. Система коррекции темных, светлых и средних тонов на цифровых изображениях: пат. 2452025 РФ: МПК

Н04N1/409 / А.П. Богданов, Л.Н. Костяшкин, Е.И. Матвеева, А.В. Морозов, О.В. Павлов, Ю.Н. Романов, А.В. Рязанов; заявитель и патентообладатель ОАО «Государственный Рязанский приборный завод». – № 2011136844/07; заявл. 05.09.2011; опубл. 27.02.2013, Бюл. № 6. – 17 с.

10. Бородинский А.А., Дрынкин В.Н. Синтез многомерных рекурсивно-нерекурсивных фильтров // Радиотехника. – 1986. № 4. – С. 47-51.

11. Дрынкин В.Н., Фальков Э.Я., Царева Т.И. Формирование комбинированного изображения в двухзональной бортовой авиационно-космической системе // Сб. тр. научно-технической конференции «Техническое зрение в системах управления 2012» / под ред. Р.Р. Назирова. – М.: МЕХАНИКА, УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА, 2012. – С. 33-39.

**IMPROVE PERFORMANCE OF ALGORITHMS FOR FORM A COLOR FUSION IMAGE FROM MULTISPECTRAL MONOCHROME SENSORS SIGNALS**

*Bogdanov A.P., Pavlov O.V., Kholopov I.S.*

Presents simplified algorithms of imaging in false colors in a decorrelated color space for the task of forming a color image with color range approximated daylight conditions. It is shown that the performance of the proposed method of color transfer up to 1.8 times higher compared with algorithms of form false color images in the space of RGB. Algorithms to improve and fusion of multispectral monochrome images is considered.

## Лазерная система наведения ЛСН



Основные технические характеристики ЛСН:

Параметры	Значение
число каналов управления	до 2
угловой размер поля управления надальнас	
сектор выстреливости (до 500 - 800 м), не менее	15°
сектор наведения одновременно двух целей, не менее	2,5°
дальность управления	до 10 000 м
энергетический потенциал, не менее	2000
ошибка вычисления координат, не более	0,1 м
диапазон компенсации угла крена носителя	±100°
масса перемещаемого модуля (ПМ), кг	1,2
габаритные размеры, мм (длина, ш) (ПМ)	254x85x50 (0,8)
потребляемая от бортовой мощности, Вт, не более	500

ЛСН и УФП

- высокоточное наведение управляемого оружия
- электронный способ создания информационного управляющего поля
- исполнение для всех видов вооружений



Выстрелил - попал 100%!



**ФГУП  
ГРПЗ**

Россия  
390000. г. Рязань  
ул. Семинарская, 32

Тел: 8 (4912) 218-381, 298-325  
Тел/факс: 8 (4912) 218-380  
E-mail: Hunter-rzn@yandex.ru

## ФОРМИРОВАНИЕ КОМПОНЕНТОВ ЦВЕТНЫХ СНИМКОВ ПО ДАННЫМ МНОГОЗОНАЛЬНОЙ СЪЕМКИ

*Кузнецов А.Е., д.т.н., профессор, зам. Директора НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: foton@rsreu.ru*

*Побаруев В.И., к.т.н. доцент, ведущий научный сотрудник НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: foton@rsreu.ru*

*Светелкин П.Н., к.т.н., старший научный сотрудник НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: foton@rsreu.ru*

**Ключевые слова:** спектрозональные и панхроматические изображения, естественные цвета объектов, комплексирование снимков высокого и низкого разрешения.

### Введение

В системах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) при многозональной съемке, в общем случае, формируются разновременные снимки подстилающей поверхности  $B_k$ , в нескольких зонах видимого диапазона спектра,  $k = \overline{1, N}$ , где  $N$  – количество спектральных зон.

Для получения на их основе цветосинтезированных изображений наблюдаемой территории снимки геометрически совмещаются между собой и тем самым формируются необходимые RGB-компоненты [1]. Однако этот подход не полностью решает проблему получения цветных изображений по данным многозональной съемки. Дело в том, что при использовании спектральных диапазонов, характерных для российских систем «Ресурс-ДК» и «Метеор-М» и представленных в таблице, искажаются естественные цвета представления объектов земной поверхности. Причем основные цветовые искажения относятся к фотосинтезирующим растениям (рис. 1, а), которые представляются оранжевыми или красными оттенками. Поскольку восприятие и понимание таких изображений для большинства пользователей затруднено, то возникает задача синтеза RGB-компонент, обеспечивающих получение изображений с близкой к естественной цветовой палитрой.

Таблица 1. Спектральные диапазоны КА «Ресурс-ДК», «Метеор-М», Тегга (мкм)

«Ресурс-ДК»	Тегга ASTER (первые 3 канала)	«Метеор-М» МСУ-100
0,5–0,6	0,51–0,60	0,535–0,575
0,6–0,7	0,63–0,69	0,63–0,68
0,7–0,8	0,76–0,86	0,76–0,90

Необходимо отметить, что в системах ДЗЗ «Ресурс-П», «Канопус-В» и «БКА» установлена аппаратура, обеспечивающая одновременную спектрозональную и панхроматическую съемку земной поверхности. Поскольку пространственное разрешение панхроматических изображений в несколько раз выше, чем спектрозональных, то возникает вторая задача, связанная с

Рассматриваются алгоритмы формирования спектрозональных компонент, обеспечивающих получение изображений земной поверхности от спутников «Ресурс-ДК» и «Метеор-М» в естественных цветах. Для получения высококачественных цветных изображений высокого пространственного разрешения по данным панхроматической и спектрозональной съемки предложено использовать модифицированный алгоритм гиперсферического раскрашивания.

получением цветных снимков высокой детальности, т.е. синтезом спектрозональных компонент высокого пространственного разрешения (так называемая задача Pan-sharpening).

В настоящей статье рассматриваются алгоритмы решения сформулированных задач, что позволяет в полной мере удовлетворять потребителей данных ДЗЗ цветными снимками земной поверхности.

### Анализ алгоритмов получения снимков в естественных цветах

Из таблицы видно, что отечественные КА «Ресурс-ДК» и «Метеор-М» выполняют съемку в зеленом, красном и ближнем инфракрасном диапазоне спектра. Поскольку отражающая способность фотосинтезирующих растений резко возрастает в ближнем инфракрасном диапазоне (рис. 2), то «окрасить» растения в зеленый цвет можно поменяв второй и третий каналы местами.

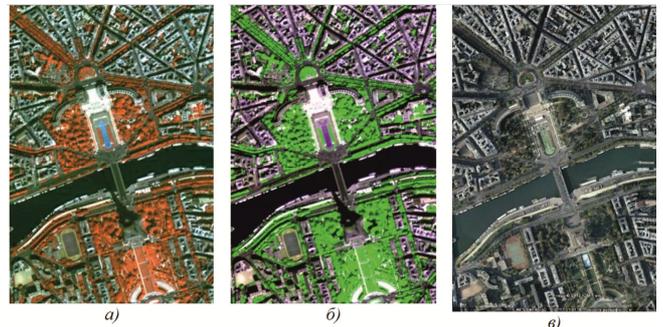


Рис. 1. Пример представления цветосинтезированных изображений: а – исходный снимок от КА «Ресурс-ДК» (спектральные каналы 1, 2, 3); б – снимок от КА «Ресурс-ДК» (спектральные каналы 1, 3, 2); в – аналогичный снимок системы Google Maps

Из рис. 1, б видно, что после выполнения этой операции зелень приобретает неестественно яркий цвет, а цвет городской застройки также становится непривычным для восприятия. Таким образом, для перечислен-

ных в таблице спектральных каналов спутников «Ресурс-ДК» и «Метеор-М» изменение комбинации спектральных каналов не обеспечивает желаемых результатов.

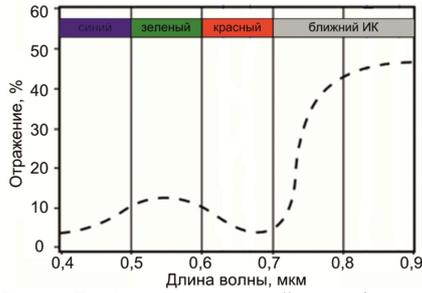


Рис.2. График отражающей способности фотосинтезирующих растений

В программном продукте ENVI есть возможность представления естественных цветов («True Color») [2]. При этом изображение в натуральных цветах формируется отображением видеоданных красного диапазона (0,6–0,7 мкм) в третий канал цветосинтезированного снимка, видеоданных зеленого диапазона (0,5–0,6 мкм) – во второй канал и синего диапазона (0,4–0,5 мкм) – в первый канал. Инфракрасное изображение формируется отображением видеоданных ближнего ИК диапазона (0,76–0,9 мкм) в третий («красный») канал цветосинтезированного изображения, видеоданных красного диапазона – во второй канал, зеленого диапазона – в первый канал.

Однако в руководстве пользователя к программному продукту обращается внимание, что если видеоданные не сняты в необходимых диапазонах длин волн, то ис-

пользуются ближайшие по длине волны видеоданные. Это может привести к получению изображения в градациях серого, если три канала отображаемого цветного снимка заполняются одинаковыми видеоданными.

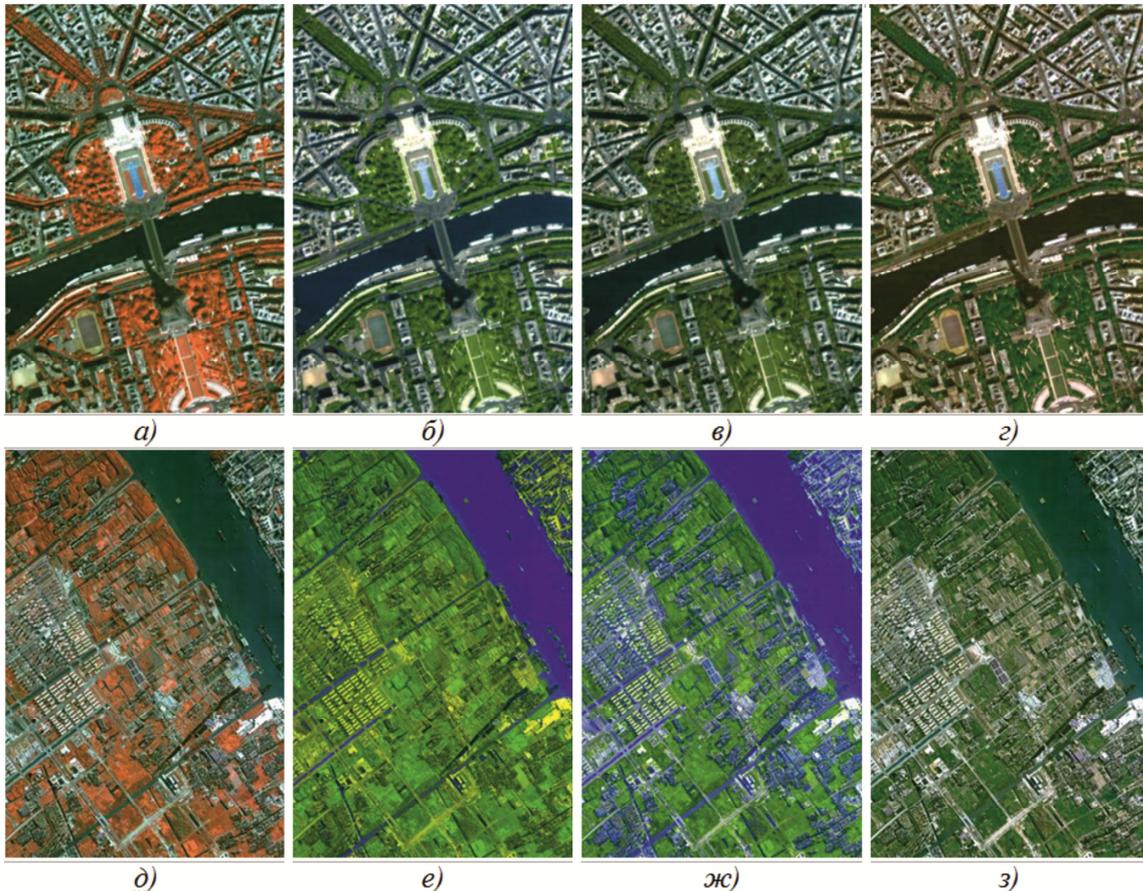
Оператор спутника ДЗЗ WorldView-2 (компания DigitalGlobe) не приводит данных о режиме синтеза результирующих изображений из различных спектральных каналов [3].

В описании сервиса TerraLook [4] указано, что снимки представляются в натуральных цветах с синтезированным синим каналом:

$$D_3 = B_r, D_2 = \frac{2}{3}B_g + \frac{1}{3}B_{ir}, D_1 = \frac{2}{3}B_g - \frac{1}{3}B_{ir}, \quad (1)$$

где  $D_1, D_2, D_3$  – первый, второй и третий каналы цветосинтезированного изображения  $D$ . В дальнейшем будем считать, что снимки  $B_k$  совмещены между собой с субпиксельной точностью, а также для простоты понимания и определенности индексы  $k = \overline{1, N}$  заменяются на  $k \in \{b, g, r, ir, p\}$ , так как в некоторых формулах важен не порядковый номер снимка, а спектральный диапазон, в котором он снят.

Первые три диапазона съемки аппаратуры ASTER аналогичны каналам съемки КА «Ресурс-ДК», поэтому указанный алгоритм, примененный к снимкам КА «Ресурс-ДК», дает результаты, показанные на рис. 3, б. Здесь можно отметить, что на части снимков цвета получаются неестественными (рис. 3, е). На снимках МСУ-100 КА «Метеор-М» (рис. 3, и) указанный алгоритм дает фиолетовый цвет открытых почв (рис. 3, к).



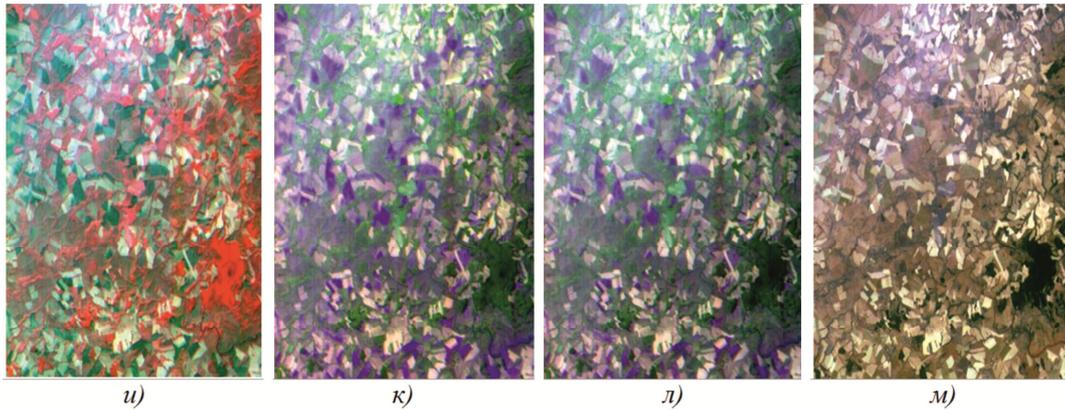


Рис. 3. Примеры синтеза цветных изображений а, д, и – исходные изображения; б, е, к – снимки, синтезированные по алгоритму TerraLook; в, ж, л – снимки, синтезированные по алгоритму SPOT; г, з, м – цветные изображения, синтезированные по разработанному алгоритму с использованием индекса NDVI

Для снимков SPOT используется аналогичный алгоритм [5], отличающийся коэффициентами:

$$D_3 = B_r, D_2 = \frac{3}{4}B_g + \frac{1}{4}B_{ir}, D_1 = \frac{3}{4}B_g - \frac{1}{4}B_{ir}. \quad (2)$$

Его применение дает результаты, аналогичные результатам алгоритма TerraLook (рис. 3, в, ж, л).

Алгоритмы, примененные в сервисе TerraLook и для спутника SPOT, можно использовать для датчика МСУ-100 (КА «Метеор-М»), если уменьшить составляющие  $B_{ir}$  в 1,4 раза, т.е. приблизить ее к спектральному диапазону зарубежных спутников. Пример синтеза изображений по этим алгоритмам показан на рис. 4, из которого следует, что участки открытой почвы выглядят розоватыми. Другим недостатком алгоритмов SPOT и TerraLook в некоторых случаях является окрашивание теней от высотных объектов в синий цвет.

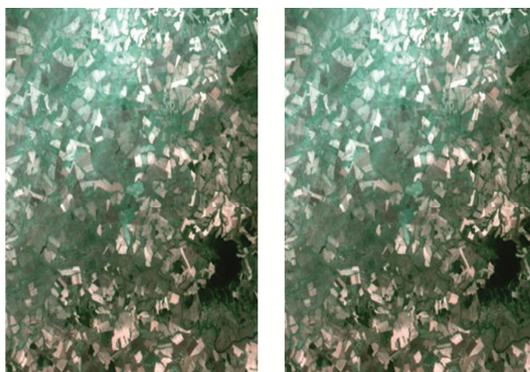


Рис. 4. Пример представления данных МСУ-100 по алгоритмам TerraLook и SPOT: а – снимок, синтезированный по скорректированному алгоритму TerraLook; б – снимок, синтезированный по скорректированному алгоритму SPOT

#### Алгоритм синтеза цветных изображений на основе вегетационного индекса

Апробация известных алгоритмов показала, что они не подходят для создания цветных изображений в цветах, близких к естественным. Однако из таблицы видно, что на основе яркостей снимков второго и третьего каналов можно вычислить вегетационный индекс, т.е. выделить на снимке зеленые фотосинтезирующие растения. Наиболее распространенный вегетационный индекс NDVI [6] вычисляется по формуле

$$K_{NDVI} = \frac{B_{ir} - B_r}{B_{ir} + B_r}. \quad (3)$$

При этом вегетационный индекс  $K_{NDVI}$  принимает значения в диапазоне  $[-1; 1]$ , а для фотосинтезирующих растений  $K_{NDVI} > 0$ .

Для вычисления вегетационного индекса нормализуем яркости пикселей, после чего формула (3) примет вид

$$K_{NDVI} = \frac{K_{омн} B_{ir} - \overline{B_r}}{K_{омн} B_{ir} + \overline{B_r}}, \quad K_{омн} = \frac{\overline{B_r}}{\overline{B_{ir}}}, \quad (4)$$

где  $\overline{B_r}$ ,  $\overline{B_{ir}}$  – средние значения яркостей пикселей изображений красного и ближнего инфракрасного каналов.

Так как для снимков рассматриваемых КА значения вегетационного индекса не превышает 0,3, то введем эмпирическую функцию

$$f_n(B_r, B_{ir}) = \begin{cases} 3K_{NDVI} \overline{B_{ir}}, & K_{NDVI} > 0, \\ 0, & K_{NDVI} \leq 0. \end{cases} \quad (5)$$

Тогда яркости пикселей цветосинтезированного изображения  $D$  в цветах, близких к натуральным, вычислим по формулам:

$$D_1 = B_g, D_2 = B_r, D_3 = B_{ir} - f_n(B_r, B_{ir}) \quad (6)$$

для режима съемки GRlг,

$$D_1 = B_g, D_2 = B_p - B_{ir}, D_3 = B_{ir} - f_n(B_p, B_{ir}) \quad (7)$$

для режима съемки GPлг и

$$D_1 = B_g, D_2 = B_r, D_3 = B_p - B_r - f_n(B_r, B_p) \quad (8)$$

для режима съемки GRP, где  $P$  – обозначение панхроматического снимка  $B_p$ .

Полученный на основе формулы (6) цветной снимок представлен на рис. 3 г, из которого следует, что цвет зеленых растений стал более естественным, а цвет городской застройки практически не изменился.

Таким образом, предложенный алгоритм устойчив к флуктуациям спектральных диапазонов и позволяет получать цветные снимки в естественных цветах на основе видеоданных как от КА «Ресурс-ДК» так и «Метеор-М».

**Синтез цветных изображений из снимков высокого пространственного разрешения**

На действующем КА «Канопус-В» установлены съемочные устройства, выполняющие съемку в панхроматическом диапазоне спектра и в нескольких узких зонах спектра, при этом разрешение спектрозональных снимков в несколько раз ниже, чем панхроматических. Например, многозональная съемочная система (МСС) формирует изображения в спектральных зонах 0,54–0,6 мкм, 0,63–0,69 мкм, 0,69–0,72 мкм, 0,72–0,86 мкм с пространственным разрешением 10,5 м, а панхроматическая съемочная система (ПСС) – в спектральном диапазоне 0,52–0,85 мкм обеспечивает получение изображений с пространственным разрешением 2,3 м. Поэтому главным требованием при комплексировании панхроматических и спектрозональных снимков является сохранение пространственного разрешения синтезируемого цветного снимка и цветовой компонент, характерных для многозонального изображения. В этой связи проанализируем известные алгоритмические решения.

Будем считать, что панхроматический снимок  $B_p$  и спектрозональные изображения  $B_k$  геометрически совмещены с субпиксельной точностью. Кроме того, компоненты  $B_k$  за счет интерполяции преобразованы к масштабу панхроматического снимка. Тогда одним из известных подходов по формированию спектрозональных компонент является модуляционный алгоритм [1], в соответствии с которым искомые составляющие  $D_k$  рассчитываются как

$$D_k = \frac{NB_k}{\sum_{k=1}^N B_k} B_p, \quad k, i \notin \{p\}. \tag{9}$$

Экспериментальные исследования показали, что модуляционный алгоритм не приводит к потере пространственного разрешения синтезированного цветного снимка. Однако, как показано на рис. 5, б, цветовая палитра нового изображения отличается от исходного спектрозонального снимка (рис. 5, а). В этой связи

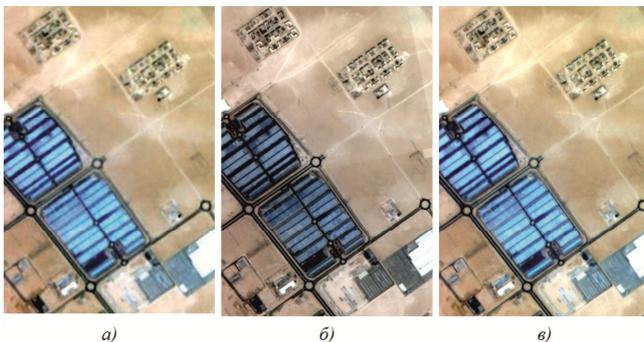


Рис. 5. Примеры синтеза цветных изображений от КА «Канопус-В» а – изображение от датчика МСС; б – цветное изображение, полученное по модуляционному алгоритму; в – цветное изображение, полученное по алгоритму с использованием гипersферического цветового пространства

В этой связи проанализируем алгоритм раскраски панхроматического снимка без искажения цветовых составляющих снимка [7]. В указанном алгоритме сначала выполняется преобразование текущего цветового пространства в гипersферическое цветовое пространство по формулам:

$$I = \sqrt{\sum_{i=1}^N B_i^2}, \quad \phi_k = \arctan \left( \frac{\sqrt{\sum_{i=k+1}^N B_i^2}}{B_k} \right), \quad k = \overline{1, N-1},$$

$$k, i \notin \{p\}, \tag{10}$$

где  $\phi_k$  – угловые компоненты гипersферического цветового пространства.

Затем необходимо выровнять яркости панхроматического снимка и интенсивности  $I$ . Для этого воспользуемся более простыми соотношениями, чем в первоисточнике:

$$\widehat{B}_p^2 = \overline{I^2} + \frac{\sigma_p}{\sigma_I} (B_p^2 - \overline{B_p^2}), \quad \widehat{B}_p^2 = \overline{I^2} + \frac{\sigma_p}{\sigma_I} (B_p^2 - \overline{B_p^2}),$$

$$I_M = \sqrt{\frac{\widehat{B}_p^2}{\overline{B_p^2}}} I^2, \tag{11}$$

где  $\widehat{B}_p$  – выровненная яркость пикселя панхроматического изображения;  $B_p$  – яркость пикселя панхроматического снимка, сглаженного с использованием скользящего окна размером 7×7 пикселей;  $\overline{I^2}$ ,  $\overline{B_p^2}$  – средние значения яркости изображений  $I^2$  и  $B_p^2$  соответственно;  $\sigma_I$ ,  $\sigma_p$  – среднеквадратические отклонения снимков  $I^2$  и  $B_p^2$ , соответственно;  $I_M$  – модифицированное значение интенсивности.

Авторы алгоритма раскрашивания указывают на некоторую потерю разрешения полученного цветосинтезированного изображения по отношению к панхроматическому снимку высокого разрешения. Поэтому для повышения разрешения выполним повышение четкости компоненты  $I_M$  по формуле

$$\tilde{I}_M = I_M \otimes h_{3 \times 3}, \quad I_M^* = \tilde{I}_M + 1,5(I_M - \tilde{I}_M), \tag{12}$$

где  $\otimes$  – операция свертки с маской размытия  $h$  размером 3×3 элемента,  $I_M^*$  – интенсивность повышенной четкости. Коэффициент «1,5» выбран из расчета исключения появления артефактов.

Далее выполним обратное преобразование в исходное цветовое пространство, но вместо интенсивности  $I$  в формулу подставим модифицированную компоненту  $I_M^*$ ,

$$D_1 = I_M^* \cos(\phi_1);$$

$$D_k = I_M^* \cos(\phi_k) \prod_{i=1}^{k-1} \sin(\phi_i), \quad k = \overline{2, N-1};$$

$$D_N = I_M^* \prod_{i=1}^{N-1} \sin(\phi_i). \quad (13)$$

Пример работы модифицированного алгоритма гиперсферического раскрашивания показан на рисунке (рис. 5, в), из которого следует, что детальность снимка по сравнению со снимком от МСС стала выше, цвета снимка сохранены. Этот факт подтверждают эксперименты по вычислению линейного разрешения на местности нового спектрального изображения  $D_k$ .

### Заключение

Таким образом, рассмотренные в статье алгоритмы позволили решить ряд важных практических задач. В-первых, по аналогии с зарубежными космическими системами организовать выдачу выходных информационных продуктов в естественных цветах. Обеспечить наложение геопортала данных ДЗЗ материалами съемок, адекватно воспринимаемых широким кругом пользователей. Во-вторых, применительно к системе обработки данных КА «Канопус-В» и «БКА» организовать получение нового вида выходной продукции – цветных снимков высокого разрешения с известными спектральными характеристиками.

### Литература

1. Кузнецов А.Е., Светелкин П.Н. Формирование цветных снимков по спутниковым изображениям сред-

него и высокого пространственного разрешения // Цифровая обработка сигналов. 2009. №3. С. 36–40.

2. ENVI User's Guide [http://geol.hu/data/online\\_help/The\\_Available\\_Bands\\_List.html](http://geol.hu/data/online_help/The_Available_Bands_List.html)

3. [http://rmd.cnews.ru/tech/news/top/index\\_science.shtml?2009/10/21/366622](http://rmd.cnews.ru/tech/news/top/index_science.shtml?2009/10/21/366622)

4. TerraLook: бесплатные космические снимки ASTER, TM, ETM+ <http://gis-lab.info/qa/terralook.html>

5. Interpreting Optical Remote Sensing Images [http://www.crisp.nus.edu.sg/~research/tutorial/opt\\_int.htm](http://www.crisp.nus.edu.sg/~research/tutorial/opt_int.htm)

6. <http://gis-lab.info/qa/ndvi.html>

7. WorldView-2 Pan-Sharpning. C. Padwick, M. Deskevich, F. Pacifici, S. Smallwood. [http://www.digitalglobe.com/downloads/WorldView-2\\_Pan-Sharpning.pdf](http://www.digitalglobe.com/downloads/WorldView-2_Pan-Sharpning.pdf)

## FORMING OF COLOR IMAGES COMPONENTS FROM THE DATA OF MULTISPECTRAL IMAGERY

*Kuznetsov A.E., Pobaruev V.I., Svetelkin P.N.*

The algorithms of forming multispectral images component the Earth's surface from satellites «Resurs-DK» and the «Meteor-M» in natural colors is given. For obtaining high quality color images with high spatial resolution from panchromatic and multispectral images is proposed to use a modified algorithm hyperspherical colorizing.

## НОВЫЕ КНИГИ

*Джиган В.И.*

*Адаптивная фильтрация сигналов: теория и методы*

*Москва: Техносфера, 2013. – 528 с.*



Рассматриваются основные разновидности адаптивных фильтров и их применение в радиотехнических системах и системах связи. Дается представление о математических объектах и методах, используемых в теории адаптивной фильтрации сигналов. Рассматриваются приемы получения вычислительных процедур, сами процедуры и свойства таких алгоритмов адаптивной фильтрации, как алгоритмы Ньютона и наискорейшего спуска, алгоритмы по критерию наименьших квадратов, рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов и их быстрые (вычислительно эффективные) версии; рекурсивные алгоритмы для многоканальных фильтров и их версии для обработки нестационарных сигналов, а также многоканальные алгоритмы аффинных проекций. Дано описание стандартных и нестандартных приложений для моделирования адаптивных фильтров на современных языках программирования MATLAB, LabVIEW и SystemVue, а также реализаций адаптивных фильтров на современных цифровых сигнальных процессорах.

Особенностью книги является изложение теоретических материалов для наиболее общего случая – адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами, наличие разделов по многоканальным адаптивным фильтрам и алгоритмам адаптивной фильтрации нестационарных сигналов.

Книга является первым систематическим изложением теории адаптивной фильтрации на русском языке.

Предназначена для научных работников, инженеров, аспирантов и студентов радиотехнических и связанных специальностей, изучающих и использующих на практике цифровую обработку сигналов.

УДК 004.932.2

## РАДИОМЕТРИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАДРОВО-СКАНЕРНЫХ СИСТЕМ ДЗЗ

*Зенин В.А., к.т.н., с.н.с. НИИ «Фотон» РГРТУ, г. Рязань;**Кузнецов А.Е., д.т.н., зам. директора НИИ «Фотон» РГРТУ, г. Рязань;**Побаруев В.И., к.т.н., вед. н.с. НИИ «Фотон» РГРТУ, г. Рязань.*

**Ключевые слова:** матрица, радиометрическая коррекция, критерий Вебера–Фехнера.

**Введение**

В июле 2012 года был осуществлен успешный запуск двух идентичных малых космических аппаратов (КА), российского «Канопус-В» и белорусского «БКА». Целевая аппаратура спутников представлена многозональной (МСС) и панхроматической (ПСС) съемочными системами, разработанными ОАО «Пеленг» Республики Беларусь. Эти системы впервые реализуют кадрово-сканерный принцип съемки земной поверхности, в соответствии с которым в фокальной плоскости устанавливаются ПЗС-матрицы, формирующие в дискретные моменты времени  $t_i$ ,  $t_i = t_{i-1} + \Delta$ ,  $i = 2, 3, \dots$ , микрокадры  $B_{kj} = \{b_{kj}(m_j, n_j); m_j = \overline{1, M}, n_j = \overline{1, N}\}$ ,  $j = \overline{1, J}$ , где  $k$  – номер ПЗС-матрицы,  $j$  – номер микрокадра,  $J$  – число микрокадров на маршруте съемки. Микрокадры имеют взаимные перекрытия. В аппаратуре МСС используются четыре матрицы, по одной на каждый спектральный диапазон, расположенные в фокальной плоскости последовательно вдоль направления полета КА. В системе ПСС используются шесть матриц, расположенных в шахматном порядке как показано на рис. 1.

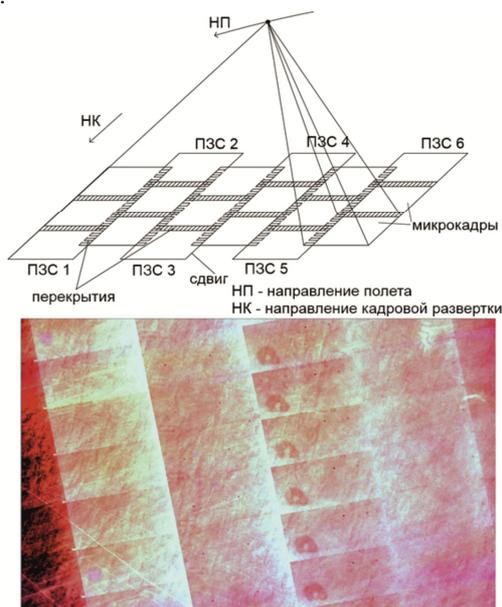


Рис. 1. Принцип съемки земной поверхности аппаратурой ПСС

*Рассматривается комплекс алгоритмов для радиометрического обеспечения систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) комбинированного кадрово-сканерного типа. Алгоритмы основаны на статистической оценке характеристик светочувствительных матриц путем анализа реальных изображений. Выполнены экспериментальные исследования разработанных алгоритмов с использованием реальных изображений.*

Матрицы в съемочных системах функционируют в режиме временной задержки и накопления сигнала (ВЗН), что позволяет получать высококачественные снимки земной поверхности в различных условиях съемки. На этих снимках отсутствуют структурные радиометрические искажения, характерные для сканерных систем и проявляющиеся в виде «полосатости» изображения [1]. Однако различия передаточных характеристик отдельных ПЗС-матриц и особенности их работы в режиме ВЗН вызывают новый вид радиометрических искажений, которые проявляются как в изменении яркости в пределах отдельных микрокадров, так и в отличии яркости микрокадров, сформированных отдельными ПЗС-матрицами датчика ПСС. Эти искажения не позволяют синтезировать непрерывный по яркости мозаичный снимок, то есть получить в ходе наземной обработки высококачественный информационный продукт.

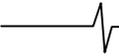
Цель настоящей работы – разработка алгоритмов радиометрической коррекции видеоданных, формируемых кадрово-сканерными системами дистанционного зондирования Земли.

**Алгоритмы радиометрической коррекции видеоданных**

В специализированных графических пакетах и в геоинформационных системах получение однородных по яркости изображений из набора перекрывающихся кадров осуществляется на основе анализа яркостей в общих областях снимков [2, 3]. Исследуем этот подход на примере яркостного совмещения двух микрокадров  $B_j$

и  $B_{j+1}$  одной ПЗС-матрицы. Учитывая, что взаимное перекрытие микрокадров зависит от геометрических условий съемки, координаты одноименных пикселей снимков будем определять на основе уравнений геодезической привязки:

$$\begin{aligned} \phi_j &= F_j(m_j, n_j), \quad \lambda_j = \Phi_j(m_j, n_j), \\ \phi_{j+1} &= F_{j+1}(m_{j+1}, n_{j+1}), \\ \lambda_{j+1} &= \Phi_{j+1}(m_{j+1}, n_{j+1}), \end{aligned} \quad (1)$$



где  $\varphi, \lambda$  – геодезические координаты пикселя изображения  $b(m, n)$ .

Тогда координаты одноименных пикселей в общей области двух микрокадров можно определить из условия:

$$\begin{cases} F_j(m_j, n_j) = F_{j+1}(m_{j+1}, n_{j+1}), \\ \Phi_j(m_j, n_j) = \Phi_{j+1}(m_{j+1}, n_{j+1}). \end{cases} \quad (2)$$

Яркостную коррекцию пикселей микрокадра  $B_{j+1}$  будем выполнять по формуле

$$\begin{aligned} b_{j+1}^*(m_{j+1}, n_{j+1}) &= b_{j+1}(m_{j+1}, n_{j+1}) + \Delta b, \\ m_{j+1} &= \overline{1, M}, \quad n_{j+1} = \overline{1, N}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\Delta b$  – корректирующая подставка, вычисляемая согласно выражению

$$\Delta b = \frac{1}{Q} \sum_{m,n} [b_{j+1}(m_{j+1}, n_{j+1}) - b_j(m_j, n_j)]. \quad (4)$$

Здесь суммирование ведется по всем координатам  $(m_j, n_j)$  и  $(m_{j+1}, n_{j+1})$ , удовлетворяющим условию (2), а  $Q$  – число пикселей с такими координатами (число пикселей общей области).

К сожалению, как показали эксперименты, алгоритм на основе выражения (3) не обеспечивает яркостного совмещения двух микрокадров. В качестве корректирующей исследовалась линейная функция яркостного соответствия вида  $B_{j+1}^* = a_0 + a_1 B_{j+1}$ , в которой параметры  $a_0$  и  $a_1$  рассчитываются по общей области двух снимков, а также более сложные нелинейные преобразования. Однако требуемое качество обработки не было достигнуто.

В ходе исследований установлено, что изменение яркости от начала микрокадра к его концу носит плавный характер и зависит как от числа шагов накопления заряда, так и от направления считывания сигнала с ПЗС-матрицы. По этой причине алгоритмы яркостного выравнивания на основе анализа общих областей микрокадров оказываются неработоспособными.

Оценить функцию яркостных искажений в зависимости от режима работы ПЗС-матрицы можно по различиям средних значений яркости пикселей в предположении, что при бесконечном увеличении количества микрокадров все элементы ПЗС-матрицы получают на вход в среднем одинаковые сигналы. Учитывая, что спутники выполняют маршрутную съемку с ограниченным набором микрокадров, в пределах которых влияние сюжета может сильно исказить искомый характер яркостных искажений, предлагается следующее решение.

Первое, выполнить съемку однородных сюжетов земной поверхности с различными параметрами ВЗН.

Второе, выполнить низкочастотную фильтрацию полученных сюжетов и сформировать набор корректирующих функций.

Третье, создать базу данных корректирующих коэффициентов и использовать их при радиометрической обработке материалов съемки.

Рассмотрим предлагаемые решения.

Пусть имеется однородный маршрут съемки, представленный набором микрокадров  $B_{kj}$ . Для минимизации сюжетной составляющей на его основе сформируем массив осредненных значений яркости в точках  $(m^*, n^*)$ ,  $m^* = h - 0,5h, 2h - 0,5h, \dots, M^*$ ,  $n^* = h - 0,5h, 2h - 0,5h, \dots, N^*$ ,  $m^* \in [1, M]$ ,  $n^* \in [1, N]$ , где  $h$  – размер окна низкочастотного фильтра,

$$\bar{b}_k(m^*, n^*) = \frac{1}{h^2 J} \sum_{m^*=-0,5h}^{m^*+0,5h} \sum_{n^*=-0,5h}^{n^*+0,5h} \sum_j b_{kj}(m^*, n^*), \quad (5)$$

а также СКО полученных измерений  $\sigma_k$ ,

$$\sigma_k^2 = \frac{\sum_{m^*=-0,5h}^{m^*+0,5h} \sum_{n^*=-0,5h}^{n^*+0,5h} \sum_j (b_{kj}(m^*, n^*) - \bar{b}_k(m^*, n^*))^2}{M^* N^* h^2 J - 1}. \quad (6)$$

Выполним аппроксимацию осредненных значений  $\bar{b}_k(m^*, n^*)$  двумерным полиномом  $\hat{b}_k(m, n) = P_k(m, n)$ , где  $\hat{b}_k(m, n)$  – предсказанное значение яркости в точке  $(m, n)$ , на основе уравнения

$$\mathbf{B}_k = \mathbf{H} \mathbf{P}_k, \quad (7)$$

где  $\mathbf{B}_k = [\bar{b}_k(m_1^*, n_1^*), \bar{b}_k(m_2^*, n_2^*), \dots]^T$ ,  $\mathbf{P}_k = [p_1, p_2, \dots, p_\tau]^T$  – коэффициенты полинома  $P_k(m, n)$ ,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & m_1^* & n_1^* & (m_1^*)^2 & (n_1^*)^2 & \dots \\ 1 & m_2^* & n_2^* & (m_2^*)^2 & (n_2^*)^2 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & m_{M^*}^* & n_{N^*}^* & (m_{M^*}^*)^2 & (n_{N^*}^*)^2 & \dots \end{bmatrix}.$$

Здесь размерность вектора  $\mathbf{B}_k$  и матрицы  $\mathbf{H}$  определяется числом  $M^* N^*$ , а также числом коэффициентов в аппроксимирующем полиноме  $\tau$ . Искомые коэффициенты полинома определяются по методу наименьших квадратов

$$\mathbf{P} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{B}_k^T. \quad (8)$$

Степень аппроксимирующего полинома, адекватно описывающего распределение яркости в пределах микрокадра, будем подбирать на основе критерия Фишера [4]. Для этого вначале зададим полином первой степени и оценим СКО невязок,

$$s^2 = \frac{1}{M^* N^* - \tau} (\mathbf{B}_k - \mathbf{H} \mathbf{P})^T (\mathbf{B}_k - \mathbf{H} \mathbf{P}). \quad (9)$$

Составим отношение  $\sigma_k^2 / s^2$ , если оно удовлетворяет критерию Фишера о равенстве дисперсии двух случайных величин, то полином адекватно аппроксимирует

значения  $\bar{b}_k(m^*, n^*)$ . Если нет, то степень полинома увеличивается. Расчеты показали, что яркостные искажения в пределах микрокадра описываются полиномом 4-й степени, вид которого демонстрирует рис. 2.

С учетом найденного полинома  $P_k(m, n)$  яркостные преобразования микрокадров датчика ПСС выполняются по формуле

$$\forall j, b_{kj}^*(m, n) = \frac{P_k(m, n)}{\underset{\forall k, m^*, n^*}{\text{med}} \bar{b}_k(m^*, n^*)} b_{kj}(m, n) \quad (10)$$

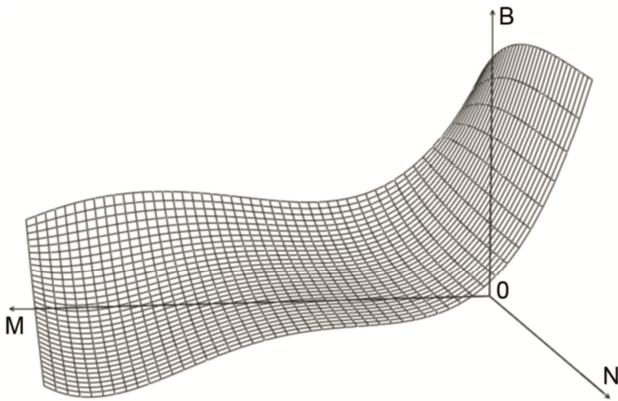


Рис. 2. Форма яркостных искажений отдельного микрокадра

Качество радиометрической коррекции оценим с использованием расширенного критерия Вебера–Фехнера [5], путем сопоставления яркости в общих областях соседних микрокадров. Будем считать, что яркостная коррекция выполняется с удовлетворительным качеством, если

$$\Delta b_j < 0.12 \frac{1}{Q} \sum_{m, n} \sqrt{(b_j(m, n) - \bar{b}_j(m, n))^2}, \quad (11)$$

где  $\Delta b_j$  – средняя разность яркости пикселей, вычисленная по общей области  $j$  и  $j+1$  микрокадров с использованием выражения (4),  $\bar{b}_j(m, n)$  – оценка математического ожидания яркости в общей области микрокадров,  $Q$  – суммарное количество пикселей в общей области.

### Алгоритм отбора опорных сюжетов

Критерий (11) позволяет оценить не только качество радиометрической коррекции, но и отбраковать опорные сюжеты. Расчет коэффициентов может выполняться по фрагменту опорного сюжета, определяемому оператором. Такой фрагмент должен содержать максимально однородные по яркости объекты – водную поверхность, песок, снег. Вычисленные коэффициенты коррекции применяются к опорному маршруту в целом. Если после яркостного преобразования этого сюжета различия микрокадров не будут удовлетворять критерию (11), сюжет следует отбраковать.

Зачастую ручной выбор опорных сюжетов затруднителен или не обеспечивает получение оптимальных корректирующих коэффициентов. Предлагается алгоритм автоматического определения набора микрокадров, по которым формируются корректирующие коэф-

фициенты. Алгоритм основан на минимизации остаточных яркостных различий микрокадров опорного маршрута съемки.

На первом этапе вычисление коэффициентов производится по всему множеству микрокадров  $W = \{B_j, j = \overline{1, J}\}$  опорного маршрута. После применения этих коэффициентов оценивается средняя величина яркостных различий микрокадров  $v$ . Далее коэффициенты яркостной коррекции вычисляются для множеств микрокадров  $W_z = \{B_j, j = \overline{1, J}, j \neq z\}$ , а после оценивается величина яркостных различий  $v_z$ . Выбирается такое  $z$ , для которого  $v_z = \min(v_j, j = \overline{1, J})$  и  $v_z < v$ . Если искомое значение  $z$  найдено, то микрокадр  $B_z$  признается непригодным и окончательно исключается из множества  $W$ .

Аналогичная процедура повторяется до тех пор, когда множество микрокадров  $W$  не станет пустым, или на определенной итерации не удастся определить очередное значение  $z$ . В первом случае анализируемый маршрут признается непригодным для получения коэффициентов. Во втором случае коэффициенты яркостной коррекции вычисляются по сформированному множеству  $W$  и сохраняются в базу данных при условии, что яркостное различие микрокадров соответствует критерию (11).

На рис. 3 приведен пример откорректированного по яркости маршрута съемки датчика ПСС, показанного на рис. 1. На исходном снимке относительные радиометрические различия микрокадров составляют 9%, а после обработки 1,9%, что делает мозаичное изображение маршрута съемки непрерывным по яркости.



Рис. 3. Откорректированный по яркости мозаичный снимок от датчика ПСС

Несмотря на высокую точность яркостной коррекции опорных маршрутов съемки, при штатной эксплуатации после коррекции снимков наблюдаются остаточные искажения. Причина их определяется дрейфом характеристик ПЗС-матриц во время работы. Подобные искажения описать с помощью калибровочных коэффициентов невозможно. Поэтому предлагается кроме калибровочной коррекции яркостных различий, добавить локальный анализ и исправление перепадов яркости на границах отдельных микрокадров.

Для этого после применения калибровочных коэффициентов для каждой пары микрокадров, имеющих



зону перекрытия, вычисляется отношение

$$\omega_j = \frac{2\Delta b_j}{b_j + b_{j+1}}, \quad j = \overline{1, J-1} \quad (12)$$

где  $\overline{b_j}$  и  $\overline{b_{j+1}}$  – средняя яркость зоны перекрытия, вычисленная по  $j$ -му и  $(j+1)$ -му микрокадрам.

Если  $\omega_j > 0,02$ , то считается, что необходима дополнительная коррекция  $j$ -го микрокадра. Предлагается модифицировать яркость строк по следующему соотношению

$$b_j^*(m,n) = b_j(m,n) + \frac{2\Delta b_j m}{2M - \Delta m_j}, \quad (13)$$

где  $M$  – число строк микрокадра,  $\Delta m_j$  – число строк в зоне перекрытия  $j$ -го и  $(j+1)$ -го микрокадров.

Такое преобразование позволяет устранить остаточные яркостные неоднородности, и в результате величина яркостной неоднородности  $\omega_j$  уменьшается до приемлемых для практического применения значений. На рис. 4 демонстрируется пример уточнения яркостного рассогласования двух микрокадров.



Рис. 4. Пример уточнения яркостных искажений

### Радиометрическое обеспечение матрично-сканерных систем ДЗЗ

Разработанные алгоритмы послужили основой при создании схемы радиометрического обеспечения спутников «Канопус-В» и «БКА», которая иллюстрируется рис. 5.



Рис. 5. Схема радиометрического обеспечения данных «Канопус-В» и «БКА»

В соответствии с этой схемой, в начале, на основе опорных сюжетов формируется база данных (БД) ко-

эффициентов радиометрической коррекции для различных режимов ВЗН. При поступлении в комплекс обработки текущего маршрута съемки, выполняется поиск в БД соответствующих ему коэффициентов радиометрической коррекции. Если для данного режима ВЗН коэффициенты коррекции имеются, то вначале выполняется устранение яркостных артефактов, обусловленных технологическими особенностями установки ПЗС-матриц, на основе данных разработчиков целевой аппаратуры, а затем радиометрическая коррекция с использованием выражения (10). Далее выполняется контроль яркостного совмещения и, при необходимости, устранение остаточных искажений на основе выражения (13).

Если маршрут снят с режимом ВЗН, для которого нет в БД соответствующих коэффициентов обработки, то сюжет анализируется как опорный, формируются необходимые коэффициенты преобразования, а затем выполняется его коррекция.

### Заключение

Поставленные в настоящей работе цели достигнуты. Рассмотренные в статье алгоритмы радиометрической коррекции объединяются в виде системы радиометрического обеспечения для кадрово-сканерных систем дистанционного зондирования Земли, в частности КА «Канопус-В» и «БКА». Использование этой системы обеспечивает удовлетворительное яркостное выравнивание изображений микрокадров при наличии качественных тестовых полигонов, необходимых для расчета поправочных коэффициентов.

Все алгоритмы реализованы в программном комплексе «NormSatB №2», который успешно эксплуатируется в научном центре оперативного мониторинга Земли (НЦ ОМЗ) и НИЦ «Планета». Программный комплекс предназначен для комплексной обработки данных дистанционного зондирования от космических аппаратов «Канопус-В» и «БКА» и обеспечивает формирование выходной информационной продукции различных уровней обработки.

### Литература

1. Зенин В.А., Кузнецов А.Е., Побаруев В.И. Алгоритм радиометрической коррекции изображений с неоднородным сюжетом, полученных от космического аппарата «Ресурс-ДК» // Вестник РГПУ. №1 (Выпуск 23). Рязань, 2008. С. 43-48.
2. Leica Geosystems. ERDAS Field Guide.
3. Программный комплекс ENVI. Совзонд, 2007.
4. Коршунов Ю.М. Математические основы кибернетики. М.: Энергоатомиздат, 1987. 496 с.
5. Побаруев В.И. Обобщение закона Вебера-Фехнера для случая наблюдения дисперсионных изображений при различных контрастах // Тез. докл. 6-й Всероссийской научно-технической конференции «Новые информационные технологии в научных исследованиях и в образовании», Рязань, 2001 г. С.117-118.
6. Еремеев В.В., Зенин В.А. Модели коррекции динамических структурных искажений на космических изображениях // Вестник РГПУ. №3 (Выпуск 33). Рязань, 2010. С 3-7.
7. Кузнецов А.Е. Системы и технологии обработки аэрокосмической информации // Вестник РГПУ № 1 (выпуск 39). Часть 2. Рязань, 2012. С 7-14.

УДК 004.932

## РАЗВИТИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ТЮНЕРОВ – ВАЖНЫЙ ФАКТОР ПРОГРЕССА ТВ ПРИЕМНИКОВ

*Гармонов М.Е., начальник сектора 333 ЗАО «МНИТИ», аспирант ЗАО «МНИТИ»*

*Фокин А.Н., инженер 1-ой категории отдела 330 ЗАО «МНИТИ», аспирант ЗАО «МНИТИ»*

**Ключевые слова:** цифровое телевидение, история развития, радиочастотный модуль, тюнер, демодулятор.

### Введение

Уже много лет прошло со дня первого телевизионного вещания. С тех пор телевизионные разработки были направлены на улучшение качества передаваемого изображения. В те времена телевизионные приемные устройства выполняли преобразование сигнала в аналоговом виде. Схемы фильтрации и понижения частоты, необходимые для выделения радиочастотного сигнала, занимали довольно много места. С появлением полупроводниковых элементов ситуация стала изменяться к лучшему. Плотность монтажа на печатных платах увеличивалась, и инженеры получали некоторую свободу в процессе совершенствования своих устройств. Но при переходе от ламп к транзисторам и диодам архитектура приемника никаких принципиальных различий не претерпела. Однако в условиях увеличения количества и качества передаваемого контента, было необходимо создание нового метода передачи телевизионной информации, целью которого было улучшение качества телевизионного изображения, звука и увеличение зоны уверенного приема.

Задачей статьи является анализ динамики технического развития телевизионных тюнеров за последние несколько лет, на основе которого выделить существенные тенденции и дать краткосрочный прогноз рынка тюнеров на ближайшие годы.

### Переход к цифровому телевидению

Первым серьезным шагом стало появление и распространение интегральных схем с постоянным увеличением плотности интеграции. Это позволило создавать более сложные алгоритмы и, как следствие, переход на цифровые стандарты передачи. В 60-х годах уже велись и применялись различные алгоритмы сжатия, однако задача перевести телевидение из аналогового стандарта в цифровой оказалась не такой тривиальной. Цифровой стандарт должен был улучшить показатели, которые существовали на тот момент для аналогового телевидения и, по возможности, более эффективно использовать полосу сигнала. Для его реализации, как ни странно, сама по себе оцифровка картинки и звукового сопровождения не казалась принципиально невозможной. Дело было лишь за созданием быстродействующих АЦП и ЦАПов. И, хотя серийно подобные устройства в

*Рассматриваются вопросы развития ТВ систем и эволюции архитектуры цифровых приёмников.*

те годы еще не выпускались, их разработка была вопросом времени. Но вот, что потом делать с широкополосным потоком, который получался после дискретизации аналогового сигнала, никто не знал. Ведь битовая скорость несжатого видео потока получалась более 250 Мбит/с. Насколько же надо увеличить полосу частот радиосигнала, чтобы уместить цифровой поток? Таким образом, было принято решение необходимости принятия радикальных мер по решению проблем по сжатию телевизионного изображения и уменьшения полосы частот цифрового радиосигнала.

Вскоре, группа специалистов Motion Picture Experts Group (MPEG) занялись работой над удалением избыточной информации из видеопотока и достигла больших успехов в работе над кодером MPEG-2. В то время другие специалисты продолжали работать над тем, как увеличить пропускную способность, чтобы уместить в потоке сжатую информацию [1].

Первым из стандартов цифрового телевидения, получивший распространение, стал спутниковый DVB-S. Данная задача решалась проще чем все остальные, поскольку в спутниковом диапазоне используется более широкая полоса – 27 МГц, в то время как эфирный сигнал должен помещаться лишь в 8 МГц (для России). Самой трудной задачей оказалась разработка алгоритма передачи эфирного телевидения, учитывая очень низкое соотношение сигнал/шум, отражения и искажение сигнала. Радикальным решением этой проблемы является применение в эфирных каналах ТВ-вещания модуляции COFDM (Coded Orthogonal Division Multiplexing), которая специально разработана для борьбы с помехами при многолучевом приеме. При COFDM используется ортогональное частотное мультиплексирование совместно с помехоустойчивым канальным кодированием. Последовательный цифровой поток преобразуется в большое число параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей. Для эффективного использования радиоспектра применяются разные значения защитного интервала. Благодаря этому система может использоваться для вещания как в одночастотной сети с большой зоной покрытия, так и для малых зон, обслуживаемых одним передатчиком. Стандартом DVB-T предусмотрены два режима модуляции OFDM 8K и 2K – 8000 и 2000 поднесущих соответственно. Второе поколение стандарта поддерживает режим 32K. Спектр OFDM сигнала можно разместить в эфир-

ном радиоканале аналогового телевидения с полосой пропускания 8 МГц, обеспечивая между соседними радиоканалами защитные частотные интервалы. Для достижения больших скоростей передачи данных несущие группового COFDM сигнала модулируются квадратурной амплитудной модуляцией 16 QAM и 64 QAM. Выбор конкретного вида модуляции из указанных производится в зависимости от требуемой скорости передачи данных с учетом избыточности, необходимой для их помехоустойчивого кодирования.

Общая архитектура приемника, показанная на рис. 1, осталась той же самой: тюнер и демодулятор [2]. Для выделения информации из полосы частот цифрового сигнала необходимо провести многоступенчатое преобразование высокой сложности. Такое преобразование требовало точной настройки элементов радиочастотной части. Изменение параметров реактивных элементов схем фильтрации было неотъемлемой частью производства тюнеров (рис. 2).

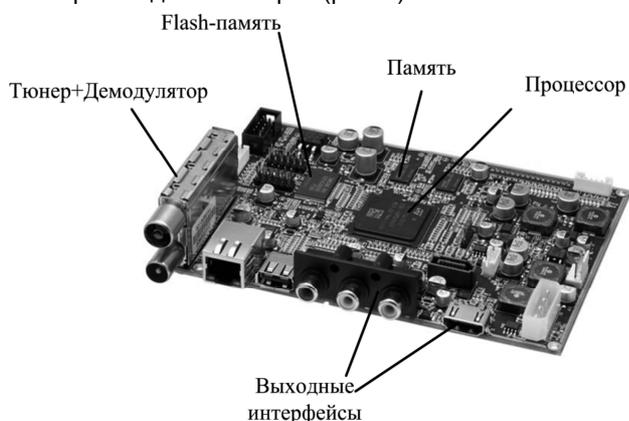


Рис.1. Архитектура приемника

В начале столетия развитие технологии производства позволило выпустить полупроводниковый тюнер (рис. 3). Это стало следующим этапом в развитии цифровых приемных устройств. Выполненный в виде микросхемы, тюнер позволял сократить место на печатной плате и давал большую свободу в подборе тех или иных элементов.

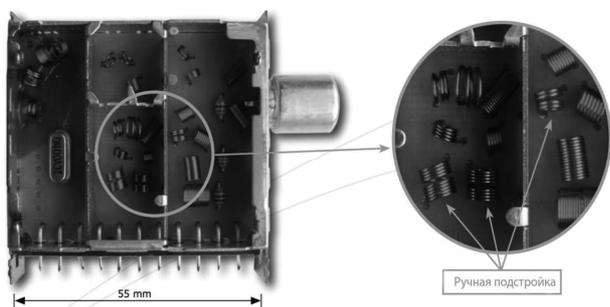


Рис.2. Устройство радиочастотной части

Можно сказать, что событие, связанное с выпуском полупроводникового тюнера, дало возможность развиваться этой области более интенсивными темпами.

Подтверждением этому может служить тот факт, что на сегодняшний день производители микросхем не только производят чрезвычайно компактные тюнеры размером 5х5 миллиметров, но и то, что на одной кремниевой подложке совмещают тюнер и демодулятор [3].

Так же в настоящее время лидирующими компаниями планируется выпуск мультистандартных тюнеров и демодуляторов. Данный шаг стал возможен благодаря высокой степени интеграции элементов, которые могут быть размещены на одной кремниевой подложке.

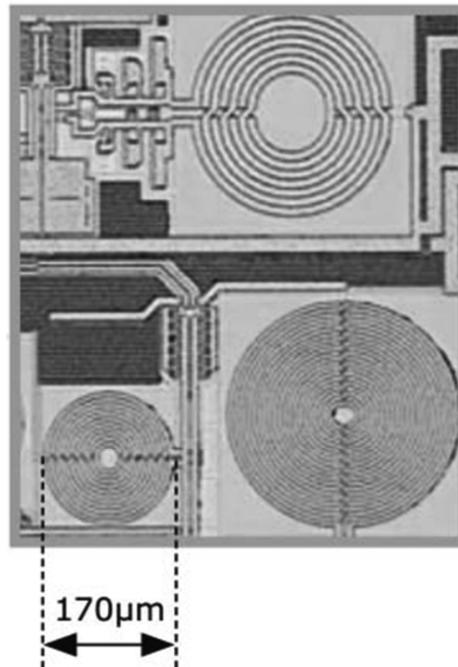


Рис. 3. Реактивные элементы в интегральном исполнении

В начале этого столетия с прорывом в области высокочастотных элементов, так же получили развитие и сами стандарты вещания. В свет начали выходить один за другим более совершенные стандарты вещания второго поколения. Сначала DVB-S2, следом за ним DVB-T2 и DVB-C2. Стандарт DVB-T2 призван, как минимум, на 30% увеличить емкость телевизионных сетей по сравнению со стандартом первого поколения при той же инфраструктуре сети и частотных ресурсах.

DVB-T2 использует модуляцию OFDM (ортогональное частотное уплотнение) и предоставляет набор режимов с разным количеством несущих (1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k, 16k расширенный, 32k расширенный) и созвездиями модуляции (QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM). Для защиты от ошибок, вместо алгоритмов Рида-Соломона и кодов Витерби, в DVB-T2 используется LDPC (проверка на четность с низкой плотностью) и кодирование BCH (БЧХ – Боуза-Чоудхури-Хоквингхема) [1, 4]. Но даже при таких серьезных нововведениях оказалось, что выпустить полупроводниковый тюнер такого стандарта не представляет проблемы.

На смену имеющимся стандартам второго поколения придет третье с более высокой степенью плотности цифрового потока. Следующее поколение будет еще более требовательно к ресурсам кодирующих и декодирующих систем, так, например, сигналы супер SHDTV и ультра UHDTV имеют более высокое разрешение картинки даже по сравнению с сигналом «простого» телевидения высокой четкости (в 4 и 16 раз соответственно) [5]. Можно быть уверенными в том, что плотность интеграции будет увеличиваться, и цифровые элементы будут становиться все меньше и меньше.

## Заключение

Можно предположить, и тенденции рынка это подтверждают, что уже совсем скоро мы увидим тюнер, демодулятор и декодер в одном корпусе системы-на-кристалле. Ряд ведущих фирм в области разработки полупроводниковых тюнеров предлагают решения с инновационными нововведениями, такими как: разнесенный прием, совмещение на одной подложке кристалла нескольких тюнеров и демодулятора. Эти тенденции можно увидеть у мировых лидеров в данной индустрии, таких как: MaxLinear, DIBCom и т.д. Компания MaxLinear является ведущей компанией в производстве тюнеров для аналогового и цифрового телевидения, хотя и была основана в 2004 г. В настоящее время компания является игроком номер один в области производства высококачественных полупроводниковых CMOS TV-тюнеров. За небольшое время работы MaxLinear зарекомендовал себя как производитель высококачественных инновационных полупроводниковых устройств. В будущем компания планирует выпуск новых тюнеров, методы преобразования которых принципиально отличаются от существующих в наши дни. Так же, на рынке становится все больше устройств, которые поддерживают все мировые стандарты цифрового вещания.

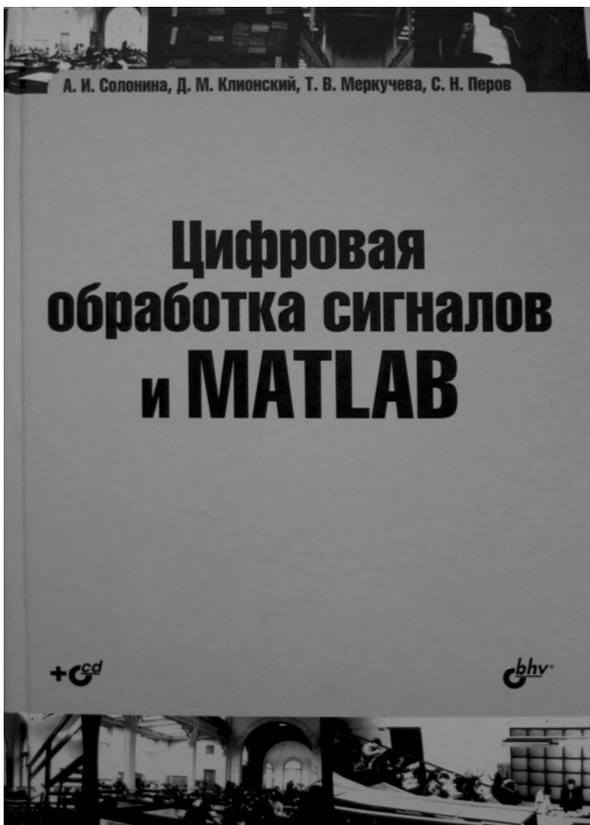
Вполне вероятно, что тюнеры и демодуляторы постепенно вымрут как классы устройств. Вместо них бу-

дет один радиочастотный модуль на единой кремниевой подложке. Кроме того, многие алгоритмы уже сейчас выполняются программным путем, и с увеличением производительности и вычислительных способностей будет возможен полный переход обработки сигнала программой. Это позволит гибко управлять возможностями радиочастотных модулей, а добавление новых стандартов передачи не будет иметь серьезных затруднений.

## Литература

1. Ник Уэллс, Крис Нокс DVB-T2: Новый стандарт вещания для телевидения высокой четкости, Теле-Спутник - 11(157) Ноябрь 2008 г.
2. Зубарев Ю.Б., Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы, М.: Научно-исследовательский институт радио (НИИР), 2001-573 с.
3. А.В. Смирнов, А.Е. Пескин, Цифровое телевидение. От теории к практике, М.: Горячая Линия - Телеком, 2005-349 с.
4. Стандарт цифрового эфирного телевидения DVB-T, <http://kunegin.narod.ru/ref1/hdvtv/efvesh.htm>
5. Зубарев Ю.Б., Сагдуллаев Ю.С. Тенденции развития видеоинформационных технологий и систем телевидения. Часть 1, 2 // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. - 2011. - № 2 (с. 22-25) и 3 (с. 49-54).

## НОВЫЕ КНИГИ



*Солонина А.И., Клинский Д.М., Меркучева Т.В., Перов С.Н.*  
**Цифровая обработка сигналов и MATLAB**  
 СПб.: БХВ-Петербург, 2013. – 512 с.  
 (Учебная литература для вузов)

Описываются базовые методы и алгоритмы цифровой обработки сигналов и средств их компьютерного моделирования в системе MATLAB. Даны основы алгоритмического языка MATLAB. Рассматриваются дискретные сигналы, линейные дискретные системы, дискретное преобразование Фурье с использованием алгоритмов БПФ, синтез и анализ КИХ- и БИХ-фильтров, в том числе с фиксированной точкой, спектральный анализ сигналов, многоскоростная обработка сигналов и адаптивная цифровая фильтрация.

Технология обучения в процессе компьютерного моделирования на основе созданных авторами программ или графического интерфейса пользователя MATLAB расширяет теоретические знания и позволяет понять многие важные проблемы и аспекты практического применения методов и алгоритмов ЦОС. На прилагаемом к книге CD хранятся обучающие программы и таблицы исходных данных.

Предназначена для студентов, аспирантов и преподавателей вузов, а также специалистов в области цифровой обработки сигналов.

## ТОМОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД ВЫСОКОТОЧНОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ КОМПЛЕКСНОГО СПЕКТРА СИГНАЛА ПО ИЗМЕРЕННЫМ КОМПЛЕКСНЫМ СИГНАЛАМ НА ВЫХОДАХ ГРЕБЕНКИ РЕЗОНАТОРОВ

*Самойленко М.В., к.т.н., доцент Московского авиационного института (национального исследовательского университета), e-mail: Samoi.Mar@mail.ru.*

**Ключевые слова:** спектральный анализ, комплексный спектр, гребенка резонаторов, томографический метод, псевдообратная матрица, восстановление.

### Введение

Современные цифровые методы спектрального анализа, например, быстрое преобразование Фурье (БПФ), основаны на цифровой обработке выборочных измерений самого сигнала. При этом в методе БПФ точность спектрального анализа определяется соотношением

$$\Omega = \frac{2\pi}{NT}, \quad (1)$$

где  $\Omega$  – элемент разрешения по оси частот,  $N$  – число отсчетов сигнала,  $T$  – временной интервал между отсчетами. Спектр анализируемого сигнала получается при этом в форме дискретных значений, распределенных по элементам разрешения.

Формула (1) демонстрирует определенные свойства и ограничения, присущие методу БПФ. Во-первых, зависимость точности оценивания спектра от длины выборки: чем выше требуемая точность (меньше  $\Omega$ ), тем дольше должны проводиться измерения. Во-вторых, необходимость обеспечить постоянный временной интервал  $T$  между измерениями. И в-третьих – необходимость «успеть» оцифровать очередное измерение за время  $T$ . С учетом требований теоремы Котельникова к периоду дискретизации сигнала  $T \leq 1/2F_{\max}$ , где  $F_{\max}$  – максимальная частота спектра сигнала, последнее условие накладывает жесткие требования на быстродействие используемых аналого-цифровых преобразователей (АЦП). А поскольку быстродействие АЦП конечно, существуют диапазоны радиочастот, в которых метод БПФ и другие методы, основанные на оцифровке анализируемого сигнала, не применимы.

Предлагаемый в данной статье томографический метод спектрального анализа свободен от выше перечисленных ограничений. Это обусловлено тем, что вместо перевода в цифровую форму выборочных значений самого анализируемого сигнала, оцифровываются сигналы на выходах гребенки резонаторов, на которую подается анализируемый сигнал. Причем измерения проводятся одновременно: в некоторый момент времени на всех выходах гребенки измеряются комплексные сигналы. Результатом последующей цифровой обработки полученных измерений является дискретизиро-

*Представлен новый метод спектрального анализа с повышенной точностью и разрешением, который позволяет восстанавливать комплексный спектр анализируемого сигнала по измеренным комплексным сигналам на выходах гребенки резонаторов с точностью, практически не зависящей от добротности резонаторов и существенно превышающей точность измерений. Приведено математическое обоснование метода, схема его реализации и результаты компьютерных экспериментов.*

ванный по элементам разрешения  $\Omega$  комплексный спектр сигнала, причем, в отличие от БПФ, величина  $\Omega$  задается априори из соображений требуемой точности и она не связана с моментом измерений. Реализация томографического метода не требует никакого временного интервала измерений, что отличает этот метод от БПФ.

### Постановка задачи

Пусть  $H_i(\omega)$  – комплексная передаточная функция  $i$ -го резонатора гребенки, а  $S(\omega)$  – искомый комплексный спектр анализируемого сигнала, который подается на гребенку резонаторов. Тогда спектр комплексного сигнала на выходе  $i$ -го резонатора определится как  $G_i(\omega) = H_i(\omega)S(\omega)$ , а сам комплексный выходной сигнал – как его обратное преобразование Фурье:

$$g_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} H_i(\omega) S(\omega) d\omega, \quad (2)$$

где  $j$  – комплексная единица.

Ставится задача: по интегральным величинам – измеренным комплексным сигналам на выходах резонаторов – восстановить подынтегральную функцию – спектр анализируемого сигнала. Восстановление подынтегральной функции по множеству значений ее интегралов, полученных при различающихся путях интегрирования, – типовая задача томографии, откуда и название метода.

### Математическое обоснование метода

Будем полагать, что спектр анализируемого сигнала лежит в пределах диапазона контролируемых частот  $\omega_n \div \omega_k$ . Тогда интеграл Фурье (2) можно записать как

$$g_i(t) = \int_{\omega_n}^{\omega_k} e^{j\omega t} H_i(\omega) S(\omega) d\omega. \quad (3)$$

Чтобы не загромождать выкладки, будем полагать  $\omega_n = 0$ . Дискретизируем диапазон контролируемых частот на малые элементы разрешения  $\Omega$  и перейдем от интеграла (3) к интегральной сумме

$$g_i(t) = \sum_{k=1}^M \Omega e^{jk\Omega t} H_i(k\Omega) S(k\Omega), \quad (4)$$

где  $M$  – число элементов разрешения в диапазоне контролируемых частот.

Обозначим  $w_{ik}(t) = \Omega e^{jk\Omega t} H_i(k\Omega)$ ,  $s_k = S(k\Omega)$  и перепишем (4) в форме скалярного произведения векторов

$$g_i(t) = \sum_{k=1}^M w_{ik}(t) s_k = \mathbf{w}_i^T(t) \mathbf{s}, \quad (5)$$

где  $\mathbf{w}_i = [w_{i1}(t) \ w_{i2}(t) \ \dots \ w_{iM}(t)]^T$  – весовой вектор,  $\mathbf{s} = [s_1 \ s_1 \ \dots \ s_1]^T$  – спектральный вектор.

Входящий в (5) весовой вектор известен: он определяется передаточной функцией  $i$ -го резонатора, размером и числом элементов разрешения, а также моментом времени  $t$ . Спектральный вектор  $\mathbf{s}$  представляет собой дискретизированный по элементам разрешения искомый спектр анализируемого сигнала. Найдя этот вектор, мы определим искомый спектр с точностью элемента разрешения и решим поставленную задачу.

Для нахождения спектрального вектора измерим комплексные сигналы на выходах всех резонаторов в некоторый фиксированный момент времени  $t$ :

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \mathbf{w}_1^T(t) \mathbf{s}, \\ g_2(t) &= \mathbf{w}_2^T(t) \mathbf{s}, \\ &\dots \\ g_N(t) &= \mathbf{w}_N^T(t) \mathbf{s}, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $N$  – число резонаторов гребенки.

Перепишем (6) в векторно-матричной форме:

$$\mathbf{g}(t) = \mathbf{W}^T(t) \mathbf{s}, \quad (7)$$

где  $\mathbf{W}(t) = [\mathbf{w}_1(t) \ \mathbf{w}_2(t) \ \dots \ \mathbf{w}_N(t)]$  – матрица отображения,  $\mathbf{g}(t) = [g_1(t) \ g_2(t) \ \dots \ g_N(t)]^T$  – вектор измерений.

И матрица отображения и вектор измерений, входящие в (7), известны. Для восстановления искомого спектрального вектора используем метод псевдообращения:

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{W}^T(t))^+ \mathbf{g}(t), \quad (8)$$

где  $(\mathbf{W}^T(t))^+$  – матрица восстановления, индекс  $+$  обозначает псевдообратную матрицу.

Заметим, что матрица восстановления формируется из априори известных данных и для выбранного момента измерений может быть вычислена заранее. Таким образом, для определения спектрального вектора нужно в некоторый момент времени произвести одновременные измерения на выходах резонаторов гребенки и умножить полученный вектор измерений на матрицу восстановления. Схема реализации метода приведена на рис. 1, где пунктиром выделена часть схемы, выполняющая цифровую обработку априорных данных и измеренных комплексных сигналов.

Метод разработан на базе применения томографического подхода к обработке сигналов. Вместо интегралов использованы интегральные суммы (5), а вместо

различающихся путей интегрирования – разные резонаторы гребенки.



Рис. 1. Схема реализации метода:

$P1, P2, \dots, PN$  – резонаторы, УУ – устройство управления, ЗУ – запоминающее устройство

### Результаты компьютерных экспериментов

В компьютерных экспериментах моделировалась гребенка из десяти резонаторов с резонансными частотами 6,5; 7,5; 8,5; 9,5; 10,5; 11,5; 12,5; 13,5; 14,5; 15,5 рад/с (рис. 2, а). Добротность всех резонаторов  $Q = 5$ . Диапазон контролируемых частот взят от  $\omega_n = 8 \text{ рад/с}$  до  $\omega_k = 14 \text{ рад/с}$ .

Комплексная передаточная функция резонатора определяется известным соотношением [3]

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2} + j d \frac{\omega}{\omega_p}}, \quad (9)$$

где  $\omega_p$  – резонансная частота,  $d = 1/Q$  – затухание,  $\omega$  – текущая частота.

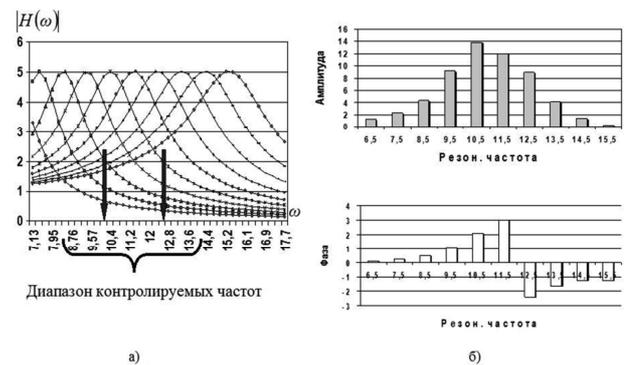
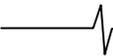


Рис. 2. Частотная характеристика гребенки резонаторов (а) и результаты измерений комплексных сигналов на выходах гребенки (б) в момент  $t = 4$  с.

Сигнал представляет собой сумму двух синусоид, частоты которых  $\omega_{c1} = 10,2 \text{ рад/с}$  и  $\omega_{c1} = 12,6 \text{ рад/с}$  показаны на рис. 2, а) стрелками. Амплитуды гармоник  $A_1 = 3 \ A_2 = 2$ ; начальные фазы равны нулю.

Измерения проводятся в момент  $t = 4$  с. Момент измерений выбирается произвольно после окончания переходных процессов в резонаторах. На рис. 2, б) показаны измеренные комплексные сигналы на выходах гребенки. Как видно из рисунка, спектральные составляющие сиг-



нала не разрешаются и оценить их по результатам измерений не представляется возможным.

На рис. 3 приведены результаты восстановления спектра сигнала по полученным измерениям томографическим методом. На рис. 3, а) восстановление проведено при числе элементов разрешения  $M_a = 10$ , а на рис. 3, б) – при числе элементов разрешения  $M_b = 15$ . На обоих рисунках четко выделяются максимумы амплитуд в тех элементах разрешения, в которых находятся спектральные составляющие сигнала. Теперь они разрешаются. При этом точность восстановления спектра в первом случае составляет

$$\Omega_a = \frac{\Omega_k - \Omega_n}{M_a} = 0,6 \text{ рад/с}, \quad \text{а во втором –}$$

$$\Omega_b = \frac{\Omega_k - \Omega_n}{M_b} = 0,4 \text{ рад/с}.$$

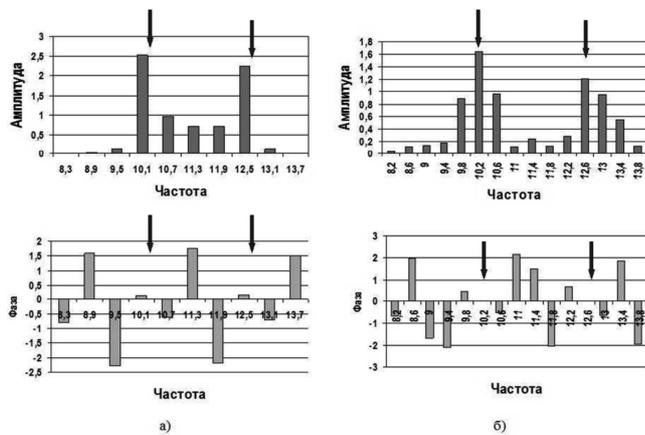


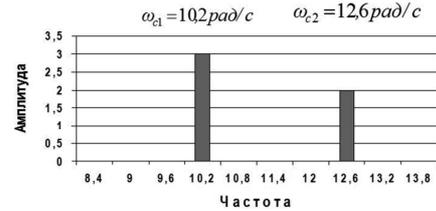
Рис. 3. Восстановленный спектр сигнала при  $M = 10$  (а) и при  $M = 15$  (б); стрелками показано истинное положение частот спектра сигнала

Представленные на рис. 3 спектры получены независимо один от другого по одним и тем же измерениям, но при разных матрицах отображения и, соответственно, восстановления. Результат, представленный на рис. 3, а получен при размере матрицы отображения  $\mathbf{W}(t)$   $10 \times 10$  и при несовпадении частотных составляющих сигнала с частотами дискретизации. Матрица при этом квадратная невырожденная, при восстановлении по формуле (8) псевдообратная матрица  $(\mathbf{W}^T(t))^+$  равна обратной, однако несовпадение частот сигнала и дискретизации фактически эквивалентно наличию шумов измерений, и поэтому решение получается не точным. Результат 3, б получен при размере  $\mathbf{W}(t)$   $15 \times 10$ , т.е. решается недоопределенная система уравнений – 10 уравнений при 15 неизвестных. Точного решения она не имеет, а решение с минимальным квадратическим отклонением получается при использовании псевдообратной матрицы [4].

При определенных условиях и в отсутствие ошибок измерений, метод позволяет точно восстанавливать линейчатый спектр (рис. 4).

Условия точного восстановления следующие:  $M = N$  (число элементов разрешения равно числу измерений), частоты сигнала совпадают с частотами дискретизации (серединами элементов разрешения в экспериментах) и

матрица отображения – невырожденная. В этом случае спектр восстанавливается точно.



Фазы во всех элементах разрешения равны 0 рад.

Рис. 4. Точное восстановление линейчатого спектра

Заметим, что получение невырожденной матрицы отображения  $\mathbf{W}(t)$  не накладывает на эксперимент никаких дополнительных условий. Согласно (9), передаточные функции резонаторов нелинейно зависят от резонансных частот, поэтому при разных резонансных частотах резонаторов (как это и есть в компьютерных экспериментах) дискретные значения  $H(\omega)$  получаются линейно независимыми для одного и того же набора частот дискретизации. Эти дискретные значения, взятые из характеристик всех резонаторов, составляют столбцы матрицы  $\mathbf{W}(t)$ . Получается матрица с линейно независимыми столбцами – матрица полного ранга, т.е. невырожденная матрица. При этом псевдообратная матрица равна обратной и уравнение восстановления приобретает вид

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{W}^T(t))^{-1} \mathbf{g}(t).$$

В проводимых экспериментах для достижения совпадения частотных составляющих сигнала с частотами дискретизации был сдвинут вправо диапазон контролируемых частот на  $0,1 \text{ рад/с}$ . При этом измерения не изменились, а остались теми же, что приведены на рис. 2, б), поскольку параметры резонаторов и сигнал не менялись.

### Заключение

Томографический метод спектрального анализа имеет ряд преимуществ как перед цифровыми, так и перед аналоговыми методами. Во-первых, он позволяет восстанавливать комплексный спектр анализируемого сигнала с точностью, значительно превышающей точность измерений на выходах гребенки резонаторов.

Второе преимущество состоит в уменьшении времени спектрального анализа по сравнению с БПФ, поскольку в томографическом методе спектральный анализ проводится по одномоментным измерениям, в то время как в БПФ для достижения точности  $0,6 \text{ рад/с}$  потребовалось бы более 10 сек измерений сигнала при обеспечении постоянного временного интервала между замерами. Возможность использовать низкодобротные резонаторы для высокоточного анализа также является преимуществом, поскольку низкая добротность сопровождается уменьшением времени переходных процессов в резонаторах.

Принципиальным преимуществом томографического метода по сравнению с БПФ является возможность спектрального анализа линейчатых спектров с высокой точностью, вплоть до точного их восстановления при определенных условиях.

Наконец, томографический метод, с его одномоментной оцифровкой сигналов на выходах резонаторов, не критичен к частотному диапазону сигнала, не ограничен теоремой Котельникова и пределом быстродействия АЦП, как это имеет место в методе БПФ.

Компьютерные эксперименты иллюстрируют возможность по одним и тем же измерениям восстанавливать спектр с той точностью, которая необходима. Причем для повышения точности достаточно просто пересчитать матрицу восстановления, что не требует никаких дополнительных измерений.

## Литература

1. Самойленко М.В. Новые (томографические) методы спектрального анализа. // Труды РНТО РЭС имени А.С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение (выпуск XV-1). – Москва, 2013, с. 358-361.
2. ПАТЕНТ № 2431853, Бюл. № 29 от 20.10.2011 г.
3. Харкевич А.А. Спектры и анализ.- Москва, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1952 г.
4. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц.- Москва, «Наука», 1988 г.

## НОВЫЕ КНИГИ



*Умняшкин С.В.*

### ***Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов: Учебное пособие.***

***Второе издание, исправленное и дополненное  
Москва: Техносфера, 2012.- 368 с.***

Предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлениям «Информатика и вычислительная техника» и «Прикладная математика». Включает в себя рассмотрение общих теоретических вопросов, связанных с цифровым представлением сигналов, основами анализа линейных дискретных систем. Значительное внимание уделено вопросам эффективного представления информации (сжатия данных) и использования вейвлет-преобразования. Может быть рекомендовано в качестве дополнительного материала для направлений подготовки радиотехнического и телекоммуникационного профиля.



*Дворкович В.П., Дворкович А.В.*

### ***Цифровые видеoinформационные системы (теория и практика)***

***Москва: Техносфера, 2012. – 1008 с.***

Посвящена теоретическим основам и практической реализации цифровых видеoinформационных систем. Содержит девять частей, состоящих из 23 глав. В Части I изложены проблемы цифрового преобразования статических и динамических изображений, оцениваются объемы информации при преобразовании изображений в цифровую форму. Часть II посвящена исследованиям проблем эффективного энтропийного кодирования, оцениваются возможности использования визуальной избыточности статических и динамических изображений. В Части III рассматриваются непосредственное кодирование, кодирование с предсказанием и групповое кодирование изображений, методы блочного и фрактального кодирования, кратномасштабная обработка изображений. В части IV излагаются методы повышения качества внутрикадрового кодирования статических изображений, принципы анализа движения в динамических изображениях, идеология обработки изображений при кратномасштабном анализе. Часть V посвящена анализу методов и стандартов кодирования статических и динамических изображений, рассмотрены некоторые проблемы реализации кодирующих устройств и визуализации их параметров. В Части VI анализируются основные характеристики и цифровое представление речевой и звуковой информации, приводится описание основных стандартов кодирования речи и звука. Часть VII посвящена анализу основных методов канального кодирования и модуляции цифровой информации. В Части VIII приводится описание основных стандартов цифрового ТВ вещания. Часть IX посвящена изложению стандартов мультимедийного телерадиовещания, а также проблемы реализации систем видеоконференцсвязи на базе использования рекомендаций ITU-T.

Книга адресована студентам и специалистам телекоммуникационной отрасли, работающим в области обработки и передачи видео- и звуковой информации.

## УПРОЩЕННЫЕ АЛГОРИТМЫ ДЕКОДИРОВАНИЯ КОДОВ С НИЗКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ, ОСНОВАННЫЕ НА АЛГОРИТМЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ДОВЕРИЯ

*Лихобабин Е.А., научный сотрудник кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: tor@rsreu.ru*

**Ключевые слова:** помехоустойчивое кодирование, декодирование, низкоплотностный код, LDPC.

### Введение

Коды с низкой плотностью проверок на четность (low density parity check codes, LDPC) LDPC коды были предложены Р.Галлагером [1] еще в 1963 году, однако были забыты почти на 40 лет, в связи со сложностью реализации предложенного Галлагером итеративного алгоритма декодирования этих кодов. Новая волна интереса к LDPC кодам возникла в ответ на открытие, так называемых, турбо-кодов [2]. В настоящее время LDPC коды все шире применяются на практике, так стандарты DVB-T2, DVB-S2, DVB-C2, WiFi, WiMax, IEEE 802.15.3 уже используют эти коды.

Как было замечено выше, у алгоритма, предложенного Галлагером, есть один существенный недостаток – его реализация требует существенных вычислительных затрат. В связи с чем появилось множество попыток упростить этот алгоритм с минимально возможными потерями в эффективности декодирования. В данной статье приводится обзор наиболее интересных модификаций алгоритма Галлагера, особенности их реализации, а также сравнение эффективности и вычислительных затрат.

### Графическое представление LDPC кода

Здесь и далее будем использовать следующие обозначения:  $N$  – число информационных бит в кодовом слове,  $M$  – число проверочных бит в кодовом слове.  $M \times N$  – размерность проверочной матрицы LDPC кода,  $d_r$  – Хэммингов вес строки,  $d_c$  – Хэммингов вес столбца.

LDPC код представляется графом Таннера [4] (рис. 1). Узлы в графе Таннера называются информационными (или символьными) и проверочными узлами, которые мы обозначим как VN и CN, соответственно. Можно отметить, что граф будет содержать  $M$  проверочных узлов CN, по одному для каждого проверочного уравнения, и  $N$  информационных узлов VN, по одному для каждого символа кодового слова. Введем также следующие обозначения:  $N(i)$ ,  $M(j)$  – множества позиций единиц в  $i$ -ом столбце и  $j$ -ой строке матрицы  $\mathbf{H}$  соответственно.  $N(i)-\{j\}$  и  $M(j)-\{i\}$  – множества позиций единиц в  $i$ -ом столбце и  $j$ -ой строке матрицы  $\mathbf{H}$ , за исключением  $j$ -ой и  $i$ -ой позиций соответственно.

С целью анализа эффективности реализации рассмотрим основные алгоритмы декодирования LDPC кодов.

*Рассмотрен алгоритм распространения доверия для декодирования кодов с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) и его упрощенные модификации. Представлена эффективность для кода  $N=1008$ ,  $K=504$  и скорость сходимости рассмотренных алгоритмов, а также сложность их реализации.*

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

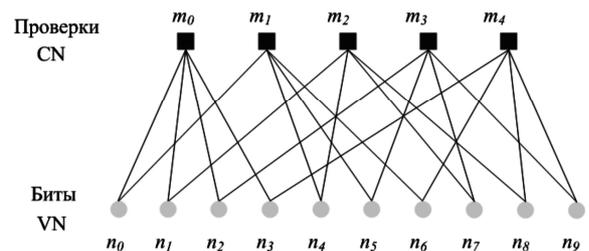


Рис. 1. Проверочная матрица и граф Таннера для линейного блочного кода  $(10,5)$ ,  $d_c=2$ ,  $d_r=4$ .

### Декодирование LDPC кодов

Помимо нового класса кодов Р.Галлагер в своей работе предложил близкий к оптимальному алгоритм декодирования, названный им алгоритмом «распространения доверия» (алгоритм РД, APД, belief propagation – BP), также известного как алгоритм «сумма-произведение» (алгоритм СП, АСП, sum-product algorithm – SPA). Самым существенным недостатком предложенного Галлагером алгоритма является высокая сложность его реализации. Следует отметить тот факт, что APД имеет вероятностное описание, однако, как указал Галлагер, возможна интерпретация в терминах логарифмических отношений правдоподобия (ЛОП, log likelihood ratios, LLR). Такой подход проще в реализации, за счет отсутствия необходимости в нормировании вероятностей на каждой итерации алгоритма, и алгоритм становится численно стабильнее. В связи с этим, в предложенном Галлагером вероятностном виде алгоритм практически не применяется, а используется его ЛОП-интерпретация. Здесь не будем отступать от сложившейся тенденции и, без потери общности, сосредоточимся на рассмотрении алгоритмов в терминах ЛОП. Алгоритм одинаково верен для любых каналов без памяти, поэтому наше рассмотрение будет максимально общим.

С выводом алгоритма АД можно ознакомиться в [1, 3], а на русском языке в [5]. Приведем только результат вывода.

**Алгоритм распространения доверия**

**1 шаг.** Инициализация. Для всех узлов  $i$  инициализировать значения  $L_i$ , используя выражение

$$L_i = L(x_i | y_i) = \ln \left( \frac{p(x_i = 0 | y_i)}{p(x_i = 1 | y_i)} \right), \quad (1)$$

в зависимости от используемой модели канала связи. Затем для всех  $i$  и  $j$ , для которых  $h_{ij}=1$ , устанавливается  $L_{i \rightarrow j} = L_i$ .

**2 шаг.** Обновление проверочных узлов. Для всех проверочных узлов CN вычислить по формуле (2) исходящие сообщения

$$L_{j \rightarrow i} = \boxplus_{i' \in M(j) - \{i\}} L_{i' \rightarrow j}, \quad (2)$$

и передать их соответствующим информационным узлам VN.

**3 шаг.** Обновление битовых узлов. Вычислить сообщения  $L_{i \rightarrow j}$ , исходящие от информационных узлов VN

$$L_{i \rightarrow j} = L_i + \sum_{j' \in N(i) - \{j\}} L_{j' \rightarrow i},$$

и передать их соответствующим проверочным узлам.

**4 шаг.** Вычисление апостериорных ЛОП. Для всех  $j=0, 1, \dots, N-1$  вычислить

$$L_i^{total} = L_i + \sum_{j \in N(i)} L_{j \rightarrow i}.$$

**5 шаг.** Получение жестких решений. Для всех  $i=0, 1, \dots, N-1$  найти жесткие решения

$$\hat{v}_i = \begin{cases} 1, & L_i^{total} < 0, \\ 0, & L_i^{total} \geq 0. \end{cases}$$

**6 шаг.** Проверка условия остановки. Вычислить синдром  $\hat{v}H^T$ . Если  $\hat{v}H^T = 0$  или число итераций достигло максимума, вычисления прекращаются, а  $\hat{v}$  считается результатом декодирования, в противном случае, вычисления продолжаются с шага 2.

В описании алгоритма  $\boxplus$  – оператор суммы ЛОП (box plus, в зарубежной литературе).

$$\boxplus x_{i \rightarrow j} = 2 \operatorname{th}^{-1} \left( \prod_{i' \in N(j) - \{i\}} \operatorname{th} \left( \frac{1}{2} x_{i' \rightarrow j} \right) \right). \quad (3)$$

Реализация функций  $\operatorname{th}$  и  $\operatorname{th}^{-1}$  (АРД  $\operatorname{th}$ ) и в (3) является сложной вычислительной задачей, и Галлагер [1, 3] предложил упрощенный вариант вычисления (далее АД) этого выражения

$$\begin{aligned} \boxplus_{i' \in N(j) - \{i\}} L_{i' \rightarrow j} &= \\ &= \prod_{i' \in N(j) - \{i\}} \alpha_{i'j} \cdot \phi \left( \sum_{i' \in N(j) - \{i\}} \phi(\beta_{i'j}) \right), \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} L_{i \rightarrow j} &= \alpha_{i \rightarrow j} \beta_{i \rightarrow j}, \\ \alpha_{i \rightarrow j} &= \operatorname{sign}(L_{i \rightarrow j}), \\ \beta_{i \rightarrow j} &= |L_{i \rightarrow j}|, \end{aligned}$$

$$\phi(x) = -\ln[\operatorname{th}(x/2)] = \ln \left( \frac{e^x + 1}{e^x - 1} \right), \quad (5)$$

используя тот факт, что  $\phi^{-1}(x) = \phi(x)$  при  $x > 0$ . График функции  $\phi(x)$  приведен на рис. 2.

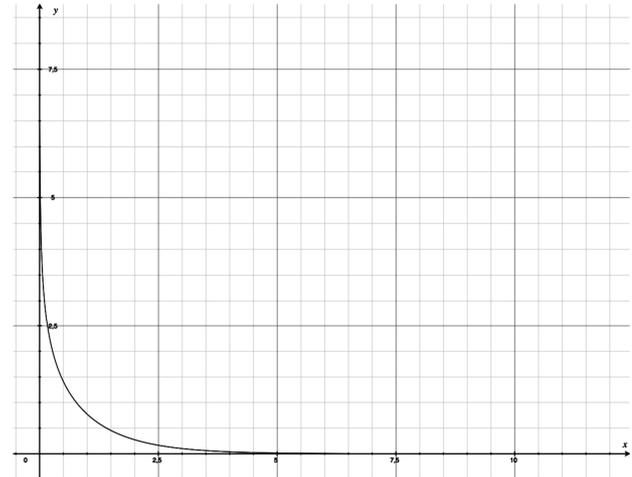


Рис. 2. График функции  $\phi(x) = -\ln[\operatorname{th}(x/2)]$

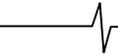
Вычисление функции  $\phi(x)$  может быть реализовано с помощью таблицы. Однако, для низких значений вероятности битовой ошибки, у декодера, основанного на табличном способе реализации функции  $\phi(x)$ , обычно начинает проявляться так называемый эффект “дна” (error floor)[3]. Одна из возможных альтернатив табулированию – использование кусочно-линейной аппроксимации этой функции [2, 3], другая альтернатива будут рассмотрены ниже.

**Упрощенные алгоритмы**

Основным недостатком АД является его вычислительная сложность, а именно второй шаг алгоритма – обновление проверочных узлов, поскольку требует вычисления специальных функций. Поскольку алгоритм итеративный, ситуация еще более усугубляется, так как все шаги алгоритма выполняются многократно. Естественным направлением исследований стали попытки упрощения этого шага с наименьшими потерями в производительности. На сегодняшний день известно более десятка различных модификаций АД [3, 5, 6, 7, 8]. Рассмотрим наиболее интересные из них.

**Алгоритм Ричардсона-Новичкова**

Реализация функции  $\phi(x)$  (5) табличным способом приемлема для некоторых программных реализаций алгоритма, но при реализации на большинстве аппаратных платформ такой подход не годится. Причина в том, что благодаря широкому динамическому диапазону (рис. 2) эта функция сложна для аппроксимации даже очень большой таблицей. При аппаратной реализации это свойство проявляется в существенном падении эффективности декодирования, особенно в области близкой к «дну».



Однако, несмотря на эти соображения, в [9] описан алгоритм, названный алгоритмом Ричардсона-Новичкова (далее АРН), предлагающий аппроксимацию именно этой функции, дружественную для аппаратной реализации. Выражение для расчета сообщений от проверочных узлов имеет вид:

$$|L_{j \rightarrow i}| = \phi^{-1} \left( \sum_{i' \in N(j) - \{i\}} \phi(\beta_{i'j}) \right). \quad (6)$$

Учитывая тот факт, что для больших  $x$  справедливо  $\log(1 \pm e^{-x}) \approx \pm e^{-x}$ , получим

$$\phi(x) = \log \left( \frac{1 + e^{-\beta_{i'j}}}{1 - e^{-\beta_{i'j}}} \right) = \quad (7)$$

$$= \log(1 + e^{-\beta_{i'j}}) - \log(1 - e^{-\beta_{i'j}}) \approx 2e^{-\beta_{i'j}}$$

$\hat{\phi}(\beta_{i'j}) = 2e^{-\beta_{i'j}}$  – является достаточно точной аппроксимацией  $\phi(\beta_{i'j})$ , для  $\beta_{i'j} \gg \ln(2)$ .

При этом обратная функция

$$\hat{\phi}^{-1}(x) \approx -\ln \left( \frac{x}{2} \right). \quad (8)$$

Эта аппроксимация достаточно точна для  $x \ll \ln(2)$ . Иллюстрация аппроксимации выражения (5) двумя приведенными функциями представлена на рис. 3.

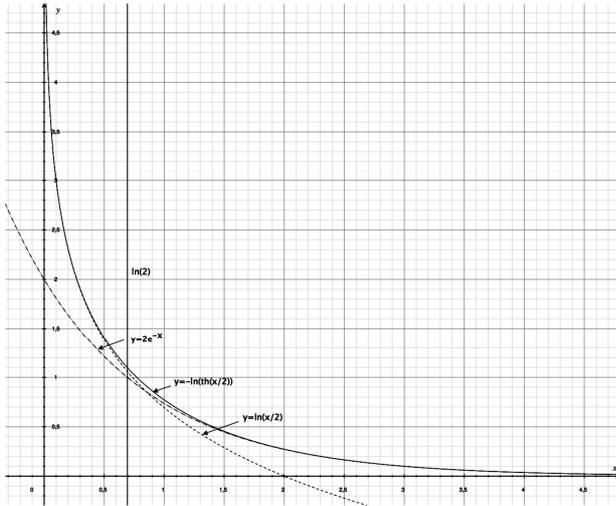


Рис. 3. Графики функций  $\phi(x) = -\ln[\text{th}(x/2)]$ ,  
 $y(x) = 2e^{-x}$  и  $y(x) = -\ln(x/2)$

Подставляя (7) и (8) в (6), получим:

$$|L_{j \rightarrow i}| = -\ln \left( \sum_{i' \in N(j) - \{i\}} e^{-\beta_{i'j}} \right).$$

Поскольку  $\hat{\phi}(\beta_{i'j})$  – грубая аппроксимация  $\phi(\beta_{i'j})$   $\beta_{i'j} \ll \ln(2)$ , а  $\hat{\phi}^{-1}(x)$  – грубая аппроксимация  $\phi^{-1}(x)$  для  $x \gg \ln(2)$ , логично, что при расчете сообщения от проверочного узла необходимо использовать корректировочные слагаемые  $C_1$  и  $C_2$ .

Окончательно имеем:

$$|L_{j \rightarrow i}| = C_1 - \ln \left( \sum_{i' \in N(j) - \{i\}} e^{-\beta_{i'j}} + C_2 \right). \quad (9)$$

Дружественность алгоритма аппаратной реализации состоит в том, что путем достаточно простых преобразований в выражении (9) можно заменить натуральный логарифм и возведение в степень экспоненты, соответственно двоичным логарифмом и возведением в степень 2.

Алгоритм показывает хорошую эффективность для различных кодов, к недостаткам следует отнести то, что он защищен патентом [9].

### Алгебра ЛОП

Обновление проверочных узлов можно представить в несколько ином виде, во многих случаях более удобном для реализации и позволяющем получить достаточно простые (с точки зрения реализации) аппроксимации. Но для этого нам потребуется следующий важный результат [10].

Для двух независимых случайных величин  $a_1$  и  $a_2$  с вероятностями  $p(a_i = x) = p_x^{(i)}$ ,  $x \in \{0, 1\}$  и ЛОП  $L_i = L(a_i) = \ln(p_0^{(i)} / p_1^{(i)})$ , можно показать, что ЛОП их суммы  $A_2 = a_1 + a_2$  равно:

$$L(A_2) = \ln \left( \frac{1 + e^{L_1 + L_2}}{e^{L_1} + e^{L_2}} \right). \quad (10)$$

Этот факт может быть непосредственно применен для вычисления исходящего из проверочного узла CN сообщения в случае, если его степень равна двум  $d_c - 1 = 2$ , поскольку выход проверочного узла CN есть ЛОП суммы двоичных независимых случайных величин (далее будем обращаться к этому алгоритму как к АРД ЛОП).

Выражение (2) может быть вычислено повторным применением (10). Например, представляя операцию сложения ЛОП как функцию двух аргументов

$$L_{sum}(L_1, L_2) = L(A_2) = \ln \left( \frac{1 + e^{L_1 + L_2}}{e^{L_1} + e^{L_2}} \right) = 2 \text{th}^{-1}(\text{th}(L_1/2) \text{th}(L_2/2)),$$

сумма ЛОП  $L_1 \boxplus L_2 \boxplus L_3 \boxplus L_4$  может быть вычислена как:

$$L_1 \boxplus L_2 \boxplus L_3 \boxplus L_4 = L_{sum}(L_1, L_{sum}(L_2, L_{sum}(L_3, L_4)))$$

Таким образом, оператор (4) может быть представлен в виде:

$$\boxplus_{i' \in N(i) - \{j\}} L_{i' \rightarrow j} = \underset{L_{j \rightarrow i}^0 = L_{\{1\} \rightarrow j}}{L_{sum}}(L_{j \rightarrow i}, L_{i' \rightarrow j})$$

где  $L_{j \rightarrow i}^0$  - начальное значение  $L_{j \rightarrow i}$

$$L_{j \rightarrow i} = \boxplus_{i' \in N(i) - \{j\}} L_{i' \rightarrow j}.$$

**Алгоритмы, основанные на аппроксимации логарифмом Якоби**

Рассматриваемые далее алгоритмы основываются на следующей численной аппроксимации выражения (10) при помощи логарифма Якоби [7, 11]

$$\ln(e^{x_1} + e^{x_2}) = \max(x_1, x_2) + \ln(1 + e^{-|x_1 - x_2|}).$$

Применив логарифм Якоби к выражению (10) дважды, получим

$$\begin{aligned} L_{\text{sum}}(L_1, L_2) &= \ln\left(\frac{1 + e^{L_1 + L_2}}{e^{L_1} + e^{L_2}}\right) = \\ &= \ln(1 + e^{L_1 + L_2}) - \ln(e^{L_1} + e^{L_2}) = \\ &= \max(0, L_1 + L_2) + \ln(1 + e^{-|L_1 + L_2|}) - \\ &- \max(L_1, L_2) - \ln(1 + e^{-|L_1 - L_2|}) \end{aligned}$$

Можно показать [7], что

$$\begin{aligned} &\max(0, L_1 + L_2) + \ln(1 + e^{-|L_1 + L_2|}) - \max(L_1, L_2) = \\ &= \text{sign}(L_1) \cdot \text{sign}(L_2) \cdot \min(|L_1|, |L_2|). \end{aligned}$$

Тогда окончательно имеем:

$$\begin{aligned} L_{\text{sum}}(L_1, L_2) &= \\ &= \text{sign}(L_1) \text{sign}(L_2) \min(|L_1|, |L_2|) + g(L_1, L_2) = \quad (11) \\ &= \text{sign}(L_1) \text{sign}(L_2) [\min(|L_1|, |L_2|) + g(|L_1|, |L_2|)] = \\ &= \text{sign}(L_1) \text{sign}(L_2) \min^*(|L_1|, |L_2|), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} g(L_1, L_2) &= \ln(1 + e^{-|L_1 + L_2|}) - \ln(1 + e^{-|L_1 - L_2|}), \\ \min^*(|L_1|, |L_2|) &= \\ &= \min(|L_1|, |L_2|) + g(|L_1|, |L_2|). \end{aligned}$$

При этом  $g(L_1, L_2)$  обычно представляют в виде:

$$g(L_1, L_2) = g(L_1') + g(L_2'),$$

где

$$\begin{aligned} g(L) &= \ln(1 + e^{-|L|}), \\ L_1' &= L_1 + L_2, \\ L_2' &= L_1 - L_2. \end{aligned}$$

Функцию  $g(L)$  можно вычислять непосредственно или же использовать один из упрощенных способов [7]. Вот некоторые из них.

$ x $	$g(x)$	$ x $	$g(x)$
[0, 0.196)	0.65	[1.05, 1.508)	0.25
[0.196, 0.433)	0.55	[1.508, 2.252)	0.15
[0.433, 0.71)	0.45	[2.252, 4.5)	0.05
[0.71, 1.05)	0.35	[4.5, +∞)	0.0

Таблица 2. Кусочно-линейная реализация функции  $g(x) = \log(1 + e^{-|x|})$ .

$ x $	$g(x)$	$ x $	$g(x)$
[0, 0.5)	$- x  \cdot 2^{-1} + 0.7$	[2.2, 3.2)	$- x  \cdot 2^{-4} + 0.2375$
[0.5, 1.6)	$- x  \cdot 2^{-2} + 0.575$	[3.2, 4.4)	$- x  \cdot 2^{-5} + 0.1375$
[1.6, 2.2)	$- x  \cdot 2^{-3} + 0.375$	[4.4, +∞)	0.0

Для самой распространенной реализации  $g(L)$  – с использованием таблицы, соответствующие значения реализации приведены в табл. 1. Было показано [7], что при использовании таблицы из 8 значений функции  $g(L)$ , погрешность аппроксимации составляет не более 5 %, что достаточно для приемлемой точности декодирования.

Более точно реализацию функции  $g(L)$  можно получить, используя кусочно-линейную аппроксимацию. Уравнения прямых приведены в табл. 2.

Однако можно пойти дальше с точки зрения упрощения алгоритма и воспользоваться аппроксимацией только одной прямой:

$$y(x) = \begin{cases} -|x| \cdot 2^{-2} + 0.7, & |x| < 2.8, \\ 0, & |x| \geq 2.8. \end{cases}$$

Несмотря на столь грубое приближение к  $g(L)$ , алгоритм все еще позволяет достичь достаточно хорошей эффективности. На рис. 4 приведены перечисленные варианты аппроксимации функции  $g(L)$ .

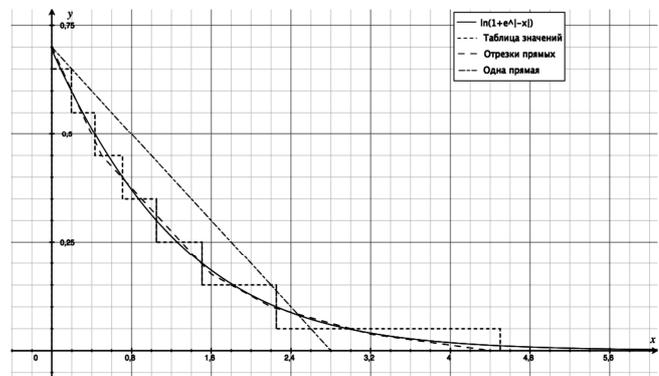


Рис. 4. Различные варианты аппроксимации функции  $g(L) = \ln(1 + e^{-|L|})$

В [3] представлен другой вариант достаточно грубой аппроксимации, но уже функции  $g(L_1, L_2)$  из выражения (11):

$$g(x, y) = \begin{cases} c & |x + y| < 2 \quad \text{и} \quad |x - y| > 2|x + y|, \\ -c & |x - y| < 2 \quad \text{и} \quad |x + y| > 2|x - y|, \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (12)$$

при этом обычно  $c = 0.5$ .

Таблица 1. Табличная реализация функции  $g(x) = \log(1 + e^{-|x|})$ .

Поверхности функций  $g(L_1, L_2)$  и ее аппроксимация (12) приведены на рис. 5 и 6, соответственно.

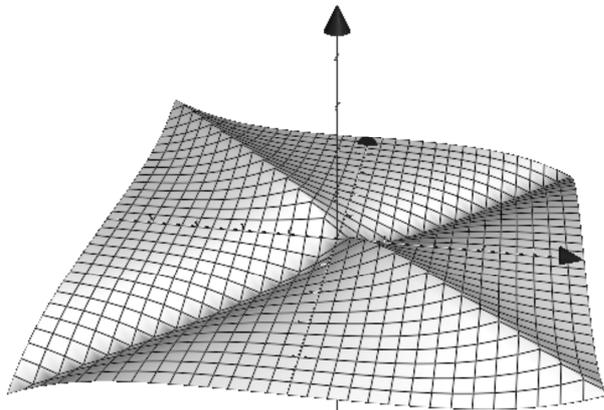


Рис. 5. Поверхность функции  $g(L_1, L_2) = \ln(1 + e^{-|L_1+L_2|}) - \ln(1 + e^{-|L_1-L_2|})$

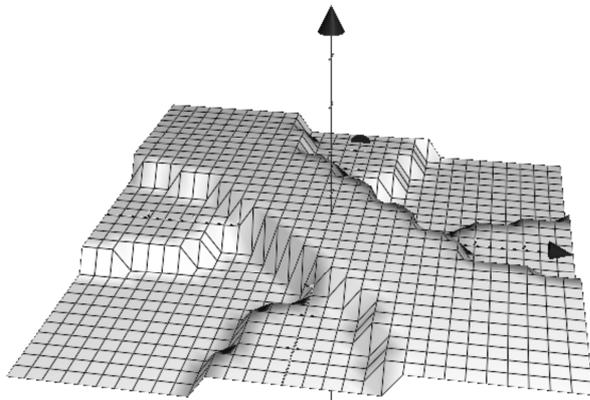


Рис. 6. Поверхность аппроксимации функции  $g(L_1, L_2) = \ln(1 + e^{-|L_1+L_2|}) - \ln(1 + e^{-|L_1-L_2|})$

Эффективность работы и скорость сходимости всех рассмотренных алгоритмов приведена на рис. 7 и 8, соответственно. Алгоритмы РД, РД th, РД ЛОП, Якоби идентичны по эффективности работы и скорости сходимости и изображены на рисунках одной кривой, отмеченной как «АРД».

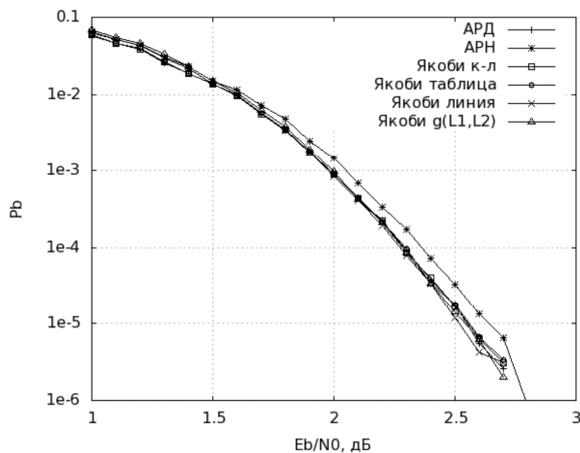


Рис. 7. Эффективность рассмотренных алгоритмов для кода (1008,504) для 100 итераций

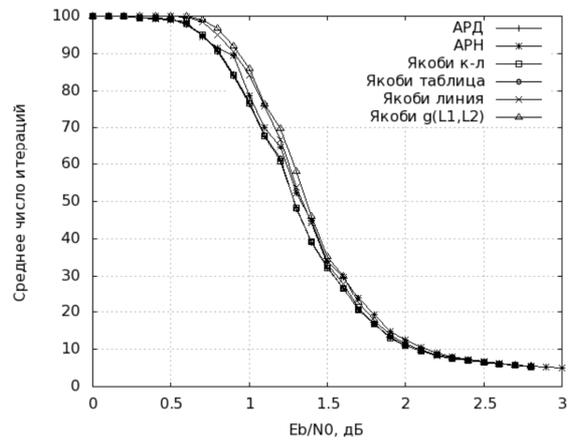


Рис. 8. Среднее число итераций, выполняемое алгоритмом для заданного отношения сигнал/шум

### Оценка вычислительных затрат

Поскольку приведенные алгоритмы используют те или иные специальные функции, то, говорить о сложности того или иного алгоритма имеет смысл только для одной аппаратной платформы. Более того, часто бывает, что сложность выполнения операций зависит от режима работы – с фиксированной или с плавающей точкой. Поэтому здесь приведем вычислительные затраты на реализацию каждого из алгоритмов в общем виде, использующем в качестве параметров сложности не только затраты на реализацию специальных функций, используемых тем или иным алгоритмом, но и простейших операций, таких как сложение, умножение, деление.

Для усредненной оценки можно предположить, что все специальные функции реализованы таблицей и имеют одинаковую сложность. Но это достаточно грубое приближение, поскольку на реализацию разных функций могут потребоваться таблицы разных размеров, и более того, следует помнить, что функции  $\text{th}$ ,  $\text{th}^{-1}$ ,  $\varphi(x)$  плохо аппроксимируются даже большими таблицами, что приведет к существенной деградации эффективности использующих их алгоритмов.

Вычислительные затраты на реализацию рассмотренных алгоритмов приведены в табл. 3. В случаях, когда число операций выполняемых для подсчета сообщения может меняться в зависимости от входных данных, приводится худший вариант.

Помимо специальных функций в таблице используются:

$\min$  – функция получения минимума двух аргументов,  
LUT – обращение к таблице аппроксимации логарифма Якоби,

стр – операция сравнения, выполняемая для определения того, какую аппроксимацию использовать для данных аргументов.

$[x]$  – сложность реализации функции  $x$ .

Указанные в таблице затраты можно дополнительно уменьшить, прибегнув к упрощению [3]. Суть его заключается в преобразовании выражения (2) к следующему виду:

Таблица 3. Вычислительные затраты на реализацию рассмотренных алгоритмов

Название	Синдром	Проверочные узлы	Информационные узлы	Жесткие решения
АРД th	$M(d_r-1)$	$d_r M\{(d_r-1)+(d_r-1)[th]+[arcth]+[*]\}$	$Ndc\{1+(dc-1)\}$	N
АРД	.	$d_r M\{(d_r-1)[\varphi]+(d_r-1)[+]+[\varphi]+[*]+(d_r-1)\}$ $\varphi=-\ln(th(x/2))$ $\varphi=\ln((ex+1)/(e^x-1))$	.	.
АРН	.	$d_r M\{(d_r-1)[e^x]+[+]+[ln]+[+]\}$	.	.
АРД ЛОП	.	$d_r M\{3(d_r-1)+3[e^x](d_r-1)+$ $+(d_r-1)[/]+(d_r-1)[ln]\}$	.	.
Якоби	.	$d_r M\{2(d_r-1)+[min](d_r-1)+$ $+(d_r-1)[g(L_1,L_2)]\}$ $[g(L_1,L_2)]=2[ln]+5[+]+2[e^x]$	.	.
Якоби таблица	.	$[g(L_1,L_2)]=2[LUT]+[+]$	.	.
Якоби кусочно-линейный	.	$[g(L_1,L_2)]=2\{3[cmp]+[*]+$ $+[+]\}+[+]$	.	.
Якоби прямая	.	$[g(L_1,L_2)]=2\{[*]+[+]+$ $+ [cmp]\}+[+]$	.	.
Якоби $g(L_1,L_2)$	.	$[g(L_1,L_2)]=4[cmp]+2[+]+2[*]$	.	.

$$L_{j \rightarrow i} = \bigoplus_{i' \in M(j) - \{i\}} L_{i' \rightarrow j} =$$

$$= \left( \bigoplus_{i' \in M(j < i)} L_{i' \rightarrow j} \right) \bigoplus \left( \bigoplus_{i' \in M(j > i)} L_{i' \rightarrow j} \right),$$

где  $M(j < i)$  – множество позиций единиц в  $j$ -ой строке матрицы **H**, с индексами меньшими  $i$ ,  $M(j > i)$  - множество позиций единиц в  $j$ -ой строке матрицы **H**, с индексами большими  $i$ .

Видно, что преобразование эквивалентное. Однако оно позволяет рассчитать и сохранить в памяти значения первой и второй сумм ЛОП для всех  $i$  за один проход по множеству  $M(j)$ . Первая сумма называется прямой, поскольку рассчитывается с первого элемента множества, а вторая обратной, поскольку рассчитывается с последнего элемента множества в обратном направлении.

Искомое значение ЛОП  $L_{j \rightarrow i}$  находится как сумма ЛОП значений прямой и обратной сумм ЛОП для  $i$ .

Таким образом, для расчета всех сообщений от проверочного узла потребуется 3 прохода для каждой проверки, а не  $d_r$ , как в классическом случае. Очевидно, что это упрощение имеет смысл только для кодов с  $d_r > 3$ .

Также потребуются дополнительная память для хранения значений прямой и обратной сумм ЛОП, и затраты на сохранение и чтение необходимых значений оттуда. Запись осуществляется только один раз – при расчете значений сумм ЛОП, и составляет  $|M(j)|-1$  на одну сумму ЛОП, где  $|x|$  – мощность множества  $x$ . Для регулярного кода  $|M(j)|=d_r$ . Обращение к каждому элементу сумм ЛОП также осуществляется один раз для каждой суммы и равно  $|M(j)|$ . Итого  $4|M(j)|-2$  для каждой проверки.

**Заключение**

Из анализа графиков видно, что эффективность всех алгоритмов, кроме АРН, сопоставима и отличается от АРД менее чем на 0,1 дБ. Для моделирования алгоритма АРН использовались значения поправочных коэффициентов  $C_1 = 0,1$ ,  $C_2 = 0$ ; его проигрыш АРД составляет порядка 0,1 дБ. Поскольку эффективность рассмотренных алгоритмов очень близка, то при выборе одного из них для реализации декодера низкоплотностного кода, следует руководствоваться, в первую очередь, сложностью реализации каждого из алгоритмов на используемой аппаратной платформе.

Стоит отметить, что для других кодов разница в эффективности может быть более существенной, что может оказаться критичным для выбора алгоритма.

Анализируя таблицу вычислительных затрат, становится очевидным тот факт, что все приведенные модификации алгоритмов нацелены на снижение сложности расчета сообщений от проверочных узлов, что достаточно логично, поскольку это самый сложный из всех шагов АРД.

Также следует отметить, что при сравнении вычислительной сложности алгоритмов необходимо принимать во внимание скорость сходимости рассматриваемых алгоритмов, в простейшем случае – это среднее число итераций при заданном отношении  $E_b/N_0$ .

Так видно, что АРД, АРД с аппроксимацией логарифма Якоби таблицей, АРД с кусочно-линейной аппроксимацией логарифма Якоби имеют практически одинаковую скорость сходимости, то есть требуют примерно одинакового числа итераций для декодирования на фиксированном отношении сигнал-шум. А вот оставшиеся алгоритмы несколько проигрывают им. Причем

проигрыш тем больше, чем меньше отношение сигнал-шум.

Исследования выполнены при поддержке гранта для ведущих научных школ НШ-242.2012.10.

### Литература

1. Gallager R.G. Low-density parity-check codes // Cambridge, MA: M.I.T. Press, 1963.

2. Berrou C., Glavieux A, Thitimajshima P., «Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes», Proceedings of ICC'93, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May, 1993.

3. Ryan W.E., Lin S. Channel codes. Classical and modern // Cambridge, University Press, 2009.

4. Tanner R.M. A recursive approach to low complexity codes // IEEE Trans. Info. Theory, vol. IT-27. №5. pp. 533-547. September 1981.

5. Кравченко А.Н. Снижение сложности декодирования низкоплотного кода. «Цифровая обработка сигналов». 2010, № 2, С.35-41.

6. M.Fossorier, M.Mihaljevich, H.Imai, «Reduced complexity iterative decoding of low density parity check codes based on belief propagation», IEEE Trans. on Comm. vol. 47. № 5. pp. 673-680. May 1999.

7. Chen J., Dholakia A., Eleftheriou E., Fossorier M., Hu X.-Y., «Near optimal reduced-complexity decoding algorithms for LDPC codes», in Proc. IEEE International Symposium on Information Theory, Lausanne, Switzerland, July 2002.

8. Лихобабин Е., Дворкович А. Использование квази-оптимальных алгоритмов декодирования LDPC кодов в системе цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 // Труды РНТОРЕС имени А.С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применения – М. Выпуск XII-1. С. 25-27. 2010.

9. Richardson T. and Novichkov V., «Node processors for use in parity check decoders», United State Patent 6,938,196 B2, August 30, 2005

10. Hegenauer J., Iterative decoding of binary block and Convolutional codes / IEEE Transactions on Information Theory, vol.42, №2, March 1996.

11. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / Под редакцией профессора А.М. Шломы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с: ил.

12. <http://www.inference.phy.cam.ac.uk/mackay/codes/data.html>

### REDUCED-COMPLEXITY BP-BASED DECODING ALGORITHMS FOR LDPC CODES

*Likhobabin E.A.*

Review of various reduced-complexity belief propagation (LLR-BP) based decoding algorithms for LDPC codes are presented. Complexity, effectiveness, and average number of iteration for each algorithm are shown.

### У в а ж а е м ы е а в т о р ы !

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

#### 1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

1. Текст - текстовый редактор Microsoft Word.
2. Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
3. Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
4. Название статьи на русском и английском языках.
5. Рукопись статьи сопровождается:
  - краткой аннотацией на русском и английском языках;
  - номером УДК;
  - сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта);
  - ключевыми словами;
  - актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).

#### 2) Требования к иллюстрациям:

- Векторные (схемы, графики) - желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.
- Растровые (фотографии, рисунки) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff, jpg.

### У в а ж а е м ы е к о л л е г и !

Для тех, кто не успел оформить подписку на второе полугодие 2013 года через ОАО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу: 107031, г. Москва, Рождественка, б/9/20, стр. 1, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, или оформить Заказ в соответствии с требованиями, выставленными на сайте журнала: [www.dspra.ru](http://www.dspra.ru).

Справки по телефонам: (495) 621-71-08, 621-06-10.

Факс: (495) 621-06-10. E-mail: [rntores@mail.ru](mailto:rntores@mail.ru)

УДК 004.421:004.383

## ОСОБЕННОСТИ И АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРОЦЕССОРАХ

*Молодяков С.А., к.т.н., доцент кафедры информационных и управляющих систем Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, e-mail: molod@cef.spbstu.ru.*

**Ключевые слова:** оптоэлектронный процессор, цифровой сигнальный процессор, алгоритмы обработки сигналов, виртуальные элементы, калибровка.

### Введение

Вопросы цифровой обработки сигналов возникают на разных этапах приема, обработки и измерения сигналов. В оптоэлектронных (ОЭ) процессорах, которые включают оптический и цифровой вычислители, методы цифровой обработки применяются на этапе обработки оптических сигналов с выхода фотоприемника [1]. Алгоритмы обработки таких сигналов существенно отличаются от алгоритмов обработки изображений и зависят от решаемых задач. В настоящее время в приемных комплексах радиотелескопов широко используют ОЭ-процессоры, которые выполняют функции спектрометров, корреляторов, пульсарных процессоров [1-3]. В качестве оптического вычислителя используются акустооптические (АО) устройства. Обычно на радиотелескопе применяется целый набор таких устройств, работающих в различных частотных диапазонах. Особенность ОЭ-процессоров связана с возможностью спектрального анализа сигналов в широкой полосе частот при минимальных массогабаритных параметрах и энергопотреблении. В университете Кельна разработан АО-анализатор спектра с полосой до 4 ГГц (4 канала по 1 ГГц) [4] и там же создается 8 канальный АО-спектрометр с общей полосой 12 ГГц [5].

В качестве цифровой части ОЭ-процессоров в первую очередь рассматривают и применяют цифровые сигнальные процессоры (ЦСП) [1, 6]. Основная задача, которую решает ЦСП, связана с потоковой обработкой сигналов, кроме того ЦСП выполняет функции управления фотоприемником, калибровки, передачи данных на систему сбора. Следует отметить трудности создания цифрового узла. Они связаны с высокой скоростью поступления отсчетов из фотоприемника. Так, при использовании максимальной частоты вывода зарядовых пакетов из ПЗС-фотоприемника (50 МГц) тактовая частота ЦСП для решения задачи спектрального анализа сигналов в радиоастрономии должна составлять около 5 ГГц.

Преодоление указанной сложности лежит в направлении распределенной обработки сигналов между элементами системы. В качестве элементов, которые можно использовать для обработки данных, применяют фотоприемник, ЦСП с программируемой логикой и последующий компьютер. Главной задачей первых элементов является выполнение сжатия потоков данных, а по-

*Цифровая обработка сигналов в оптоэлектронных процессорах применяется на стадии обработки оптических сигналов с выхода фотоприемника. Рассмотрены алгоритмы потоковой цифровой обработки данных применительно к задачам радиоастрономических наблюдений.*

следних – окончательная их обработка, представление и регистрация [7].

Для комплексного решения вопросов разработки ОЭ-процессоров необходимо применение системного подхода к их проектированию. Системный подход предполагает совместное проектирование отдельных узлов, а также методов и способов их работы [1, 7]. Понятно, что алгоритмы цифровой обработки, которые реализуются в ЦСП и ЭВМ, будут зависеть от выбранной модели работы ОЭ-процессора в целом, в том числе от тех операций, которые вынесены на фотоприемник.

Фотоприемники выполняют особую роль в ОЭ-процессорах – они являются связующим элементом между оптической и цифровой частями. Благодаря им параллельное представление информации преобразуется в последовательное. Кроме того, в фотоприемниках возможно обрабатывать информацию [1]. Современные фотоприемники на КМОП-матрицах являются практически гибридным процессором, включающим сенсорное поле, набор АЦП и цифровую логику, определяющую тот или иной алгоритм обработки. ПЗС-фотоприемники (ФПЗС) также можно рассматривать в качестве процессоров обработки сигналов, алгоритм работы которых легко перестраивать, в отличие от КМОП-фотоприемников [8]. Отсюда появляется еще одна функция ЦСП, связанная с управлением фотоприемником или выбором алгоритма его работы. Кроме того, ЦСП выполняет другие операции, прежде всего, связанные с синхронизацией приема и передачи данных. Для детального рассмотрения вопросов цифровой обработки сигналов в ОЭ-процессорах опишем их применение в приемном комплексе радиотелескопа.

### Оптоэлектронный процессор в приемном комплексе радиотелескопа

Местоположение ОЭ-процессора в приемном комплексе радиотелескопа и схема его оптического узла показаны на рис. 1. Входным сигналом является сигнал с антенны после преобразования его в СВЧ-приемнике к частоте работы АО-анализатора спектра. Выходной сигнал в зависимости от использования ОЭ-процессора – это спектр радиоизлучения [2] или профиль импульса пульсара [9]. Служба времени радиотелескопа обеспечивает временную привязку и формирует тактовые импульсы.

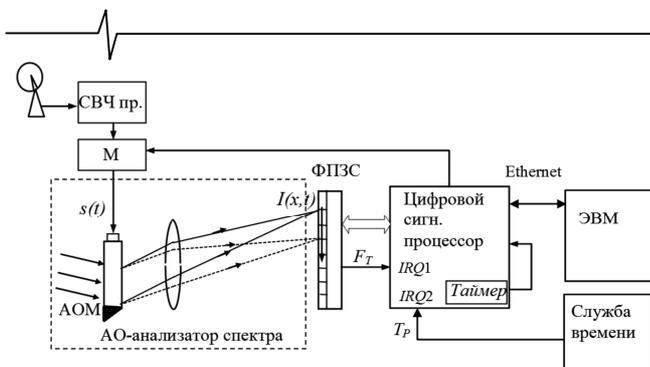


Рис. 1. ОЭ-процессор в приемном комплексе радиотелескопа

Подлежащий обработке радиосигнал  $s(t)$  после усиления подается на промежуточной частоте на акустооптический модулятор (АОМ). АОМ и Фурье-линза выполняют преобразование Фурье входного сигнала, формируя в выходной плоскости оптическое распределение с интенсивностью  $I(x, t)$ . Пространственная координата  $x$  линейно связана с частотой  $f$  анализируемых радиосигналов. Распределение  $I(x, t)$  отражает спектр мощности  $S(f)$  анализируемого сигнала  $s(t)$  в скользящем окне длительностью  $T_A$ , где  $T_A$  – временная апертура АОМ. В радиоспектрометрах распределение  $I(x, t)$  детектируется и накапливается  $N$ -элементным ПЗС-фотоприемником. По истечении заданного времени накопления  $T_I$  распределение считывается в виде последовательности отсчетов  $s_n \sim S(fn)$ , и кадры в цифровом виде регистрируются в ЦСП. В сигнальном процессоре происходит дальнейшее накопление/суммирование  $M$  кадров. При работе ОЭ-процессора в режиме радиоспектрометра используется метод модуляционного приема, при котором за счет переключения модулятора  $M$  сигнал поступает то с антенны, то с эквивалента с периодом модуляции 50–1000 Гц ( $T_I = 20 - 0,5$  мс). ЦСП должен проводить операцию по детектированию – вычитанию сигналов с антенны и эквивалента.

При работе ОЭ-процессора в режиме пульсарного процессора сигнал с выхода АО-анализатора спектра перемещается по полю фотоприемника с постоянной скоростью, связанной с мерой дисперсии наблюдаемого пульсара. Для восстановления этого сигнала в ЦСП время интегрирования  $T_I$  в фотоприемнике должно не превышать время перехода оптического сигнала на соседний элемент. Для пульсарного процессора, описанного в [9], время интегрирования  $T_I$  соответствовало 1–16 мкс. За это время необходимо считать кадр отсчетов с фотоприемника, что требует трудно реализуемых частот вывода и ввода отсчетов в ЦСП. В [10] предложено использовать способ временной задержки и накопления (ВЗН) для вывода данных с ПЗС-фотоприемника. Этот способ позволяет суммировать отдельные кадры не в ЦСП, а в ФПЗС, за счет чего период вывода отсчетов будет соответствовать  $T_I$ . Можно выделить следующие особенности использования ЦСП в пульсарном процессоре. Из-за отсутствия модуляционного приема, необходимо задать и поддерживать постоянный уровень сигнала внутри ОЭ-процессора, для этой цели предложено использовать способ цифровой двой-

ной коррелированной выборки (ДКВ) [11]. Каждый пульсар обладает своими параметрами: яркостью, мерой дисперсии и периодом излучения, поэтому ОЭ-процессор в зависимости от пульсара должен менять параметры обработки. В этом случае для взаимной синхронизации работы ЦСП с ФПЗС и Службой времени нами применяются механизмы прерываний.

Для задачи поляризационных измерений радиоизлучения пульсаров в [2] предложено использовать 2D оптический вычислитель, построенный с использованием двухканального АОМ. Он осуществляет совместное Фурье-преобразование сигналов правой и левой круговой поляризации с антенны радиотелескопа. Двумерное распределение дифрагированного света в выходной плоскости АО-вычислителя отражает амплитудные, спектральные и фазовые соотношения в радиосигналах, формируя в выходной плоскости помимо спектров еще и интерферограмму вдоль «фазовой» оси, ортогональной направлению распространения акустических волн в АОМ. Для регистрации и обработки выходного оптического сигнала (динамической интерферограммы) в этом случае требуется матричный ФПЗС, работающий по способу ВЗН. Требования к быстродействию ЦСП и его объему памяти существенно возрастают по сравнению с предыдущим использованием ОЭ-процессора. Основные операции, которые должен выполнять ЦСП, те же, но при временных резервах на ЦСП желательно возложить операции по обработке интерферограммы с целью вычисления параметров поляризации Стокса [2].

#### Алгоритмы потоковой обработки и их классификация

Алгоритмы потоковой обработки сигналов для ОЭ-процессоров другие, чем алгоритмы, применяемые для обработки изображений, используемые в частности в цифровых видеокамерах [11]. В табл.1 представлены некоторые алгоритмы. Они разделены на пять стадий (уровней) исполнения. Каждую стадию может исполнять свой поток команд на своем процессоре.

Таблица. 1.  
Алгоритмы потоковой обработки

Стадия применения	Название алгоритмов
Управление режимом	Переключение режимов работы ОЭ-процессора. Управление внешними устройствами. Тестовые режимы.
Покадровая обработка	Слежение за сигналом: амплитуда, номер пикселя. Выделение помех.
Построковая обработка	Объединение отсчетов в широких пределах. Смещение сигнала по строке. Калибровка шкалы.
Попиксельная обработка	Накопление кадров. Детектирование. Цифровая ДКВ. Калибровка неравномерности чувствительности.
Управление фотоприемником	Управление работой ФПЗС при алгоритмах: ВСЭ, фрагментирование, синхронное накопление и др.

Опишем основные низкоуровневые алгоритмы обработки (попиксельная и построковая обработка). Они

применяются автором и его коллегами в ОЭ-процессорах и не требуют больших вычислительных затрат. Вопросы управления фотоприемником следует рассматривать отдельно.

**1. Цифровая двойная коррелированная выборка.**

Известна схема аналоговой ДКВ [11]. Цифровая ДКВ аналогична. В этом случае процесс получения сигнала с одного пиксела разделён на две части – взятие отсчета с информационного уровня  $A_V = k \cdot U_V$  (рис. 2) и с уровня привязки (соответствует отсутствию сигнала в диффузионной области выходного узла ФПЗС)  $A_R = k \cdot U_R$  с последующим получением разности:  $A_{DCV} = A_V - A_R$ .

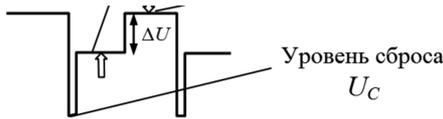


Рис. 2. Структура выходного сигнала с ФПЗС

Блок-схема алгоритма цифровой ДКВ и набор основных команд приведены на рис. 3. Отсчеты с АЦП по прерыванию (импульс  $F_T$  рис.1) постоянно заносятся в переменную  $Temp$ . Значение выходного отсчета  $A_{DCV}$  формируется за два этапа: при первом запоминается значение отсчета уровня привязки  $A_R$  в  $First\_DKV$ , а при втором происходит вычитание привязки из нового информационного отсчета  $A_V$ . Последовательность и привязка – информационный отсчет и/или наоборот может меняться, но за счет вычисления абсолютного значения разности указанное изменение порядка не сказывается на результате.

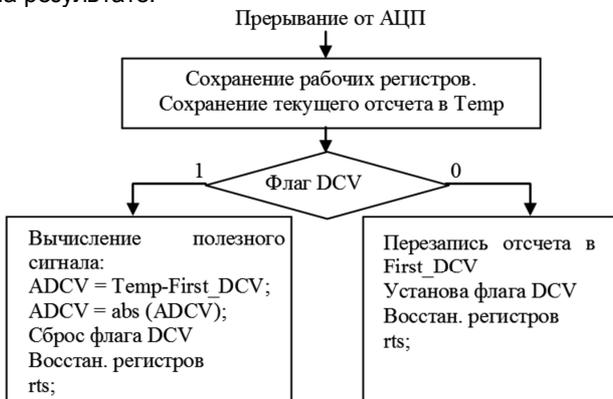


Рис. 3. Блок-схема алгоритма цифровой ДКВ

**2. Потокное накопление кадров.**

Суммируется заданное число  $M$  кадров, каждый из которых состоит из  $N$  элементов:

$$S = \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} (s_{n,i}), n = 1, 2, \dots, N \right\} \quad (1)$$

Обычное суммирование (1) при построении алгоритма потоковой обработки в ЦСП имеет некоторые особенности. Во-первых, необходимо использовать расширенную арифметику. При 16-ти разрядном процессоре накопление отсчетов происходит в 32-битных словах. Реализация расширенной (32-х битной) арифметики традиционна. В первом (младшем) слове постоянно происходит накопление приходящих отсчетов. Когда очередная сумма превышает предел 16 бит, о чем сообщает флаг переноса АС (if ac ...), старшее слово уве-

личивается на 1. Во-вторых, первый кадр из  $N$  записывается без суммирования, что исключает затраты времени на обнуление массивов, не увеличивая тем самым время потока, выделенное на суммирование.

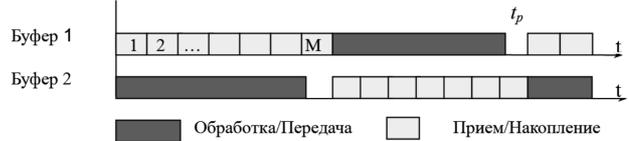


Рис. 4. Диаграмма работы ЦСП с двумя буферами

Третьей особенностью потокового накопления является использование двух буферов, каждый размером на кадр. В одном буфере происходит накопление, а из другого берутся элементы для обработки или передачи в последующие устройства (рис. 4). Использование двух буферов обеспечивает возможность параллельного выполнения двух операций – накопления и обработки. Началом нового кадра служит внешний импульс  $T_p$ , по которому сбрасываются в начальное состояние индексы массивов и производится подсчет просуммированных кадров. На рис. 4 отмечен тот факт, что при расчете затрат процессорного времени необходимо оставить резерв  $t_p$  времени при обработке накопленного кадра для того, чтобы исключить наложение нового кадра на не обработанный до конца кадр.

Если используется одноплатный процессор (у нас ADSP 2181 или BF537), то следует обратить внимание на два существенных момента. Процессорное время на обработку и передачу накопленных кадров появляется только в том случае, если частота появления отсчетов существенно ниже частоты работы процессора. Для используемых в пульсарном ОЭ-процессоре алгоритмов попиксельной обработки на один отчет тратится около 100 команд процессора ADSP 2181. Отсюда при тактовой частоте 33 МГц, максимальная частота взятия отсчетов из ФПЗС соответствует 300 кГц. Вторым моментом является наличие возможности вложенной обработки прерываний. Вложенность прерываний возникает в тот момент, когда во время обработки кадровых прерываний по импульсу  $T_p$  приходит прерывание конца преобразования АЦП по импульсу  $F_T$ . Наличие вложенных прерываний вызывает сложности при использовании теневого регистров процессора.

**3. Синхронное накопление кадров.**

В режиме синхронного интегрирования в течение  $M$  периодов модуляции накапливаются два или более массивов, соответствующих разным фазам модуляции. Так в модуляционных спектрометрах [2] обычно используется двухфазная модуляция, и накапливаются массивы, соответствующие сигналам антенны  $S$  и эквивалента  $E$ :

$$S = \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} (s_{ni}), n = 1, 2, \dots, N \right\} \quad (2)$$

$$E = \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} (e_{ni}), n = 1, 2, \dots, N \right\}.$$

Массив  $S$  будет находиться в ОЗУ с адреса 0 по  $N-1$ , а массив  $E$  – с адреса  $N$  по  $2N-1$ , занимая в итоге  $2N$  ячеек памяти. При непрерывном потоковом синхронном накоплении необходимо иметь двойной буфер. Объем памяти на буферирование кадров будет составлять:

$N_{BUF} = N \cdot p_M$ , где  $p_M$  – число фаз модуляции. Объем буферов  $N_{BUF}$  определяет минимальный размер памяти данных в ЦСП.

**4. Детектирование.** Под детектированием в ОЭ-процессорах обработки модулированных сигналов понимается вычитание сигнала, соответствующего одной фазе модуляции (четной), из сигнала, соответствующего другой фазе модуляции (нечетной). Детектирование можно проводить или после синхронного накопления отдельно всех четных и нечетных кадров, или в процессе потокового накопления. В случае симметричной двухфазной модуляции детектирование проводится в темпе поступления отсчетов с фотоприемника, путем суммирования, например, четных и вычитания нечетных кадров из общей суммы (3). В этом случае ДКВ не осуществляется, а алгоритм будет соответствовать рис. 3. Флаг суммирования/вычитания  $Det$  (Флаг DCV) необходимо переключать с «+1» на «-1» не на каждом отсчете, а в начале нового кадра

$$S = \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} (Det \cdot s_{ni}), n = 1, 2, \dots, N \right\}. \quad (3)$$

В режиме синхронного детектирования вдвое сокращается объем используемого ОЗУ по сравнению с режимом синхронного накопления. Вдвое сокращается время, затрачиваемое на передачу данных в последующие устройства. Можно уменьшить разрядность массива, в котором накапливается сумма сигналов.

**5. Объединение отсчетов – формирование цифровых виртуальных светочувствительных элементов (ВСЭ).** Известен алгоритм объединения отсчетов, который применяется в цифровых камерах – Binning [11]. Отличительной особенностью рассматриваемого алгоритма формирования ВСЭ [12] является формирование произвольной конфигурации виртуального элемента при суммировании произвольного числа отсчетов (4), а не квадратных элементов с размерами 2, 4, 8 отсчетов.

$$S_{\Sigma} = \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} (s_l) \right\}. \quad (4)$$

Так в пульсарном ОЭ-процессоре объединялось до 1000 отсчетов [13]. Реализация данного алгоритма предполагает увеличенной разрядности накапливаемой суммы  $S_{\Sigma}$  с последующим сокращением разрядов до базовой разрядности или разрядности АЦП (12 разрядов).

**6. Калибровка неравномерности чувствительности.** Данная калибровка предназначена для учета неодинаковости коэффициентов передачи  $\gamma_n$  элементов фотоприемника. Методика ее организации требует использования двух этапов: на первом этапе измеряются коэффициенты передачи  $\gamma_n$  элементов, а на втором этапе проводится сама калибровка каждого из  $n$  элементов массива кадра (5). Для выполнения операции (5) в ЦСП выделяется дополнительный буфер, хранящий значения коэффициентов передачи  $\gamma_n$ .

$$S = \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} \gamma_n \cdot s_{n,i} \right\} \quad (5)$$

**7. Регистрация фазы сигнала с передискретизацией отсчетов.** Описанные выше алгоритмы в раз-

ной степени известны и достаточно просто реализуются. Данный же алгоритм для ОЭ-процессоров является новым. Он позволяет регистрировать фазу перемещающегося по ФПЗС сигнала точнее, чем период частоты перемещения зарядовых пакетов по способу ВЗН – точнее, чем частота дискретизации, реализуемая фотоприемником. Данный алгоритм позволяет решить вопрос повышения на порядок точности измерения момента прихода импульса в пульсарном ОЭ-процессоре [14].

Схема, поясняющая алгоритм приведена на рис.5. В верхней части показан сигнал с выхода ФПЗС, работающего по способу ВЗН. Отсчеты с фотоприемника идут непрерывно с периодом TCCD. Оптический сигнал перемещается по фотоприемнику с периодом TPSR и со скоростью, которой соответствует скорость перемещения зарядовых пакетов. Кадры сигналов с ФПЗС накапливаются в ЦСП. Количество просуммированных кадров в зависимости от наблюдаемого пульсара меняется от 100 до 106. Период TPSR импульсов пульсаров меняется от 1 мс до 1 с, так для пульсара PSR1937+21 TPSR = 1,5 мс (около 90 отсчетов) и постепенно дрейфует в процессе наблюдения. Временное разрешение сигнала определяется периодом TCCD и для пульсара PSR1937+21 соответствует 16 мкс. Необходимое временное разрешение – 2 мкс. Для увеличения разрешения для каждого суммируемого кадра сигналов предлагается:

1. Проведение измерений задержек  $\Delta t_m$  между импульсами взятия отсчета FT и импульсами периода сигнала TP.
2. Десятикратное (для получения требуемого временного разрешения) разномножение отсчетов с использованием линейной интерполяции [15].
3. Сдвиг сигнала на несколько отсчетов с целью компенсации задержки  $\Delta t_m$ .
4. Восстановление исходного количества отсчетов (десятикратная децимация).
5. Суммирование кадров.

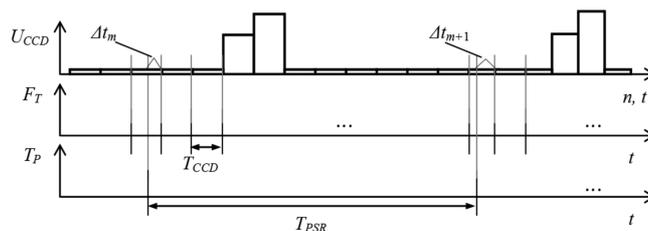


Рис. 5. Временные диаграммы сигнала с выхода ФПЗС и синхроимпульсов

Основная сложность реализации алгоритма заключается в измерении задержки  $\Delta t_m$ . Для этой цели можно использовать внутренний таймер ЦСП (рис. 1), частота работы которого должна быть не меньше десятикратной максимальной частоты переноса зарядов в ФПЗС. Таймер включается по импульсу TP, а выключается по импульсу FT. Данный алгоритм можно организовать, например в ЦСП BF537.

**8. Цифровая калибровка частотной шкалы.** Необходимость данной калибровки связана с задачей учета дрейфов параметров частотной шкалы  $f(T, n)$  АО-анализаторов спектра. В процессе получения одного интегрального (накопленного во времени) спектра радиосигнала (в спектрометрах) или профиля импульса (в пуль-

сарных процессорах) следует многократно учитывать смещение частотной шкалы. При этом, полное время интегрирования сигналов в радиоастрономии может достигать нескольких часов. Оценка параметров шкалы осуществляется по регулярно подаваемым частотным реперам, по которым определяются максимумы. Затем строится аппроксимирующая зависимость  $f_a(n)$  первого или второго порядков. При линейной оценке по зависимости  $f_a(n)$  определяются два параметра: общее смещение шкалы  $\Delta n_0$  и изменение масштаба  $\Delta nM$ . Общее смещение  $\Delta n_0$  определяется по смещению в  $f_a(n)$  центрального элемента частотной шкалы  $f_0$ . По указанным параметрам вычисляется смещение каждого элемента в кадре. Затем с использованием приема передискретизации (пункты 2, 3, 4) проводится смещение элементов кадра. Коэффициент размножения отсчетов в кадре KR выбирается исходя из необходимой точности измерений и имеющейся памяти в ЦСП. В нашем случае KR = 10. Указанной калибровке подвергается интегральный спектр сигнала, состоящий из множества кадров (10-1000) и накопленный в течение, например 10 минут. Общие вопросы и особенности метода калибровки описаны в работе [16]. Более подробно метод и алгоритм его реализации будут описаны в последующей публикации.

**Особенности реализации алгоритмов в ЦСП**

Реализация алгоритмов потоковой обработки обычно ограничена возможностями ЦСП, это, прежде всего, недостаточное быстродействие. Поэтому на этапе проектирования обычно рассматриваются два вопроса. Во-первых, вопрос параллельного выполнения операций. Во-вторых, выделение уровня алгоритмов обработки, которые будет выполнять ЦСП [1].

На рис. 6 показано разделение алгоритмов на относительно независимые потоки команд. Разделение команд проведено с учетом особенностей синхронизации потоков. Отдельно на низких уровнях алгоритмов, выполняющихся на максимальных тактовых частотах, указана возможность мягкой синхронизации. Под мягкой синхронизацией понимается возможность отложить или отсрочить на какое-то время обработку события (прерывания), в отличие от жесткой синхронизации, где такое откладывание сделать нельзя. Время отсрочки может меняться, но, понятно, что вместе со временем обработки, не должно превышать периода событий.

Отдельные потоки могут исполняться параллельно на разных устройствах. Выбор программно-аппаратного решения связан не только с необходимостью обеспечить регистрацию потока отсчетов с фотоприемника с частотой  $f_{T\_ФП}$ , но и с задачей обработки отсчетов на разных уровнях алгоритмов. Наиболее приемлемый путь при минимальных затратах на разработку – это использование возможностей ЦСП. Тактовая частота процессора  $f_{T\_ПРОЦ}$  должна превосходить частоту работы ФП:

$$f_{T\_ПРОЦ} \geq f_{T\_ФП} \left( N_{УПР} + m \cdot N_{ВВ} + \sum_i N_{АЛГ1\_i} + N_{АЛГ2} \right), \quad (6)$$

где  $N_{УПР}$ ,  $N_{ВВ}$ ,  $N_{АЛГ1}$ ,  $N_{АЛГ2}$  – количество тактов, затрачиваемых на управление; считывание в буфер отсчета

(при ДКВ  $m = 2$ ); обработку попиксельную и более высоких уровней алгоритмов. Указанное требование в большинстве задач обработки сигналов реализуется за счет построения многоуровневой аппаратуры.



Рис. 6. Схема многоуровневых алгоритмов, потоков команд и их реализации

Трёхуровневая реализация спецпроцессора является основным путем построения устройства. В этом случае обеспечивается как высокое быстродействие, так и реализация большинства алгоритмов. На уровне ПЛИС проводится управление фотоприемником и возможно регистрация потоков отсчетов. На уровне ЦСП организуется попиксельная и построковая обработка, некоторые алгоритмы которой описаны выше. На уровне компьютера завершается обработка и отображается процесс наблюдений.

Разработанный ОЭ-процессор (рис. 1) был использован на радиотелескопе РТ-64 для построения одиночных и интегральных профилей радиоизлучения как секундных, так и миллисекундных пульсаров [8]. Фотоприемник в ОЭ-процессоре работал по способу ВЗН. В цифровой части применен ЦСП типа ADSP 2181. В ЦСП выполнялись описанные выше алгоритмы №1-5. Для реализации остальных алгоритмов требуется ЦСП большей, чем на порядок производительности. На рис. 7а показан одиночный импульс радиоизлучения пульсара PSR 0329+54. На рис. 7б. приведен интегральный профиль, полученный за счет суммирования 200 одиночных импульсов.

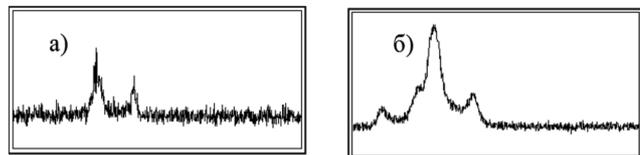
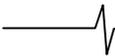


Рис. 7. Профиль одного импульса (а) пульсара PSR 0329+54 и средний интегральный профиль (б), полученные на радиотелескопе РТ-64 (г. Калязин)

Особенности обработки сигналов пульсара PSR 0329+54 следующие. Импульсы появляются с периодом  $T_p = 0,714$  с. Скорость частотного дрейфа импульсов такова, что требует установки частоты продвижения зарядов в регистре ФПЗС 180 кГц, с такой же частотой выводятся отсчеты из ФПЗС. Используется алгоритм цифровой ДКВ, поэтому на каждый отсчет с фотоприемника вводится два отсчета в ЦСП. Амплитуда сигнала от



импульса к импульсу меняется в десятки раз, поэтому уровень амплитуды сигнала устанавливается на уровне десятой части полного диапазона АЦП. Использовался алгоритм потокового накопления кадров в двух буферах. Размер каждого кадра составлял 1000 виртуальных элементов, причем каждый ВСЭ включал 114 отсчетов.

### Заключение

Особенностью ОЭ-процессоров является то, что ЦСП используются не для обработки изображений, а для обработки одномерных или двумерных оптических сигналов, которые могут иметь период единицы микросекунд. Отсюда, как частот бывает, для других систем ощущается недостаточное быстродействие ЦСП. Это же служит ограничением на применение сложных потоковых алгоритмов. Решение этой проблемы, прежде всего, лежит на пути распределенной между элементами (фотоприемником, ЦСП с программируемой логикой и ЭВМ) обработки сигналов. При этом ЦСП выполняет только рутинные низкоуровневые алгоритмы. Даже в этом случае для обработки двумерных оптических сигналов быстродействие ЦСП должно превышать 500 МГц. Поэтому для цифровой обработки сигналов в 2D процессорах [2] мы начинаем использовать ЦСП класса BlackFin (BF537) [17]. В случае применения этих ЦСП для обработки сигналов в 1D процессорах, можно существенно расширить набор используемых алгоритмов, в частности выполнять алгоритмы №7,8.

Автор выражает благодарность сотрудникам Центра оптоэлектронных проблем информатики СПбГПУ (проф., д.ф.-м.н. Лаврову А.П., к.ф.-м.н. Иванову С.И., к.т.н. Круглову С.К., к.ф.-м.н. Саенко И.И.) за совместные разработки ОЭ-процессоров и их применение, сотрудникам АКЦ ФИАН (в первую очередь к.т.н. Орешко В.В.) за проведение совместных наблюдений на радиотелескопе.

### Литература

1. Молодяков С.А. Системное проектирование оптоэлектронных процессоров обработки сигналов. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011.- 226 с., ISBN 978-5-7422-3016-8.
2. Лавров А.П., Молодяков С.А., Саенко И.И. Акустооптоэлектронные устройства в радиоастрономических приемных комплексах. // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление.- 2010.- №4.- С.233-242.
3. Melnick G. J., Stauffer J. R., Ashby M. L. N., et al. The Submillimeter Wave Astronomy Satellite: Science Objectives and Instrument Description. // *Astrophysical Journal*.- 2000.- V.539.- P.77-85.
4. Horn J., Siebertz O., Schmulling F., et al. A 4 x 1 GHz Array Acousto-Optical Spectrometer // *Experimental Astronomy*.- 1999.- V.9.- №1.- P.17-38.
5. Schieder R. Back-end Spectrometers // Seminar new perspectives for Post-HERSCHEL far infrared astronomy from space. Madrid, Sep 1- 4, 2003.
6. Esepkina N.A., Kruglov S.K., Molodyakov S.A., Khai-kin V.B. Data acquisition systems based on DSP for mul-tichannel radioastronomical receivers. // *Astronomy & Astrophysics Transactions*,- 2000.- V.19, №3-4.- P.616-623.
7. Лыпарь Ю.И., Молодяков С.А. Методология системного проектирования аналогоцифровых опто-электронных процессоров обработки сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление.- 2011.- Т.138.- №6.- С.181-190.
8. Молодяков С.А. Оптоэлектронные процессоры с ПЗС фотоприемниками. Конвейерная обработка сигналов. // *Информационно-управляющие системы*. - 2008. - №6.- С. 2-8.
9. Есепкина Н.А., Лавров А.П., Молодяков С.А. Акустооптический компенсатор дисперсии для наблюдения радиоизлучения пульсаров. // *Антенны*. - 2006. - №7.- С. 69-76.
10. Есепкина Н.А., Лавров А.П., Молодяков С.А. Акустооптический компенсатор дисперсии для сжатия импульсов радиоизлучения пульсаров. // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*. 1998.- №2.- С.21-29.
11. Holst G.C. CCD arrays, cameras and displays. SPIE Press.- 1998.- 375p.
12. Молодяков С.А. Управление информационными характеристиками фотоприемника на приборе с зарядовой связью в устройстве ввода изображения в ЭВМ.// *ПТЭ*.- 1987.- №3.- с.71-75.
13. Есепкина Н.А., Илясов Ю.П., Лавров А.П., Молодяков С.А., Орешко В.В. Применение акустооптического процессора для наблюдения радиоизлучения пульсаров // *Письма в ЖТФ*.- 2003.- Т.29, Вып.21.- С.32-39.
14. Esepkina N.A., Lavrov A.P., Molodyakov S.A. Acoustooptical pulsar processor usage for interstellar medium dispersion measurements. // *Proc. SPIE*.- 2005.- V.5447.- P.288-295.
15. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов. - М.: Бинум-Пресс.- 2006.- 656 с.
16. Esepkina N.A., Lavrov A.P., Molodyakov S.A. Acoustooptical pulsar processor frequency scale calibration for increase accuracy measurement of time of arrival radioemission impulses. // *Proc. SPIE*.- 2006.- V. 6251.- P.269-276.
17. Молодяков С.А., Юдин К.Ю. Цифровая камера на сигнальном процессоре BF537 для гибридной пульсарной машины. // Научные исследования и инновационная деятельность: материалы научно-практической конференции, 2009г., СПбГПУ. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2009.- С.56-65.

## FEATURES AND ALGORITHMS OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING IN OPTOELECTRONIC DEVICES

*Molodykov S.A.*

Digital signal processing in optoelectronic devices used in the processing of optical signals from the output of the image sensor. Algorithms for flows digital data processing are discussed as applied to radio astronomy.

УДК 004.421: 520.8

## МЕТОД КАЛИБРОВКИ ЧАСТОТНОЙ ШКАЛЫ ПУЛЬСАРНОГО ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ПРОЦЕССОРА И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЦСП

*Лавров А.П., д.ф.-м.н., профессор кафедры радиофизики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, e-mail: lavrov@cef.spbstu.ru;*

*Молодяков С.А., к.т.н., доцент кафедры информационных и управляющих систем Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, e-mail: molod@cef.spbstu.ru.*

**Ключевые слова:** оптоэлектронный процессор, цифровой сигнальный процессор, акустооптический анализатор спектра, частотная шкала, дрейф, калибровка, перезагрузка программ, передискретизация.

### Введение

Одним из путей создания современных высокопроизводительных систем обработки сигналов является разработка гибридных оптоэлектронных (ОЭ) процессоров, включающих оптические и цифровые узлы. Такие ОЭ-процессоры наряду с высоким быстродействием имеют ряд существенных преимуществ по сравнению, например, с чисто цифровыми процессорами – это простота, дешевизна, надежность работы, а также низкое энергопотребление (на один канал) [1]. В значительной степени указанные преимущества достигаются благодаря применению акустооптических (АО) вычислителей, выполняющих спектральный или корреляционный анализ радиосигналов с эквивалентной производительностью до 1022 оп./сек. ОЭ-процессоры легко встраиваются в действующие системы, так большинство радиотелескопов оснащены радиоспектрометрами с АО анализаторами спектра (АОАС) [2].

Одна из проблем использования ОЭ-процессоров связана с наличием нестабильности (дрейфов) амплитудных и частотных параметров аналогового узла, каким является АОАС [3]. Нестабильность амплитудных параметров в первую очередь связана с изменением с течением времени интенсивности лазерного излучения, а нестабильность частотных параметров связана с зависимостью параметров частотной шкалы от температуры звукопровода АО-модулятора [4]. Учет амплитудной нестабильности в радиоастрономических системах осуществляется традиционным образом – за счет использования модуляционного приема [5]. Рассмотрению методов учета нестабильности параметров частотной шкалы АОАС посвящено недостаточно публикаций, в действующих системах указанные методы применяются редко. В статье представлено описание метода калибровки частотной шкалы и его реализация в пульсарном ОЭ-процессоре с применением цифрового сигнального процессора (ЦСП).

### Пульсарный оптоэлектронный процессор.

#### Постановка задачи

Одним из видов процессоров, которые применяются

*Описан метод калибровки и аппаратура цифровой обработки сигналов в оптоэлектронном процессоре регистрации импульсного радиоизлучения космических источников – пульсаров. Цифровая обработка осуществляется после получения сигнала с выхода аналоговой части процессора. Метод калибровки предусматривает введение нового режима работы процессора, а также измерение основных параметров аналоговой части с целью их учета при получении интегрального профиля импульсов радиоизлучения. Продемонстрирован способ реализации метода, предполагающий использование перезагрузки программ в цифровой сигнальный процессор и вторичную обработку данных.*

в приемных радиоастрономических системах, являются пульсарные процессоры [2]. Они предназначены для регистрации радиоизлучения пульсаров, которые представляют собой нейтронные звезды с высокой и очень стабильной скоростью вращения [6]. Сигналы от пульсаров в виде импульсов широкополосного радиоизлучения с периодом ТР попадают на Землю и регистрируются на радиотелескопах. Импульсное радиоизлучение пульсаров наблюдается в широком диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц. Для импульсов, огибающих излучение, пульсаров характерны малая длительность (5% и менее от периода), переменная форма и амплитуда импульсов и очень стабильный период ТР. Наблюдаемые значения периода лежат в пределах от 1,56 мс для пульсара PSR 1937+21 (миллисекундные пульсары) до 4,31 с для пульсара PSR 1845-19 (секундные пульсары) [6]. Из-за дисперсии в межзвездной среде короткий импульс радиоизлучения пульсара при его наблюдении на Земле дрейфует по частоте в полосе приема от высоких частот к низким. В большинстве случаев малые плотности потоков энергии от пульсара дают на входе приемника отношение с/ш  $\ll 1$ . Задача пульсарного процессора заключается в обработке принимаемого радиоизлучения – в выделении пульсара из-под шума для построения огибающей – профиля импульсов радиоизлучения. Для этого в пульсарных процессорах выполняется компенсация дисперсии, а затем длительное синхронное с периодом ТР накопление сигналов. Компенсация дисперсии при широкой полосе приема – до 100 и более мегагерц выполняется по последдетекторной схеме: спектральная фильтрация радиоизлучения в большом числе  $n$  параллельных каналов ( $n$  – сотни), детектирование сигналов на выходе фильтров, сложение этих сигналов с взаимными задержками, определяемыми дисперсией [6, 7].

Для обработки радиоизлучения пульсаров можно ис-

пользовать ОЭ-процессоры [8, 9]. Первое применение пульсарного ОЭ-процессора проведено авторами совместно с сотрудниками ФИАН в 2002 году на радиотелескопе РТ-64 (г. Калязин) [10]. Обобщенная схема приемного комплекса с пульсарным ОЭ-процессором представлена на рис. 1. В АОАС проводится спектральное преобразование сигнала, а ЦСП обеспечивает первичное интегрирование и обработку данных. Управляющий компьютер выполняет управление СВЧ-приемником, загружает программы, считывает данные из ЦСП, а также обеспечивает отображение текущей информации. Служба времени радиотелескопа поддерживает работу системы в реальном времени.

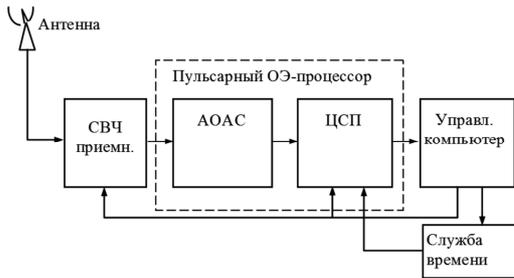


Рис. 1. Пульсарный ОЭ-процессор в приемном комплексе радиотелескопа

Структурная схема АОАС приведена на рис. 2, она хорошо известна [1]. Подлежащий обработке радиосигнал  $s(t)$  после усиления подается на промежуточной частоте на акустооптический модулятор (АОМ). АОМ и Фурье-линза выполняют преобразование Фурье входного сигнала, формируя в выходной плоскости оптическое распределение с интенсивностью  $I(x,t)$ , пространственная координата  $x$  которого линейно связана с частотой  $f$  анализируемых радиосигналов. Выполняется параллельный спектральный анализ скользящей выборки радиосигнала длительностью  $T_{АОМ}$

$$I(n,t) = I(x,t) = I(f,t) = \left| \int_0^{T_{АОМ}} s(t-\tau) \exp(j2\pi f\tau) d\tau \right|^2. \quad (1)$$

Распределение  $I(x,t)$  отражает спектр мощности  $S(f,t)$  скользящей выборки анализируемого сигнала  $s(t)$ . Длительность выборки  $T_{АОМ}$  определяет частотное разрешение – в нашей задаче около 100 кГц.  $N$ -элементный ПЗС-фотоприемник дискретизирует по пространству, детектирует и накапливает во времени распределение  $I(x,t)$ :  $I(n,t) \approx \int I(x_n,t) dt$ . Время интегрирования определяет временное разрешение АОАС.

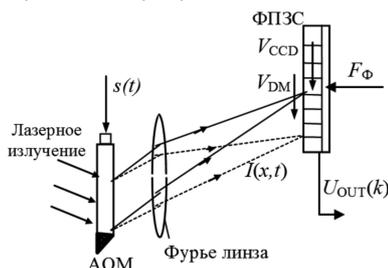


Рис. 2. Структурная схема АОАС

В предложенном нами пульсарном ОЭ-процессоре [9, 11] ФПЗС работает в специальном режиме – режиме временной задержки и накопления (ВЗН) [12]. В этом режиме ФПЗС выполняет дополнительную функцию аналоговой многоотводной суммирующей линии задержки, суммируя сигналы  $I_n(t)$ . Время задержки  $\Delta$  между отводами (соседними элементами ФПЗС) определяется периодом (частотой) управляющих импульсов ФПЗС – фазных напряжений, и поэтому оно изменяется простым способом в широких пределах от единиц до десятков микросекунд.

В ВЗН-режиме зарядовые пакеты ФПЗС под действием управляющих сигналов перемещаются электронным способом вдоль апертуры ФПЗС от одного края к другому подобно непрерывной цепочке (конвейеру). При таком конвейерном режиме работы ФПЗС на выходе формируются отсчеты:

$$U_{OUT}(t) = \sum_{n=1}^N I(t - n \cdot \Delta; n), \quad (2)$$

$$U_{OUT}(k) = \sum_{n=1}^N I(\Delta(k - n); n),$$

где  $n$  – номер частотного канала,  $k$  – номер отсчета во времени. Скорость движения  $V_{CCD}$  зарядовых пакетов ФПЗС определяется внешним управлением (частотой  $F_\Phi$ ):  $V_{CCD} = l F_\Phi$ , где  $l$  – шаг расположения элементов, она должна быть согласована со скоростью изменения частоты в принимаемом радиоизлучении:

$$V_{DM} = \frac{K \cdot f^3}{8,3 \cdot 10^3 DM}, \quad \text{где } K \text{ – константа, определяемая}$$

оптической схемой процессора;  $DM$  – мера дисперсии пульсара, в парсек/см<sup>3</sup>,  $f$  – частота, в МГц. Каждому пульсару соответствует своя мера дисперсии  $DM$ , а значит и своя скорость изменения частоты  $V_{DM}$ , и следовательно своя частота  $F_\Phi$ . Для типичных значений величин  $DM$  и  $f$  частота  $F_\Phi$  изменяется в пределах от десятков до сотен кГц.

При поступлении в ОЭ-процессор широкополосного радиоизлучения пульсара выходной сигнал  $U_{OUT}(k)$  содержит составляющую, соответствующую огибающей импульса радиоизлучения пульсара – одиночный профиль сигнала, который соответствует прохождению одного импульса радиоизлучения пульсара по фотоприемнику. За счет суммирования одиночных профилей в ЦСП, а затем в компьютере формируется интегральный профиль.

Описываемый ОЭ-процессор используется для получения одиночных и интегральных профилей импульсов радиоизлучения секундных и миллисекундных пульсаров [10]. Для более широкого применения ОЭ-процессора, в частности в задаче измерения меры дисперсии радиоизлучения пульсара [11], необходимо обеспечить высокую стабильность получения профиля сигналов радиоизлучения (при неучтенном (паразитном) смещении не хуже 2 мкс [13]). Известны методы термостабилизации рабочего объема АОАС и учета дрейфов параметров частотной шкалы за счет использования калибровки. Термостабилизация требует существенных затрат; так в японском ОЭ-процессоре используется двух-

уровневая термостабилизация (поддерживается  $\pm 0,1$  град в объеме АОАС) [8]. Описаны методы калибровки АО-радиоспектрометров при времени наблюдения десятки минут, основанные или на одном частотном репере, который непрерывно подмешивается к сигналу [14], или на гребенке реперов, которая подается в начале и в конце измерений [15]. Мы предлагаем использовать калибровку частотной шкалы для пульсарного ОЭ-процессора при длительных (более 1 часа) наблюдениях радиоизлучения пульсара. Для применения калибровки необходимо разработать как метод, так и способ его реализации.

### Метод калибровки частотной шкалы

Метод частотной калибровки связан с вводом сигналов эталонных частот, регистрацией отклика на эти частоты, восстановлением частотной шкалы и учетом дрейфа шкалы в выходном сигнале. Известно, что частотная шкала АОАС, т.е. зависимость  $f = f(n)$ , где  $n$  - номер частотного канала, является нелинейной функцией [3]. Поэтому в качестве сигналов эталонных частот мы используем гребенку реперов, аналогично с использованием АОАС на европейском спутнике [15]. Гребенку эталонных частот из-за ВЗН-режима работы ФПЗС нельзя вводить непрерывно, смешивая ее на входе с исследуемым сигналом, в результате появляются два режима работы ОЭ-процессора: «наблюдение» и «калибровка», в которых входными сигналами процессора являются или сигнал от антенны  $S_A$ , или сигнал  $S_K$  от генератора гребенки эталонных частот. Распределение интенсивности  $I(x, t)$  в АОАС регистрируется в первом случае с использованием режима ВЗН, а во втором – традиционно «кадрового» режима работы ПЗС-фотоприемника.

Рассмотрим связь между временем прихода импульса и частотными характеристиками; определим параметры частотной шкалы, которые нужно измерять при калибровках. Импульс радиоизлучения пульсара проходит от начальной частоты  $f_1$  частотной шкалы АОАС до конечной частоты  $f_2$  через полосу  $\Delta f = f_1 - f_2$ , и на выходе ФПЗС появляется отклик. В системе Службы времени радиотелескопа рассчитывается и вырабатывается импульс, соответствующий периоду повторения  $T_P$  импульсов радиоизлучения пульсара (привязка во времени к шкале всемирного времени не хуже 100 нс). Время прихода импульсов радиоизлучения определяется по максимуму выходного сигнала ОЭ-процессора относительно этого импульса. Смещение измеряемого времени прихода может быть вызвано двумя причинами: смещением всей шкалы АОАС как единого целого (одинаково изменяются частоты  $f_1$  и  $f_2$ ) и изменением времени прохождения  $\Delta t$  из-за изменения полосы частот  $\Delta f$ . Смещение (сдвиг) времени прихода импульса можно определить как  $\Delta T = \Delta T_0 + \Delta T_M$ , где  $\Delta T_0$  – сдвиг импульса за счет смещения всей шкалы. При этом  $\Delta T_M$  – сдвиг из-за изменения масштаба частотной шкалы.  $\Delta T_0 = \Delta N_0 \cdot m_{f_0} / V_{CCD}$ , где  $\Delta N_0$  – смещение шкалы, измеренное в элементах фотоприемника;  $m_{f_0}$  – масштаб частотной шкалы

$m_{f_0} = \frac{\Delta f}{N}$ ;  $N$  – количество ПЗС-элементов в частотном диапазоне  $\Delta f$ .  $\Delta T_M = \Delta t_{CCD} - \Delta t_{KAL}$ , где  $\Delta t_{CCD}$  и  $\Delta t_{KAL}$  – время прохождения импульса пульсара по частотному

диапазону (по фотоприемнику) при начальном масштабе  $m_{f_0}$  и при масштабе, полученном после калибровки

$$m_{f_{KAL}}, \quad \Delta t_{CCD} = \frac{N_0 \cdot m_{f_0}}{V_{CCD}}; \quad \Delta t_{KAL} = \frac{N_0 \cdot m_{f_{KAL}}}{V_{CCD}}, \quad \text{где } N_0 -$$

номер элемента, соответствующего центральной частоте  $f_0$  АОАС. В результате смещение импульса пульсара, связанное с изменениями параметров частотной шкалы, можно определить в виде:

$$\begin{aligned} \Delta T &= \Delta T_0 + \Delta T_M = \\ &= \frac{\Delta N_0 \cdot m_{f_0}}{V_{CCD}} + \frac{N_0 (m_{f_0} - m_{f_{KAL}})}{V_{CCD}}. \end{aligned} \quad (3)$$

Исходя из сказанного, для компенсации смещения (3) при каждой калибровке необходимо измерять два параметра: смещение шкалы  $\Delta N_0$  и новый ее масштаб  $m_{f_{KAL}}$ . Последовательность операций алгоритма калибровки может быть следующей:

1. Поиск положения (центров тяжести)  $n_K$  частотных реперов  $f_K$ .

2. По полученным оценкам  $n_K$  построение аппроксимирующей зависимости  $f_A(n)$  частотной шкалы.

3. Нахождение смещения частотной шкалы  $\Delta N_0 = (N_0 - n_{0A})$ , где  $N_0$  – начальное (исходное) значение координаты элемента фотоприемника для центральной частоты  $f_0$  процессора;  $n_{0A}$  – новое значение координаты частоты  $f_0$ , полученное из зависимости  $f_A(n)$ .

4. Нахождение нового масштаба частотной шкалы  $m_{f_{KAL}}$ , вычисленного с использованием аппроксимирующей зависимости  $m_{f_{KAL}} = \frac{f_1 - f_2}{n_{1A} - n_{2A}}$ , где  $n_{1A}$  и  $n_{2A}$  –

координаты частот  $f_1$  и  $f_2$ , которые близки к краям частотной шкалы АОАС.

5. Суммирование профилей импульсов при получении интегрального профиля с учетом  $\Delta T$  (3) изменения параметров (дрейфа) частотной шкалы.

Перечисленные операции можно осуществлять как в ЦСП, так и в управляющем компьютере, как в реальном времени, так и при вторичной обработке. Причем, в любом случае ЦСП должен поддерживать два переключаемые во времени режима «наблюдение» и «калибровка».

Предлагаемый метод предусматривает включение в приемную систему радиотелескопа новых элементов: коммутатора и генератора частотных реперов (рис. 3). Коммутатор по сигналу управления  $U_{CH}$ , поступающий с периодом  $T_{CH}$ , подает на вход ОЭ-процессора сигнал антенны  $S_A$ , или сигнал генератора реперов  $S_K$ . Указанное переключение проводится в процессе получения одного интегрального профиля в течение времени  $\tau$ , причем часть времени (около 1 мин) данные накапливаются в ЦСП, а полное накопление (до нескольких часов) осуществляется в компьютере. Такое двухэтапное накопление выбрано исходя из необходимости непрерывного обновления данных на экране управляющего компьютера, причем на экране наблюдаются данные, как профиля импульсов, так и частотных реперов. Период переключения  $T_{CH}$  в наших наблюдениях на РТ-64 составлял около 10 мин. В качестве частотных реперов мы выбра-

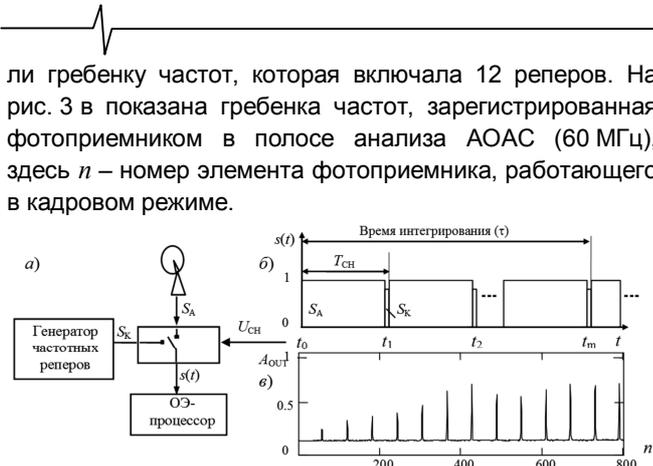


Рис. 3. Схема включения ОЗ-процессора с коммутатором (а), временная диаграмма сигналов (б) и отклик ОЗ-процессора на гребенку частотных реперов (в)

### Реализация метода с использованием ADSP 2181 и перезагрузки программ

В качестве основы построения цифровой части ОЗ-процессора мы использовали ЦСП фирмы Analog Devices ADSP2181 (рис. 4). ЦСП выполняет управляющие функции для ФПЗС, а также накапливает, передает и принимает данные из компьютера через интерфейс RS232. На шину ЦСП подключены дешифратор адреса портов ввода-вывода, регистр управления (РУ) и регистр данных (РД). Формирователь импульсов управления ФПЗС по тактовым импульсам  $f_T$  вырабатывает сигнал старта АЦП *Start* и два сигнала управления *CLK* и *ROG* для линейного ФПЗС Sony ILX703 (2048 элементов) [16]. Временная диаграмма зависит от программы, загруженной в ЦСП. При кадровом режиме работы ФПЗС вырабатывается один импульс *ROG*, по которому зарядовые пакеты переносятся из регистра накопления в выходной регистр. После этого передаются 2048 импульсов *CLK*, по которым осуществляется вывод зарядовых пакетов из фотоприемника. При ВЗН-режиме каждый импульс *ROG* сопровождается импульсом *CLK*, и сигналы из ФПЗС на видеоусилитель и АЦП поступают непрерывной цепочкой. На каждый отсчет из ФПЗС поступает два импульса *Start* и соответственно вырабатываются два импульса *End*, которые подаются на вход запроса прерывания ЦСП. Это сделано для использования алгоритма цифровой обработки – двойной коррелированной выборки [17], который позволяет уменьшить шумы считывания и вычесть постоянное смещение из сигнала с ФПЗС. Частоту тактовых импульсов  $f_T$  задает синтезатор типа AD9835, который программируется через последовательный интерфейс при начальной загрузке программы. При наблюдении для каждого пульсара в зависимости от его параметра *DM* вычисляется своя скорость движения  $V_{CCD}$  зарядовых пакетов в ФПЗС и соответственно своя частота  $f_T$ , которая может составлять 1-10 МГц. Для режима калибровки тактовая частота  $f_T$  соответствует частоте сдвига зарядовых пакетов в ФПЗС  $F_{\Phi}=100\text{кГц}$ .

Приоритеты прерываний в ЦСП определены следующим образом: наивысший имеет  $IRQ_2$  (чтение данных с АЦП), следующий  $IRQ_1$  (импульс периода  $T_P$  инициализирует начало следующего кадра отсчетов), а минимальный – прерывание таймера. По таймерному прерыванию происходит передача данных из ЦСП в управ-

ляющий компьютер. Процессор имеет двойные (теневые) переключаемые регистры, что вызывает определенные трудности при обработке многих вложенных прерываний. Для исключения неоднозначности содержания регистров при обработке прерывания  $IRQ_2$  запрещаются другие прерывания, кроме того, рабочие регистры в обработчиках прерываний  $IRQ_2$  и  $IRQ_1$  используются через стек.

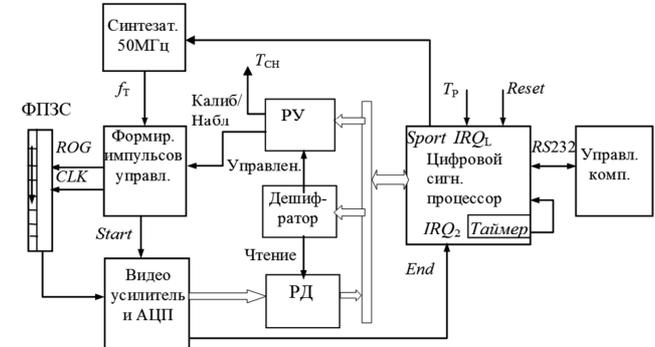


Рис. 4. Структурная схема цифровой части ОЗ-процессора с ADSP 2181

ЦСП выполняет следующие функции обработки: цифровая двойная коррелированная выборка; суммирование последовательно идущих отсчетов; суммирование кадров в словах расширенной разрядности. Более подробно функции обработки описаны в [17]. Программа ЦСП (рис. 5) включает следующие модули: обработчики прерываний, монитор реального времени, программы записи отсчетов в один из двух буферов, переключения буферов, передачи накопленных данных, приема команд управления и программа программирования синтезатора. Два буфера памяти в ЦСП применяются для обеспечения параллельности двух операций: суммирования данных в ЦСП и передачи в компьютер. Переключение буферов происходит перед передачей данных в компьютер после накопления /суммирования кадров в течение 1 мин.

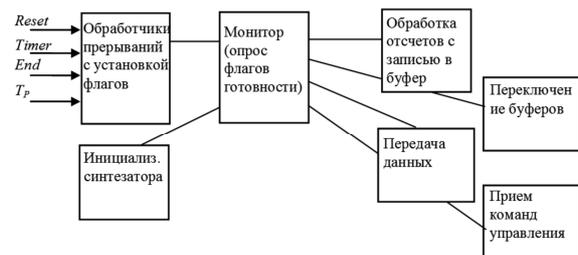


Рис. 5. Структура программы ЦСП

Особенность программного обеспечения заключается в том, что оно должно реализовать, как было сказано, два режима «наблюдение» и «калибровка». Нами было использовано решение распределенной между ЦСП и компьютером обработки: для каждого режима своя программа ЦСП, свое окно на рабочем экране компьютера. Совместить режимы в одной программе ЦСП оказалось сложно, прежде всего, из-за недостаточности памяти в ЦСП.

Общий алгоритм наблюдений с калибровкой следующий. В начальном диалоге выбирался исследуемый пульсар  $PSR(DM, f_T, T_P)$ , задавалось общее время наблюдений, период калибровок ( $T_{CH}$ ). Затем в ЦСП за-

гружалась программа, обеспечивающая режим «калибровка», при которой прерывание от сигнала периода пульсаров  $T_p$  отключалось, период накопления 10 мс вычислялся в ЦСП, фотоприемник работал в режиме кадрового накопления, в ЦСП суммировалось 10 кадров отсчетов с ФПЗС. Управляющий компьютер после приема кадра калибровки (рис. 3 в) передавал в ЦСП программу, обеспечивающую режим «наблюдение». В этом режиме фотоприемник работает в ВЗН-режиме и выполняются ранее описанные алгоритмы обработки и передачи данных.

Особенность переключения режимов «наблюдение» и «калибровка» заключается в том, что при изменении временных диаграмм управляющих сигналов ФПЗС в нем наблюдается переходной процесс. Поэтому после переключения режима приходится несколько первых кадров «сбрасывать», не передавая их в ЦСП. Нами определено максимальное время переходного процесса 100 мс, что соответствует «сбросу» 10 кадров отсчетов в режиме «калибровка» и до 100 кадров в режиме «наблюдение» (в зависимости от периода  $T_p$  пульсара).

Для организации «сброса» данных можно использовать несколько возможностей: запрет выработки сигналов Start АЦП, запрет прерывания в ЦСП от сигнала End АЦП, анализ флага разрешения в программе обработки прерывания. Включение режима «сброса» должно быть синхронизовано с началом кадра, то есть с импульсом периода  $T_p$ . Мы использовали самый простой вариант – режим программного «сброса», то есть третью из перечисленных возможностей. Пример программы обработки прерывания, в которой анализируется флаг *FlagSt* разрешения записи отсчетов с ФПЗС, приведен в табл.1. Особенность программы заключается в том, что в ней используется всего один регистр, значение которого при входе сохраняется, а при выходе восстанавливается из стека. Режим программного «сброса» увеличил на три числа команд обработчика прерываний, тем самым увеличил минимальную длительность периода отсчетов с

ФПЗС, которые может обрабатывать ЦСП. Такое увеличение не является критичным, так как общее количество команд, которые тратятся на обработку одного отсчета, близко к 100 командам ЦСП.

Таблица 1. Программа обработки прерывания по сигналу End АЦП ( $IRQ_2$ )

№	Команда ЦСП	Примечание
1.	Irq2sub: dm(stek1) = ay1;	Сохранение регистра в стеке Чтение флага разрешения записи отсчетов Анализ флага Установка флага готовности текущего отсчета Чтение отсчета из АЦП Сохранение отсчета во временной переменной Восстановление регистра Выход из обработчика прерываний
2.	ay1 = dm(FlagSt);	
3.	none = pass ay1;	
4.	if eq jump mm1m;	
5.	ay1 = 1;	
6.	dm(Flag) = ay1;	
7.	ay1 = IO(adc_reg);	
8.	dm(Temp_Item) = ay1;	
9.	mm1m:ay1 = dm(stek1);	
10.	rti;	

Два режима работы ОЭ-процессора отражены в основном окне программы наблюдения (рис. 6). Основное пространство окна занимают 3 зоны графиков: текущий профиль импульса пульсара, полученный из ЦСП; профиль, накопленный в компьютере и частотные реперы сигнала калибровки. В зоне графика калибровки имеется возможность следить за помеховой обстановкой в частотном диапазоне работы приемного комплекса с АОАС. В информационной зоне статистики можно наблюдать ряд параметров, такие как время начала и окончания наблюдений, текущее время, параметры пульсара и др. Внизу окна расположена строка статуса, в которой отображаются комментарии к элементам окна и пунктам меню при наведении на них курсора «мыши».



Рис. 6. Рабочее окно программы наблюдения

Итогом работы программы в управляющем компьютере является выходной файл (рис. 7), в котором чередуются кадры калибровок (рис. 3) и наблюдений. В файле (рис. 7а) последовательно записаны: кадр калибровок (нижний уровень), 10 профилей импульса пульсара PSR 1937+21 из ЦСП (верхний уровень) и таким образом повторяется далее.

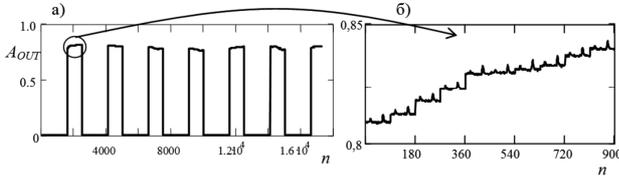


Рис. 7. Файл наблюдений и профили импульсов пульсара PSR 1937+2.

На рис. 7б показаны 10 профилей импульсов пульсара, полученные после 50000 суммирований в ЦСП ( $n$  – номер элемента в файле наблюдений). Наблюдается смещение среднего уровня сигнала ОЭП, что не влияет на форму итогового интегрального профиля.

### Алгоритм и программа корректировки данных с учетом калибровки

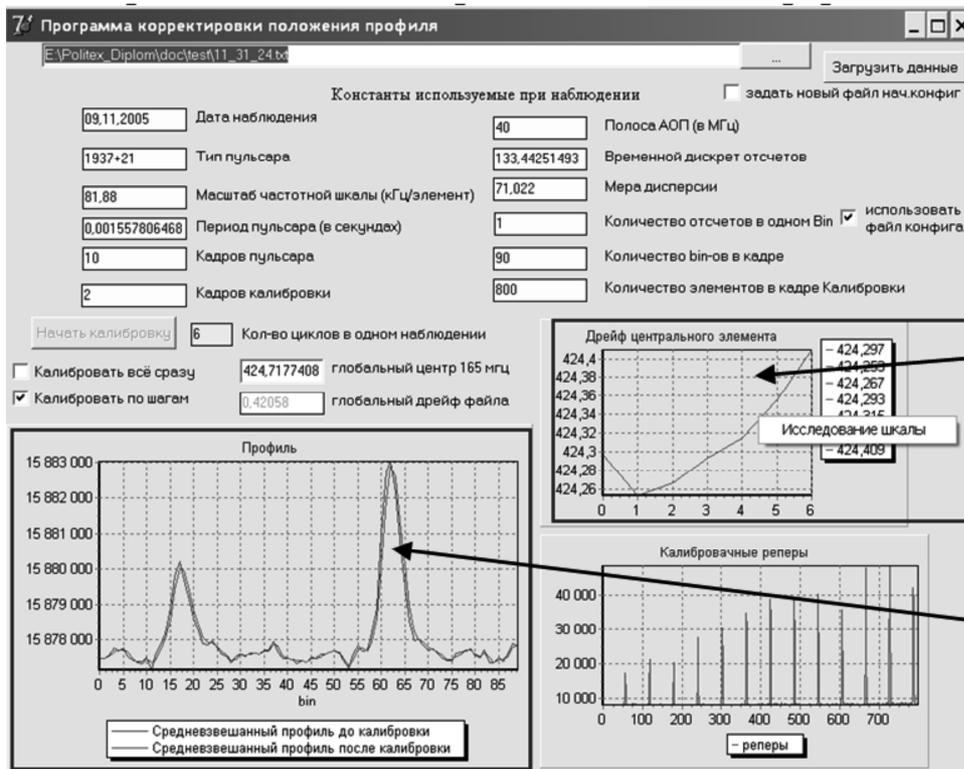
Последним этапом обработки данных радиоизлучения пульсаров с целью построения итогового профиля импульсов является процесс корректировки данных. На этом этапе производится не только построение итогового интегрального профиля из отдельных промежуточных профилей импульсов после их корректирования, но и необходимая визуализация. Для реализации указанных операций мы разработали программу вторичной обработки.

Программа осуществляет ввод данных из файла, по-

лученного в результате работы программы наблюдения (рис. 7). В заголовке каждого файла указаны основные параметры пульсара и режима наблюдения. Рабочее окно программы приведено на рис. 8. При обработке файла наблюдений оператор имеет возможность видеть смещение (коррекцию положения) накопленного профиля и смещение частотной шкалы на каждом шаге (обработке очередного кадра калибровки и 10 кадров наблюдений). Итоговый интегральный профиль может быть сохранен в выходном файле в текстовом формате.

Программа реализует все пять этапов алгоритма калибровки. При поиске максимумов частотных реперов центр тяжести  $n_T = \sum_i U_i n_i / \sum_i U_i$  определяется по

пяти отсчетам вокруг найденного максимума. Учитывается, что ширина максимумов соответствует 2-3 элементам фотоприемника по уровню 0,5. Аппроксимирующая зависимость  $f_A(n)$  строится методом наименьших квадратов. На экране компьютера отображается координата  $n_{0A}$  для центральной частоты  $f_0$ , вычисленная по полученной зависимости (рис. 8). Суммирование промежуточных профилей импульсов для получения интегрального профиля осуществляется таким образом, что суммируются десять подряд идущих промежуточных профилей, затем они сдвигаются с учетом  $\Delta T$  (3) и суммируются в итоговый интегральный профиль. Для реализации сдвига используется прием передискретизации [17]. Первоначально проводится десятикратное размножение отсчетов с использованием линейной интерполяции; затем сдвиг размноженных отсчетов на  $round(10 \cdot \Delta T)$  элементов; в конце восстановление исходного количества путем суммирования по десять подряд идущих отсчетов (десятикратная децимация).



Координата  $n_{0A}$  для центральной частоты  $f_0$

Интегральный профиль до и после калибровки

Рис. 8. Рабочее окно программы вторичной обработки

Таким образом, предложен метод калибровки данных, который можно использовать при проведении длительных сеансов регистрации радиоизлучения, проводимых в резное время при разных условиях. Разработаны аппаратные и программные средства, в которых реализована калибровка частотной шкалы АОАС. В процессе наблюдений происходит переключение режимов «наблюдение» – «калибровка» и соответственно перезагрузка программ управления ФПЗС и обработки данных ЦСП. В программе работы ЦСП учтена необходимость выделения времени на переходной процесс при смене режимов работы фотоприемника. Для измерения параметров частотной шкалы используется набор из 12 частотных реперов. При корректировке данных наблюдений – сдвиге профилей импульсов используются методы размножения и децимации отсчетов. За счет использования калибровки для ОЭ-процессора повышена на порядок точность определения времени прихода импульсов радиоизлучения пульсаров (2 мкс). Описанный алгоритм калибровки используется нами для корректировки положения профиля пульсаров в ОЭ-процессоре на радиотелескопе РТ-64 (г. Калязин) [18]. Авторы выражают благодарность сотрудникам ПРАО АКЦ ФИАН, работающим под руководством к.т.н. Орешко В.В. за участие и организацию наблюдений на радиотелескопе РТ-64, и коллегам к.ф.-м.н. Иванову С.И., к.ф.-м.н. Саенко И.И. и к.т.н. Круглову С.К. за участие в обсуждении результатов исследований и разработке элементов ОЭ-процессора.

#### Литература

1. Гусев О.Б., Кулаков С.В., Разживин Б.П., Тигин Д.В. Оптическая обработка радиосигналов в реальном времени. Радио и связь. М., 1989, 136с.
2. Лавров А.П., Молодяков С.А., Саенко И.И. Акустооптические процессоры в радиоастрономических приемниках // Антенны.- 2009.- №7.- С.45-55.
3. Ivanov S.I., Lavrov A.P., Molodyakov S.A., Saenko I.I. Acousto-optical spectrometers' frequency performance stability // Proc. SPIE.- 2004.- V.5381.- P.253-257.
4. Виленский А.В., Лысой Б.Г., Чередниченко О.Б. Компенсация температурного дрейфа волны настройки акустооптического спектрофотометра // Квантовая электроника.- 2002.- Т.32.- №3.- С.232-234.
5. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры, М.: Наука, 1973.- 416с.
6. Манчестер Р., Тейлор Дж. Пульсары.- М.: Мир, 1980.- 315с.
7. Илясов Ю.П., Орешко В.В., Дорошенко О.В. Пульсарный комплекс ФИАН на радиотелескопе ТНА-1500 ОКБ МЭИ в Калязине // Труды ФИАН. – 2000. – Т.229. – С.95-104.
8. Hanado Y., Imae M., Sekido M. Millisecond Pulsar Observation System Using Acousto-Optic Spectrometer // IEEE Trans. On Instrum. and Measurement.- 1995. - V.44, N2.- P.107-109.
9. Есепкина Н.А., Лавров А.П., Молодяков С.А. Аку-

стооптический компенсатор дисперсии для сжатия импульсов радиоизлучения пульсаров. // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 1998.- №.2.- С.21-29.

10. Есепкина Н.А., Илясов Ю.П., Лавров А.П., Молодяков С.А., Орешко В.В. Применение акустооптического процессора для наблюдения радиоизлучения пульсаров // Письма в ЖТФ.– 2003.– Т.29.- Вып.21.- С.32-39.

11. Есепкина Н.А., Лавров А.П., Молодяков С.А. Акустооптический компенсатор дисперсии для наблюдения радиоизлучения пульсаров. // Антенны. – 2006. – №7. – С.69-76.

12. Барб Д.Ф. Режим задержки и интегрирования в приемниках изображения // Полупроводниковые формирователи сигналов изображений. Сб. статей / Под ред. П.Йесперса, Ф.Ван де Виле и М.Уайта.- М.: Мир, 1979.- С.499-510.

13. Орешко В.В. Инструментальная погрешность хронометрирования пульсаров. Комплекс АС-600/160. // Труды ФИАН.- 2000.- Т.229.- С.110-118.

14. Саенко И.И., Круглов С.К., Розанов С.Б., Соломонов С.В. Оптоэлектронный спектрометр для комплекса дистанционного зондирования атмосферы на миллиметровых волнах // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Серия: Информатика. Телекоммуникации. Управление, 2010.- №4(103).- С.243-249.

15. Melnick G. J., Stauffer J. R., Ashby M. L. N., et al. The Submillimeter Wave Astronomy Satellite: Science Objectives and Instrument Description. // The Astrophysical Journal.- 2000.- V.539.- P.77-85.

16. ILX703A - 2048-pixel CCD Linear Image Sensor (B/W). Datasheet. <http://www.ic-on-line.cn>

17. Молодяков С.А. Особенности и алгоритмы цифровой обработки сигналов в оптоэлектронных процессорах // Цифровая обработка сигналов. В печати.

18. Esepkina N.A., Lavrov A.P., Molodyakov S.A. Acousto-optical pulsar processor frequency scale calibration for increase accuracy measurement of time of arrival radio-emission impulses // Proc. SPIE.- 2006.- V. 6251.- P.269-276.

#### METHOD OF CALIBRATING THE FREQUENCY SCALE PULSAR OPTOELECTRONIC PROCESSOR AND ITS IMPLEMENTATION USING A DSP

*Lavrov A.P., Molodykov S.A.*

Described calibration method and apparatus for digital signal processing in optoelectronic processor registration pulsed radio emission of cosmic sources – pulsars. Digital processing is carried out after receiving a signal from the output of the analog part of the processor. The calibration method involves the introduction of a new mode of the processor, and the measurement of the main parameters of the analog section in order to incorporate them into the profile of the resulting integral radio pulses. Show you how to implement the method using reset program in the digital signal processor and a secondary processing.

## СТАТИСТИЧЕСКАЯ НЕДОСТОВЕРНОСТЬ РАСПРОСТРАНЁННЫХ КРИТЕРИЕВ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ИСКАЖЁННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

*Голованов Р.В., аспирант Национального исследовательского университета «МИЭТ», г. Зеленоград,  
e-mail: golovanovrv@gmail.com;*

*Калиткин Н.Н., член-корреспондент института прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН, г. Москва,  
e-mail: kalitkin@imamod.ru.*

**Ключевые слова:** обработка изображений, критерии качества, базы тестовых изображений.

### Введение

При передаче изображения по каналам связи возникают различные искажения. Часть из них связана с техническими сбоями каналов (в числе которых может быть передача по воздуху). Другая часть намеренно вводится при сжатии изображения, если требуется существенно уменьшить количество передаваемой информации. В обоих случаях в искаженном изображении вместо истинной яркости  $n$ -го пикселя  $x_n$  будет стоять изменённое число  $y_n$ . Пользователь должен судить об исходном изображении по полученному искаженному изображению.

Разработка, как аппаратуры, так и способов сжатия с потерями направлены на получение достаточно хорошего качества переданного изображения. При тестировании такой работы можно предложить пользователю большой набор исходных изображений и переданных искажённых изображений, чтобы пользователь визуально оценил качество. Для аккуратного тестирования необходимо привлекать большую группу испытуемых и чётко регламентировать процедуру сравнения. Это очень трудоёмкая и дорогостоящая работа, аналогичная экспериментам в физике и технике. Для каждого нового устройства или нового метода обработки изображений такую процедуру необходимо повторять заново. Поэтому на практике действуют иначе. Создают базу эталонных и искаженных изображений и один раз выполняют экспертную оценку качества изображений ( $MOS$  – mean opinion score). Далее по массивам  $x_n$  и  $y_n$  пытаются построить некоторый индекс качества – математическую функцию от массивов яркостей  $f(X, Y)$ . Если ухудшению экспертной оценки соответствует убывание этой функции, то данным индексом качества можно пользоваться при конструкторско-исследовательской работе вместо проведения новых экспертных оценок.

Актуальной проблемой является построение формального критерия оценки качества искажённого изображения. Сейчас известны десятки таких критериев, и этому вопросу посвящена обширная литература [1-10 и др.]. Первоначально исследователи исходят из некоторых естественных идей и получают достаточно простые

*Проведён критический анализ наиболее популярных баз тестовых изображений TID2008 и LIVE. Предложен метод объединения этих баз. Проведено сравнение 19 различных критериев оценки качества искажённых изображений. Показано, что сравнение критериев по коэффициентам корреляции Пирсона, Спирмена и Кендалла является не информативным. Предложено проводить сравнение по отношению стандартных уклонений базы и критерия. Проведено ранжирование критериев по этому правилу и показано, что даже лучшие критерии статистически недостоверны.*

критерии. На практике они не очень хорошо совпадают с экспертными оценками. Их начинают усложнять, нередко эклектичным образом, и при этом вводят ряд свободных (подгоночных) параметров. Итоговые формулы зачастую оказываются весьма громоздкими, а их адекватность человеческому восприятию – не очевидной. Здесь мы рассмотрим 19 критериев наиболее популярных в научно-исследовательских работах.

Известно несколько баз для тестирования самих критериев [1, 2 и др.]. Эти базы отличаются не только набором исходных искажённых изображений, но и принципом получения экспертных оценок. Поэтому один и тот же критерий на разных базах может получать не одинаковые средневзвешенные оценки, а ранжирование группы критериев оказывается зависящим от базы. Эта проблема недостаточно исследована в литературе. Требуется проведение тщательного анализа самих баз: насколько хорошо структурированы данные, каковы стандарты приведенных чисел (статистический разброс экспертных оценок), насколько чётко формулировались инструкции экспертам и проверялась ли правильность их понимания.

### Тестовые базы

Рассмотрим наиболее популярные базы тестовых изображений, которые являются публично доступными.

**База TID2008** является самой объёмной по количеству тестовых изображений. Она опубликована в 2008 году и сейчас готовится её новая версия. База содержит 25 оригинальных изображений (24 естественных изображения из базы Кодак [3] и одно искусственное). Для каждого оригинала брались 17 искажений различных типов. Каждое искажение представлено 4-мя уровнями интенсивности, соответствующие примерно 21, 24, 27, 30 дБ по критерию PSNR. Таким образом, общее количество изображений в базе 1700.

Типы представленных искажений многообразны.

Здесь содержатся несколько видов шумовых помех, артефакты от сжатия, дефекты передачи по каналам связи, искажения в результате цветовой коррекции и некоторые специфические типы. Многие типы искажения встречаются только в этой базе. Кроме того разработчики базы хорошо упорядочили весь материал. Это легко позволяет выделять и отдельно обрабатывать изображения, группируя их по оригиналам, типам искажений и даже интенсивностям.

Для получения экспертных оценок использовался метод попарного сравнения искажённых изображений для данного оригинала. Каждому эксперту предлагалось из двух искажённых изображений выбрать то, которое меньше отличается от оригинала. Для получения результата необходимо было выполнить попарное сравнение 68-ми тестовых изображений, то есть проделать 2210 сравнений по каждому оригиналу. Но человеку трудно выполнить такое число сравнений. Поэтому использовалась Швейцарская система оценивания (она часто используется при проведении шахматных турниров). Предварительно 68 искажённых изображений разбили случайным образом на 34 пары и показали их по очереди данному респонденту. Изображению, «выигравшему» в сравнении, зачислялся 1 балл. Далее в парном сравнении участвовали изображения с одинаковым количеством баллов и так 9 раз. Каждый эксперт сделал по  $34 \times 9 = 306$  парных сравнений.

В проведение эксперимента было привлечено 838 участников из разных стран. Каждое тестовое изображение в среднем оценили 33 эксперта. При обработке первичных данных были исключены некоторые результаты, сильно выбивавшиеся из общей картины. Окончательные экспертные оценки представлены в шкале от 0 до 9, где 0 соответствует наихудшему качеству, а 9 – наилучшему. В базе приведена дисперсия MOS, равная 0.63 балла. Поскольку средняя оценка получалась по 33 экспертным, стандартное отклонение средней оценки равно 0.140 балла. Эта очень важная информация; не все базы её содержат.

Укажем недостатки база TID2008, в том числе и отмечаемые её авторами [4].

1. Отсутствуют суперпозиции искажений разных типов, хотя в реальной жизни приходится иметь дело именно с суперпозициями.

2. Эксперты не всегда правильно понимали инструкцию. Особенно это заметно на искажениях контраста. Изображения с 20-40% увеличением контраста выглядели лучше оригинала, и эксперты повышали им оценку вместо занижения.

3. Следовало бы дать не среднюю дисперсию по всей базе, а дисперсии (стандарты) для каждого искажённого изображения отдельно. Это позволило бы признать более достоверные статистические обработки.

**База LIVE** – одна из первых тестовых баз, предложенная в 2006 году. Основой для базы стали 29 изображений с различным содержанием. Для каждого оригинала в среднем предлагается по 26 искажённых изображений. В таких изображениях присутствует один тип искажения из 5 наиболее часто употребляемых (сжатия JPEG и JPEG2000, белый шум, гауссово размытие и смазывание).

В получении экспертных оценок было задействовано 138 человек. Большинство из них имеют образование в области цифровой обработки сигналов. Каждый участник оценивал искажённое изображение в баллах от 1 (очень хорошее) до 100 (очень плохое). При этом на экране одновременно показывалось лишь одно искажённое изображение, а оригинал не предоставлялся. Это психологически затрудняло эксперта выставление количественной оценки, несмотря на предварительный тренинг. Каждый эксперт физически не мог оценить все 779 искажений. Поэтому эксперимент проводился в 7 сессий: по две для JPEG и JPEG2000, по одной для других типов искажений. Каждому искажённому изображению приписывалась усреднённая по всем экспертам оценка.

Предварительно проводилась обычная статистическая обработка. Исключались отдельные экспертные оценки, отличие которых от средних были статистически недостоверным. В очищенном материале на каждое искажённое изображение приходится в среднем по 30 экспертных оценок. Стандартное отклонение составляет 2.33 балла. Эта база по-прежнему пользуется спросом во многих исследовательских работах. Основные причины: наличие самых востребованных типов искажений и сравнительно большой объём базы.

Отметим ряд недостатков базы LIVE.

1. Материал структурирован хуже, чем в базе TID2008. Можно группировать по эталонным изображениям и типам искажений, но нельзя сгруппировать по интенсивностям.

2. Количество типов искажений не велико и отсутствуют их суперпозиции.

3. Не приведены стандарты для каждой усреднённой оценки.

**Другие базы** пока ещё не получили широкого распространения, но уже встречаются в некоторых исследовательских работах. Здесь коротко опишем основные параметры баз Cornell-A57 [5], IVC [6], Toyama-MICT [7] и CSIQ [8]. Почти все они уступают базам LIVE и TID2008 по количеству рассматриваемых типов искажений и по количеству тестовых изображений. База Cornell-A57 содержит всего 54 тестовых изображения с 6 стандартными видами искажений. В базе IVC предложено 185 тестовых изображений 4-х видов искажений, полученных по 10 эталонам. Toyama-MICT состоит из 168 тестовых изображений, полученных как результат сжатия JPEG и JPEG2000. Основой для базы CSIQ служат 30 эталонных изображений. Для каждого из них были получены 4-5 тестовых изображений для 6 различных видов искажений, что составляет 866 тестовых изображений. Видно, что все четыре базы по числу типов искажений заметно уступают базе TID2008. При этом три из них по объёму заметно уступают базе LIVE. Поэтому далее мы будем работать только на базах LIVE и TID2008.

## Объединение баз

### Проблема

Критерии качества следует тестировать не на одной базе, а на возможно большем числе баз. Это даёт более объективную оценку критерию. Обычно разработчики



критериев приводят значения коэффициентов корреляции на каждой из баз и по этим результатам делают выводы. Зачастую один и тот же критерий в сравнении с другими оказывается на разных местах в разных базах после ранжирования. Заметное отличие в занимаемых местах (дисперсия номера места) указывает на нестабильность критерия. Зависимость MOS от критерия можно проиллюстрировать на точечном графике. Чем лучше облако точек похоже на узкую монотонную кривую, тем адекватнее и стабильнее работает критерий. Критерий VIF [9] был признан лучшим по результатам наших прошлых работ [10]. Структуры облаков в базе TID2008 и LIVE показывают, что даже для лучшего критерия зависимость не является функцией. Тем не менее, облака MOS(VIF) в обеих базах подобны друг другу.

Попытки окончательного ранжирования одновременно по всем базам раньше предпринимались [10, 11], но оказались не вполне удачными. Итоговое ранжирование удобнее сделать, если предварительно объединить все тестовые базы в одну (совместить облака точек друг с другом). Далее мы опишем методику объединения на примере баз TID2008 и LIVE по критерию VIF.

### Анализ TID2008

Первый шаг – это анализ облака точек для зависимости MOS(VIF). График этого облака приведён на рис. 1. Точки основного скопления отмечены маркером «x». Скопление похоже на эллипс. Ниже эллипса в средней части графика бросается в глаза небольшое скопление точек, обозначенных маркером «o». Для критерия VIF это единственное исключение. Отметим, что есть ряд критериев, которые имеют несколько скоплений точек, выбивающихся из основной массы.

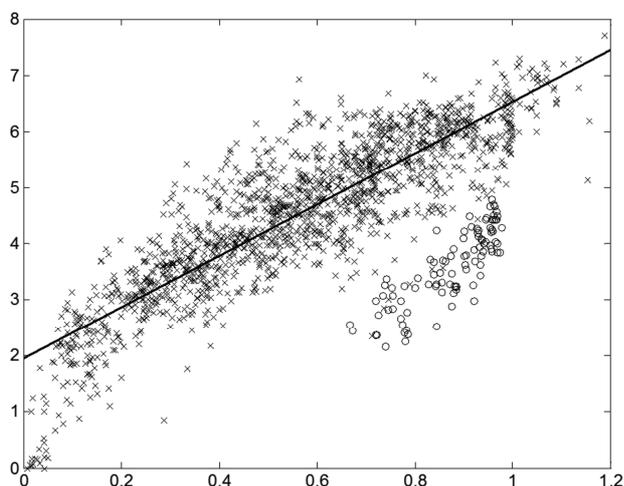


Рис. 1. Критерий VIF на базе TID2008.

○ – искажения типа №15, × – все остальные типы искажения, прямая – линейная регрессия

По неоднородности облака точек можно судить об адекватности критерия на отдельных типах искажений. Для этого достаточно оценить, как накладываются точки данного искажения на точки всех других искажений. По критерию VIF было выявлено, что обособленное скопление соответствует только изображениям с локальными блочными искажениями разной интенсивности (тип

искажения №15 из спецификации базы). Точки других искажений лежат в основном облаке. В данной базе каждому типу искажения соответствует 4 уровня интенсивности. Для ряда критериев по некоторым типам искажения наличие этих уровней можно проследить на графике. Это будет выглядеть, как несколько небольших «пятнышек», лежащих на монотонной кривой. В таком случае критерий можно считать хорошо работающим с данным типом искажения.

Далее оценивалось среднеквадратичное отклонение точек от регрессионной кривой. При этом исключались точки, не вошедшие в основное облако. Среднеквадратичные отклонения для константной, линейной и параболической регрессий оказались равными, соответственно 1.35, 0.67, и 0.64. Видно, что константная регрессия существенно хуже линейной, а отличие линейной регрессии от параболической статистически незначимо. Поэтому линейная регрессия

$$f_{TID2008}(x) = 4.5800 \cdot x + 1.9550, \quad (1)$$

является оптимальной. Далее будем использовать только её.

### Анализ LIVE

В этой базе типы искажений не так многообразны как TID2008. Поэтому здесь для большинства критериев облако точек выглядит достаточно однородным, без резких выбросов. На рис. 2 приведён график MOS(VIF) для базы LIVE. Видно, что облако точек имеет такую же форму, что и на рис. 1. Напомним, что здесь большим значениям MOS соответствует худшее качество изображения, поэтому облако ориентировано иначе. По этим точкам строились регрессии аналогичным образом. Их среднеквадратичные отклонения соответственно составили 16.1, 5.5 и 5.1. Оптимальной также оказалась регрессия

$$f_{LIVE}(x) = -54.4225 \cdot x + 67.4189. \quad (2)$$

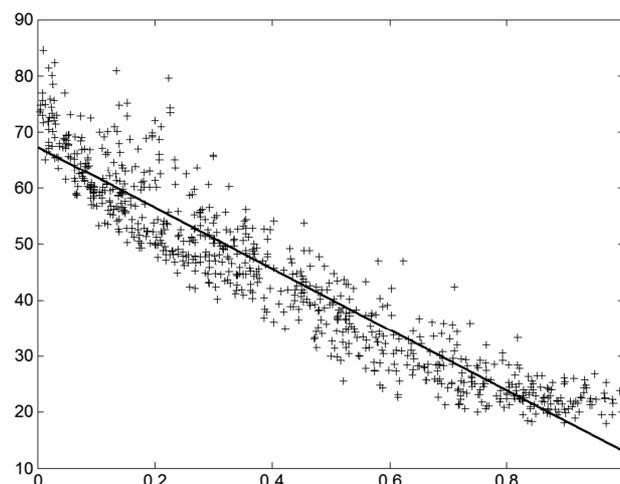


Рис. 2. Критерий VIF на базе LIVE. + – все искажения, прямая – линейная регрессия

**Объединение баз** сводится к преобразованию шкалы экспертных оценок нескольких баз к одной. Это преобразование должно быть таким, чтобы оптимальные

регрессионные кривые точно совпадали. Для линейных регрессий (1) и (2) искомое преобразование будет линейным:

$$X' = -0.084157 \cdot X + 7.6287, \quad (3)$$

где  $X$  – экспертные оценки LIVE в «родной» шкале, а  $X'$  – в шкале TID2008.

Результат объединения показан на рис. 3. Видно, что основное облако стало плотнее в сравнении с рис. 1. Визуально совмещение баз сделано хорошо. Формально в этом можно убедиться, вычислив линейную регрессию для нового, более плотного облака. Новая регрессия точно совпадает с (1).

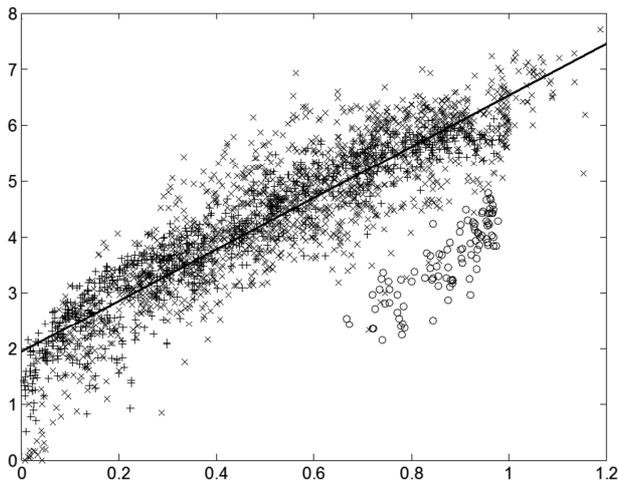


Рис. 3. Критерий VIF на объединенной базе.  
Маркеры см. рис. 1 и 2

Графики для других критериев на объединённой базе повторили результат из рис. 3. Основные облака хорошо накладываются друг на друга. Однако были выявлены типы искажений, на которых многие критерии работают плохо. Скопления точек для этих искажений не укладывались в основное облако. Большинство критериев дают не адекватный результат на искажениях №12 (сбой в канале передачи JPEG изображения), 14 (перестановки кусков изображения), 15 (наложение однотонных квадратов), 16 (изменение яркости) и 17 (изменение контрастности) из базы TID2008. С этими искажениями не справляются в среднем более половины рассматриваемых критериев.

Такое поведение обусловлено не стабильным экспертным мнением по данным типам искажений. В зависимости от содержания изображений для данной интенсивности искажения получены сильно отличающиеся значения MOS. Для равноправного сравнения работы метрик качества эти группы следует исключать из рассмотрения.

Были проведены аналогичные (очень трудоёмкие) работы по объединению баз на основе других критериев. Для них картины облаков точек оказываются существенно более сложными (например, кометообразными и содержащими несколько боковых выбросов), а плотность распределения точек в облаках была заметно не равномерной. Для ряда критериев облака на базах TID2008 и LIVE сильно отличались друг от друга. Во

всех этих случаях не представлялось разумных регрессий, совмещающих облака обеих баз. Объединение баз с помощью таких критериев не разумно. Именно поэтому мы здесь представляем объединение баз только по критерию VIF.

Важной информацией для любой базы является наличие стандартного отклонения для экспертных оценок. MOS базы TID2008 равен 0.140, а для базы LIVE после преобразования (3) составляет 0.194. Стандарт объединённой базы вычисляется по правилам статистики:

$$S = \sqrt{\frac{S_1^2 \cdot N_1 + S_2^2 \cdot N_2}{N_1 + N_2}},$$

где  $S_1$  и  $S_2$  – стандарт MOS одной и другой баз, а  $N_1$  и  $N_2$  количество тестовых изображений в них соответственно. Для объединённой базы TID2008(со всеми искажениями)+LIVE получаем  $S = 0.160$ . Исключая из объединённой базы пяти «плохих» групп TID2008, получаем усечённую базу с  $S = 0.164$ . Оба стандарта будем использовать при анализе результатов.

### Тестирование критериев

Будем тестировать критерии на объединённой базе. Для этого обычно используют коэффициенты парной корреляции между значениями критерия и MOS на данной базе. Используют коэффициент линейной корреляции Пирсона PLCC, ранговой Спирмена SRCC и Кендалла KRCC. Чем ближе значение к 1.0, тем адекватнее критерий человеческому восприятию. По этим коэффициентам данный критерий сравнивают с другими. При этом ранжирование критериев по разным коэффициентам корреляции оказывается не одинаковым.

В [10] отмечалось, что наиболее жёсткой оценкой является сравнение по PLCC, а сравнение по SRCC и KRCC менее показательны. Сейчас мы пришли к выводу, что сравнение по всем коэффициентам корреляции не является информативным. В самом деле, достаточно смоделировать работу критерия. В плоскости  $XY$  возьмём параллелограмм с границами  $x = \pm 1$ ,  $y = x \pm \alpha$ . Равномерно заполним его большим количеством точек. Для такого облака оптимальной будет регрессия  $y(x) = x$  со стандартным уклоном  $\alpha / \sqrt{3}$  и коэффициентом парной корреляции Пирсона  $(1 + \alpha^2)^{-1/2}$ . Для  $\alpha = 0.3$  и  $0.5$  коэффициенты корреляции соответственно равны 0.96 и 0.90. Эти значения обычно считают хорошими, хотя по ширине облака ситуацию вряд ли можно считать даже удовлетворительной. Аналогичные результаты получаются для других форм облака, например, эллиптической.

Поэтому мы предлагаем другой подход. Наиболее надёжной оценкой для критерия является значение его стандартного отклонения от регрессионной кривой. Регрессия строится по множеству точек  $X(Y)$ . Критерий с наименьшим стандартом признаётся лучшим. При этом для оценки его адекватности нужно сравнивать стандарт регрессии и стандарт экспертных оценок базы.

**Результаты сравнения** по разным методикам представлены в табл. 1. Мы проделали тестирование на объединённой базе для 19 наиболее распространённых критериев (см. напр. [1, 2, 9-12]). Расчёты проводились, как на полной, так и на усечённой базе. Стандартные отклонения  $S_K$  рассчитывались относительно линейных регрессий. Они используют шкалу экспертных оценок и выражаются в баллах. В таблице приведены отношения  $S_K/S_B$ , а также различные коэффициенты корреляции. После каждого отношения или коэффициента курсивом указано ранжирование критерия по этой величине; первые три места выделены жирным шрифтом.

Сначала рассмотрим случай усечённой базы. По количественным значениям  $S_K/S_B$  рассмотренные критерии можно разделить на 3 группы. В первой группе содержится лишь один лидирующий критерий VIF с отношением  $S_K/S_B$  3.52. Далее с заметным отрывом идёт очень плотная группа из 9 критериев с соотношениями от 4.05 до 4.53. В неё также входит наш критерий SGC, близкий по значениям к лидерам группы. Дальше с заметным отрывом следует третья группа с соотношениями от 5.06 до 7.73. В таблице эти три группы отделены горизонтальными линиями.

Соотношение  $S_K/S_B$  позволяет не только провести ранжирование, но и оценить статистическую достоверность критериев. Очевидно, чем ближе соотношение к нулю, тем надёжнее критерий. Однако даже у лучшего критерия VIF это отношение соответствует доверительной вероятности 0.0004! Для остальных критериев доверительные вероятности ещё заметно меньше. Это показывает, что все критерии ещё очень далеки от адекватной передачи человеческого восприятия искажённого изображения. Несмотря на этот удручающий вывод, сравнение различных критериев всё же нужно произво-

дить. Наиболее надёжным мы считаем сравнение по  $S_K/S_B$ . Однако рассмотрим и сравнение по коэффициентам корреляции.

Видно, что ранжирование по разным коэффициентам корреляции оказывается неодинаковым. При этом упорядочивание по коэффициенту парной корреляции Пирсона дало такой же результат что и ранжирование по  $S_K/S_B$ . Нельзя утверждать, что такое совпадение будет всегда. Однако можно сделать вывод, что ранжирование по PLCC является достаточно хорошим эвристическим методом. В отличие от сравнения по стандартам, это не позволяет оценить статистическую достоверность выводов.

Упорядочивание по SRCC и KRCC для многих критериев даёт ранжирование примерно сходное с  $S_K$ . Однако некоторые критерии занимают совсем другие позиции. Тем самым, ранжирование по этим коэффициентам существенно менее надёжно, и мы не рекомендуем их использовать.

Некоторые критерии, например PSNRHA и PSNRHMA, имеют дополнительную специализацию по отдельным типам искажений. Они рассчитаны на работу с искажениями яркости или контрастности, где оказываются лучше других критериев. Поэтому интересно также тестирование критериев на полной объединённой базе. Эти результаты приведены в последних столбцах табл. 1. Все значения заметно хуже, чем в соответствующих колонках усечённой базы, что естественно. Ранжирование критериев меняется. Первое место сохраняет критерий VIF, хотя его отрыв от второго места сокращается. Критерий PSNRHA выходит с третьего места на второе. Критерий PSNRHMA уходит со второго места на четвёртое. Наш критерий SGC поднимается с шестого места на третье. Вдобавок произошла ротация нескольких критериев второй и третьей групп, а граница между ними исчезла.

Таблица 1. Тестирование критериев на объединённой базе

Критерий	Усечённая				Полная	
	$S_K/S_B$	PLCC	SRCC	KRCC	$S_K/S_B$	PLCC
VIF	3,52 <b>1</b>	0,905 <b>1</b>	0,918 <b>2</b>	0,750 <b>1</b>	4,69 <b>1</b>	0,838 <b>1</b>
PSNRHMA	4,05 <b>2</b>	0,871 <b>2</b>	0,920 <b>1</b>	0,746 <b>2</b>	5,28 <b>4</b>	0,789 <b>4</b>
PSNRHA	4,06 <b>3</b>	0,871 <b>3</b>	0,913 <b>4</b>	0,735 <b>4</b>	4,94 <b>2</b>	0,818 <b>2</b>
PSNRHVSM	4,08 <b>4</b>	0,870 <b>4</b>	0,918 <b>3</b>	0,742 <b>3</b>	6,63 <b>12</b>	0,637 <b>12</b>
PSNRHVS	4,09 <b>5</b>	0,869 <b>5</b>	0,912 <b>5</b>	0,733 <b>5</b>	6,48 <b>11</b>	0,657 <b>11</b>
SGC	4,09 <b>6</b>	0,869 <b>6</b>	0,896 <b>7</b>	0,709 <b>7</b>	5,14 <b>3</b>	0,801 <b>3</b>
VSNR	4,19 <b>7</b>	0,862 <b>7</b>	0,895 <b>8</b>	0,706 <b>9</b>	7,05 <b>16</b>	0,571 <b>16</b>
WSNR	4,19 <b>8</b>	0,862 <b>8</b>	0,892 <b>9</b>	0,706 <b>8</b>	7,11 <b>17</b>	0,563 <b>17</b>
VIFP	4,29 <b>9</b>	0,854 <b>9</b>	0,873 <b>12</b>	0,682 <b>11</b>	5,89 <b>6</b>	0,729 <b>6</b>
NQM	4,53 <b>10</b>	0,836 <b>10</b>	0,844 <b>14</b>	0,646 <b>14</b>	6,64 <b>13</b>	0,636 <b>13</b>
SAC	5,06 <b>11</b>	0,791 <b>11</b>	0,848 <b>13</b>	0,646 <b>13</b>	5,95 <b>9</b>	0,722 <b>9</b>
UQI	5,24 <b>12</b>	0,773 <b>12</b>	0,764 <b>19</b>	0,565 <b>18</b>	5,91 <b>7</b>	0,726 <b>7</b>
IWSSIM	5,33 <b>13</b>	0,763 <b>13</b>	0,907 <b>6</b>	0,723 <b>6</b>	5,69 <b>5</b>	0,750 <b>5</b>
SSIM	5,36 <b>14</b>	0,761 <b>14</b>	0,883 <b>10</b>	0,686 <b>10</b>	5,92 <b>8</b>	0,725 <b>8</b>
PSNR	5,36 <b>15</b>	0,760 <b>15</b>	0,802 <b>17</b>	0,594 <b>17</b>	6,84 <b>14</b>	0,607 <b>14</b>
SNR	5,64 <b>16</b>	0,731 <b>16</b>	0,769 <b>18</b>	0,563 <b>19</b>	7,02 <b>15</b>	0,578 <b>15</b>
IFC	5,64 <b>17</b>	0,730 <b>17</b>	0,839 <b>15</b>	0,645 <b>15</b>	8,30 <b>19</b>	0,261 <b>19</b>
MSSIM	5,84 <b>18</b>	0,708 <b>18</b>	0,878 <b>11</b>	0,680 <b>12</b>	6,15 <b>10</b>	0,698 <b>10</b>
MSE	7,73 <b>19</b>	-0,353 <b>19</b>	-0,802 <b>16</b>	-0,594 <b>16</b>	8,18 <b>18</b>	-0,309 <b>18</b>

Можно дополнительно оценить стабильность работы критериев, беря сумму мест для усечённой и полной базы. Первое место занимает VIF (2 очка), на втором месте PSNRHA (5 очков), на третьем PSNRHMA (6 очков), на четвёртом SGC (9 очков), остальные имеют 15 и более очков. Это показывает, какие критерии следует предпочесть.

### Заключение

Таким образом, в работе получены следующие результаты.

1. Проведён анализ двух наиболее представительных баз TID2008 [1] и LIVE [2]. Предложен метод объединения их в единую базу. Выявлено, на каких типах искажений к экспертным оценкам нужно относиться с осторожностью.

2. Показано, что сравнение критериев по коэффициентам корреляции Пирсона, Кендалла и Спирмена не информативно: эти коэффициенты могут оказываться близкими к единице, даже при явной неадекватности критериев. Для оценки критерия предложено использовать характеристику статистической достоверности: отношению стандартных отклонений базы и регрессии данного критерия.

3. На объединённой базе TID2008-LIVE проведено ранжирование всех критериев по статистической достоверности. При этом хорошее место занимает предложенный нами ранее критерий, который использует точную норму Соболева  $w_2^1$ . Показано, что даже лучшие критерии далеки от адекватности.

### Рекомендации

1. Наилучшим оказывается критерий VIF. Его в первую очередь следует использовать в работе. Критерии второй группы также можно использовать, но с некоторой осторожностью. Критерии третьей группы существенно хуже, и мы не рекомендуем их использовать.

2. Сравнение критериев мы рекомендуем производить по  $S_K/S_B$ .

3. Для сравнения критериев мы рекомендуем предложенное здесь объединение баз TID2008 (с исключением групп №12, 14-17) и LIVE.

Работа поддержана грантом РФФИ 11-01-00102.

### Литература

1. Ponomarenko N., Lukin V., Zelensky A., Egiazarian K., Astola J., Carli M., Battisti F. TID2008 – A Database for Evaluation of Full-Reference Visual Quality Assessment Metrics // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – №10. – С. 30–45.

2. Sheikh H.R., Seshadrinathan K., Moorthy A.K., Wang Z., Bovik A.C. and Cormack L.K. Image and video

quality assessment research at LIVE // [Online] – Available: <http://live.ece.utexas.edu/research/quality/>.

3. Kodak Lossless True Color Image Suite // [Online] – Available: <http://r0k.us/graphics/kodak/>. – 7.05.2010.

4. Абрамов С.К., Зеленский А.А., Лукин В.В., Пономаренко Н.Н. Использование базы TID2008 при разработке метрик визуального качества и методов обработки изображений // Компьютерные системы и информационные технологии. – 2012. – Т.56. – №4. – С.99-109.

5. Chandler D.M. and Hemami S.S. VSNR: A wavelet-based visual signal-to-noise ratio for natural images // [Online] – Available: <http://foulard.ece.cornell.edu/dmc27/vsnr/vsnr.html>.

6. Ninassi A., Le Callet P. and Atrousseau F. Subjective quality assessment – IVC database // [Online] – Available: <http://www2.irccyn.ec-nantes.fr/ivcdb>.

7. MICT Image Quality Evaluation Database // [Online] – Available: <http://mict.eng.u-toyama.ac.jp/mictdb.html>. – 01.01.2010.

8. Larson E.C. and Chandler D.M. Categorical image quality (CSIQ) database // [Online] – Available: <http://vision.okstate.edu/csiq>.

9. Sheikh H.R. and Bovik A.C. Image Information and Visual Quality // IEEE Transactions on Image Processing. – Vol: 15. – №: 2. – February 2006. – Page(s):430 – 444.

10. Калиткин Н.Н., Голованов Р.В., Проблема сравнения критериев оценки качества искажённого изображения // Труды конференции DSPA-2013. – Март 2013. – Москва – С.31–34.

11. Голованов Р.В. Современные методы оценки качества искажённого изображения. Базы тестовых изображений // Труды конференции МЭИнфо-2013. – Апрель 2013. – Зеленоград. – С.135.

12. Калиткин Н.Н., Голованов Р.В. Критерий сглаженных градиентов для оценки качества искажённого изображения // ДАН. – Т.451. – № 4. – Август 2013. С.385-388.

## STATISTICAL INVALIDATION OF ALL KNOWN IMAGE QUALITY ASSESSMENTS

*Golovanov R.V., Kalitkin N.N.*

A critical analysis of the most popular databases of test images TID2008 and LIVE has been carried out. We propose a method of combining these databases. On the basis of new database 19 different criteria for assessing the quality of distorted images were compared. Shown that the comparison of criteria by the Pearson correlation coefficient, Spearman and Kendall is not informative. Proposed to carry out of comparison by the division of standard deviations of the image database and the criterion. Criteria were ranked according to this rule and it is shown that even the best criterion is statistically unreliable.



16-я Международная Конференция

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ

The 16th International Conference DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND ITS APPLICATIONS

Москва 02 апреля - 04 апреля 2014 года

Уважаемые коллеги!

ПРИГЛАШАЕМ ВАС ПРИНЯТЬ УЧАСТИЕ В РАБОТЕ КОНФЕРЕНЦИИ ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
IEEE Signal Processing Society
Институт проблем управления РАН
Институт проблем передачи информации РАН
Московский научно-исследовательский телевизионный институт (ЗАО МНИТИ)

ОБЪЕДИНЁННЫЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного комитета: академик Гуляев Юрий Васильевич

Сопредседатели: академик Васильев С.Н., член-корр. Зубарев Ю.Б., академик Кузнецов Н.А., академик Федоров И.Б.

Члены оргкомитета: проф. Аджемов А.С. (Россия), член-корр. Бабаян Б.А. (Россия), д.т.н. Борисов Ю.И. (Россия), академик Бугаев А.С. (Россия), проф. Вилкова Н.Н. (Россия), проф. Качорек Т. (Польша), проф. Кривошеев М.И. (Россия), проф. Лукин В.В. (Украина), проф. Митра М. (США), проф. Петровский А.А. (Белоруссия), проф. Сарاماки Т. (Финляндия), член-корр. Черепенин В.А. (Россия).

Председатель Национального комитета: член-корр. Зубарев Юрий Борисович

Сопредседатели: проф. Витязев В.В., Кирпичников А.П., доц. Самсонов Г.А.

Члены оргкомитета: проф. Алпатов Б.А., проф. Бартнев В.Г., проф. Бернюков А.К., проф. Брюханов Ю.А., проф. Васильев К.К., проф. Галушкин А.И., проф. Дворкович В.П., д.т.н. Дворкович А.В., д.т.н. Джиган В.И., Зубарев Р.В., проф. Немировский М.С., проф. Олейников А.Я., проф. Пожидаев В.Н., д.т.н. Приоров А.Л., проф. Прохоров Ю.Н., проф. Санников В.Г., проф. Скачко Ю.В., проф. Смольский С.М., проф. Солонина А.И., проф. Соколов И.А., проф. Сперанский В.С., доц. Стешенко В.Б., проф. Сухарев Е.М., проф. Чобану М.К., проф. Шинаков Ю.С. проф. Ямпурин Н.П.

Организация работы в форме пленарных и проблемно-тематических заседаний и заседаний «круглого стола». Пленарные доклады будут представлены по основным направлениям работы Конференции.

Рабочие языки конференции - русский и английский. Доклады, включенные в Программу конференции, будут опубликованы на этих же языках в Сборниках докладов (Трудах) Конференции к началу ее работы.

РАБОТА КОНФЕРЕНЦИИ ПЛАНИРУЕТСЯ ПО 10 СЕКЦИЯМ: (укажите соответствующей № секции в заявке к докладу)

- 1. Теория сигналов и систем
2. Теория и методы ЦОС
3. Обработка сигналов в системах телекоммуникаций
4. Обработка сигналов в радиотехнических системах
5. Обработка и передача изображений
6. Обработка и передача измерительной информации
7. Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
8. Цифровое телерадиовещание
9. Цифровая обработка многомерных сигналов
10. Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений

СРОКИ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДОКЛАДОВ:

(информация о регистрации обновляется на сайте: http://www.rntores.ru)

Реквизиты для перечисления взносов: РНТОРЭС имени А.С. Попова, ИНН 7702021967, КПП 770201001, БИК 044525225, Р/сч. 40703810038090105080 Московский банк Сбербанка России ОАО, г. Москва.

Кор/счет 30101810400000000225

Назначение платежа: «Целевой взнос на конференцию ДСПА-2013», НДС не облагается.

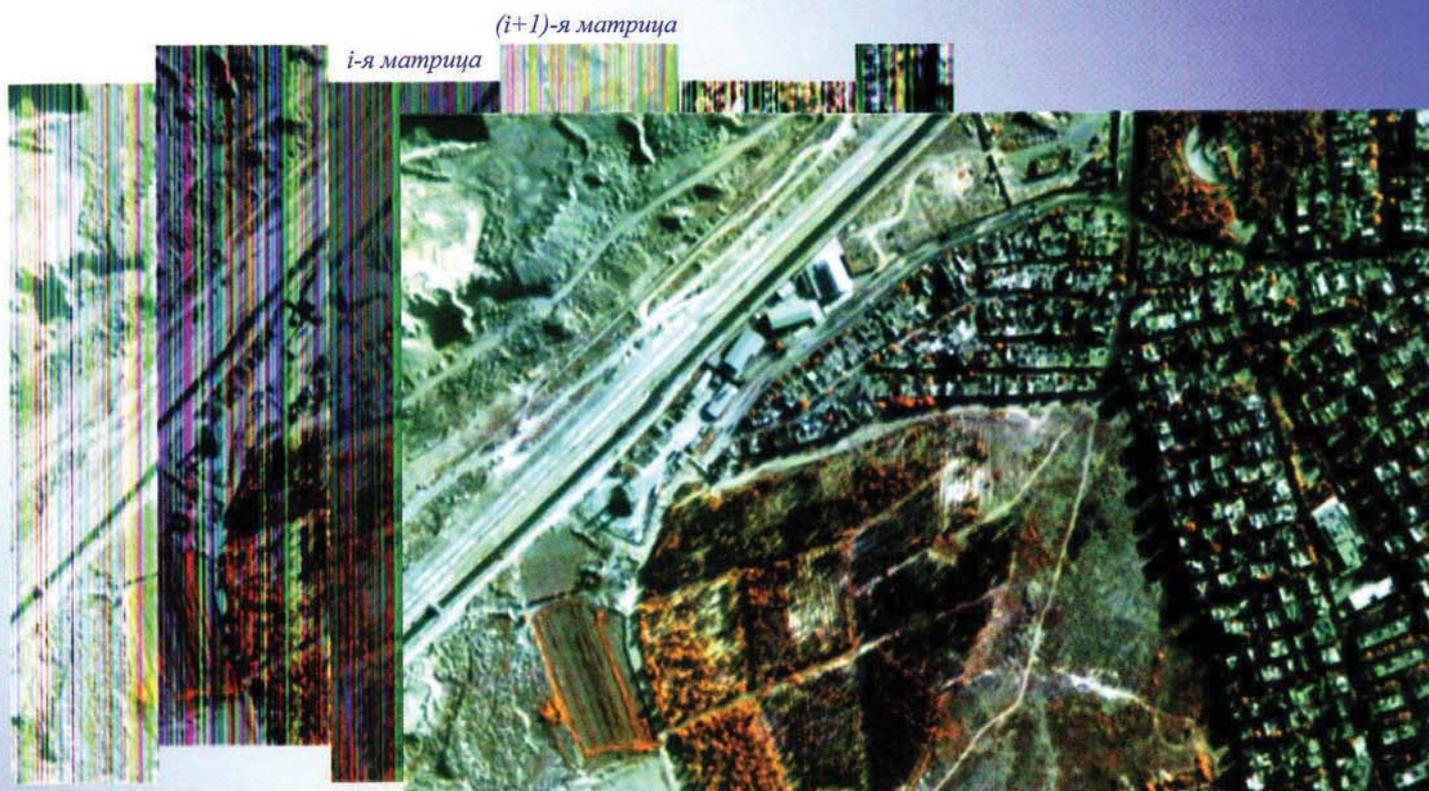


РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

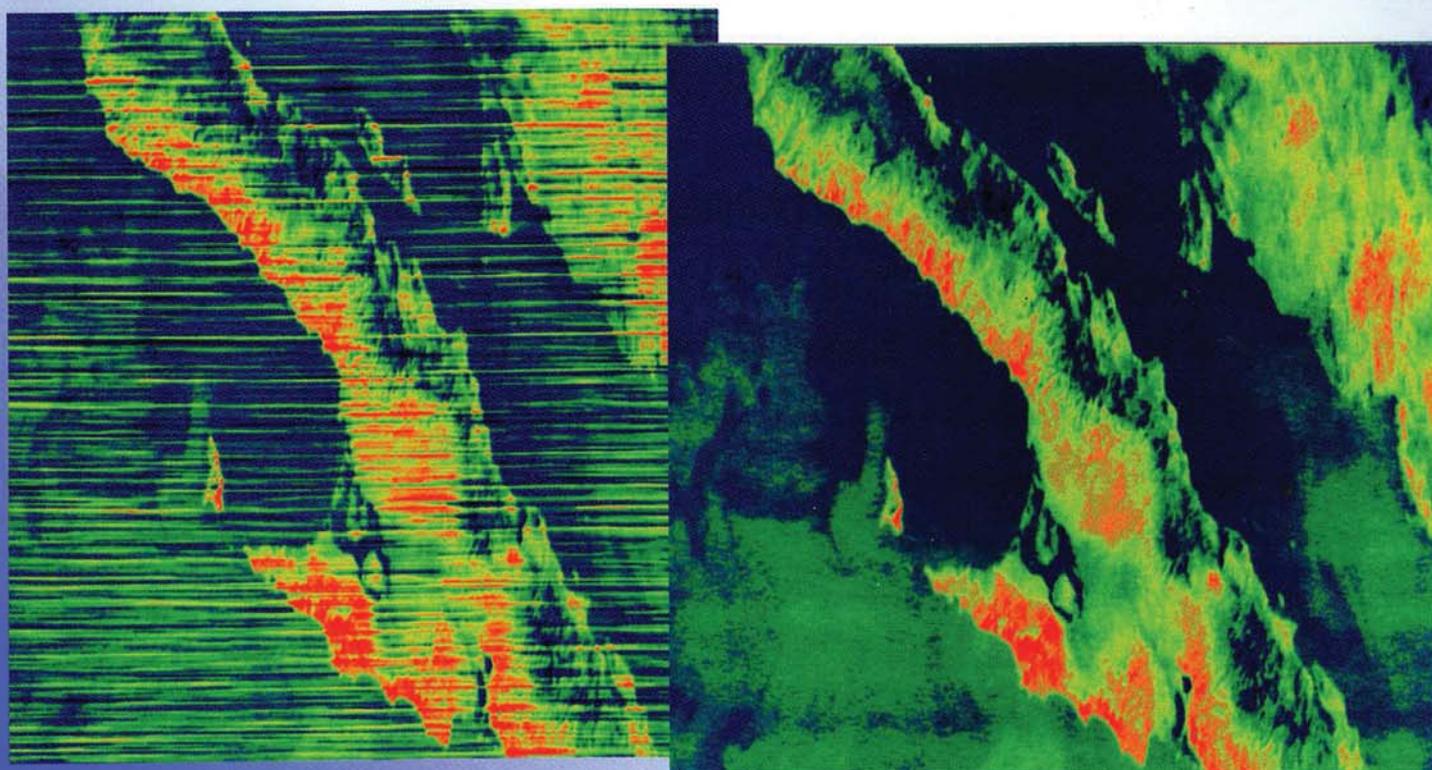
НИИ ОБРАБОТКИ АЭРОКОСМИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ



ГЕОМЕТРИЧЕСКОЕ И РАДИОМЕТРИЧЕСКОЕ ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ  
ОТ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ СКАНИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ



Восстановление снимков видимого диапазона от космической системы наблюдения Земли «Ресурс-ДК»



Коррекция структурных искажений на тепловых изображениях со спутника «Метеор-М»

# ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ



Цифровой радиоприём  
Цифровой синтез сигналов  
Системные синхронизаторы  
Высокоскоростные АЦП и ЦАП  
Мультипроцессорные модули ЦОС  
Модули обработки сигналов на FPGA



ЗАО "Инструментальные Системы"  
[www.insys.ru](http://www.insys.ru), [info@insys.ru](mailto:info@insys.ru)  
(495)781-2750, 781-2751