

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ЛИАП – ГУАП  
1941 – 2006

Санкт-Петербургский государственный  
университет аэрокосмического приборостроения

3(22)/2006



## Оводенко Анатолий Аркадьевич

Ректор ГУАП,  
доктор технических наук,  
профессор,  
зачуженный деятель науки  
Российской Федерации

В январе 2006 года Государственному университету аэрокосмического приборостроения (ГУАП) исполнилось 65 лет.

В своем развитии вуз прошел большой и сложный путь от небольшого института до известного и признанного в России и за рубежом университета. Университет является первым и единственным высшим учебным заведением с таким названием, готовящим специалистов с глубокой фундаментальной подготовкой по самым современным и актуальным специальностям. За 65 лет своего существования он превратился в научно-исследовательский университетский комплекс с прекрасной перспективой возглавить новейшие научно-образовательные программы XXI века и готовить специалистов не только для аэрокосмической отрасли, но и для самых различных областей народного хозяйства.

ГУАП, по существу, является университетом широкого профиля в области информатики и вычислительной техники, радиоэлектроники и авионики, приборостроения и систем управления, сохранив в своем названии аэрокосмическую приверженность, которая характеризует не столько направление подготовки специалистов, сколько качество подготовки и уровень той науки и технологий, которым обучаются в университете и которые, несомненно, будут интенсивно развиваться в XXI веке.

Мы любим свой университет, гордимся его историей и с оптимизмом смотрим в будущее.

3(22)/2006

# ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

РЕЦЕНЗИРУЕМОЕ ИЗДАНИЕ

**Главный редактор**

М. Б. Сергеев,  
доктор технических наук, профессор

**Зам. главного редактора**

Г. Ф. Мощенко

**Редакционный совет:**

**Председатель** А. А. Оводенко,  
доктор технических наук, профессор  
В. Н. Васильев,  
доктор технических наук, профессор  
В. Н. Козлов,  
доктор технических наук, профессор  
Ю. Ф. Подоплекин,  
доктор технических наук, профессор  
Д. В. Пузанков,  
доктор технических наук, профессор  
В. В. Симаков,  
доктор технических наук, профессор  
А. Л. Фрадков,  
доктор технических наук, профессор  
Л. И. Чубраева,  
доктор технических наук, профессор, чл.-корр. РАН  
Р. М. Юсупов,  
доктор технических наук, профессор

**Редакционная коллегия:**

В. Г. Анисимов,  
доктор технических наук, профессор  
Е. А. Крук,  
доктор технических наук, профессор  
В. Ф. Мелехин,  
доктор технических наук, профессор  
А. В. Смирнов,  
доктор технических наук, профессор  
В. И. Хименко,  
доктор технических наук, профессор  
А. А. Шальто,  
доктор технических наук, профессор  
А. П. Шепета,  
доктор технических наук, профессор  
З. М. Юлдашев,  
доктор технических наук, профессор

**Редактор:** А. Г. Ларионова

**Корректор:** Т. Н. Гринчук

**Дизайн:** М. Л. Черненко

**Компьютерная верстка:** А. Н. Колешко, А. А. Буров

**Ответственный секретарь:** О. В. Муравцова

**Адрес редакции:** 190000, Санкт-Петербург,

Б. Морская ул., д. 67

Тел.: (812) 494-70-36

Факс: (812) 494-70-18

E-mail: ius@aanet.ru

Сайт: www.i-us.ru

Журнал зарегистрирован  
в Министерстве РФ по делам печати,  
телерадиовещания и средств массовых коммуникаций.  
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-12412 от 19 апреля 2002 г.

Журнал распространяется по подписке.  
Подписку можно оформить через редакцию, а также  
в любом отделении связи по каталогам:  
«Пресса России» – № 42476;  
«Роспечать» («Газеты и журналы») – № 15385

От аналогового телевидения к цифровым видеосистемам  
и видеокomпьютерным технологиям 2

**ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ**

**Петров П. Н., Сенин А. В.**  
Пространственно-временная обработка сигналов акустоэлектронными  
устройствами с масштабными переизлучающими решетками 5

**Обухова Н. А., Тимофеев Б. С.**  
Алгоритм сегментации объектов в последовательности видеокadров  
методами нечеткой логики 12

**Астратов О. С., Кузьмин С. А.**  
Обнаружение транспортных средств и оценка параметров транспортных  
потоков по видеопоследовательности 19

**Филатов В. Н., Смирнов В. М.**  
Формирование адаптивного строба в видеосистемах наблюдения 29

**Вилесов Л. Д.**  
Фильтрация изображения при наличии фотонных шумов 37

**Балонин Н. А., Мироновский Л. А.**  
Матрицы Адамара нечетного порядка 46

**Шишляков В. Ф., Шишляков Д. В.**  
Параметрический синтез многосвязных систем автоматического  
управления обобщенным методом Галеркина 51

**КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ**

**Сергеев А. М.**  
Об особенностях представления чисел при знакоразрядном кодировании  
и вычислительный эксперимент с ними 56

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ 59**

**АННОТАЦИИ 62**

ЛР № 010292 от 18.08.98.

Сдано в набор 24.04.2006. Подписано в печать 21.06.2006. Формат 60×90<sup>1/8</sup>.  
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookС. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 8,0. Уч.-изд. л. 9,0. Тираж 1000 экз. Заказ 270.

Оригинал-макет изготовлен  
в отделе электронных публикаций и библиографии ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов  
в отделе оперативной полиграфии ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

# ОТ АНАЛОГОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ – К ЦИФРОВЫМ ВИДЕОСИСТЕМАМ И ВИДЕОКОМПЬЮТЕРНЫМ ТЕХНОЛОГИЯМ

25 января 1941 года в тревожное предвоенное время вышло постановление правительства о создании в Ленинграде авиационного института (ЛАИ). Бурное развитие самолетостроения в первой половине XX века стимулировало становление новой отрасли – авиационного приборостроения. Появилась огромная потребность в высококвалифицированных специалистах в области разработки, производства и эксплуатации бортового оборудования, приборов и систем управления. В связи с этим вуз не только не погуб в суровые годы Великой Отечественной войны, но и был преобразован в феврале 1945 года в Ленинградский институт авиационного приборостроения (ЛИАП), который на долгие годы стал ведущим в данной сфере. С 1997 года вуз носит название Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП).

Одним из старейших подразделений университета является кафедра электронных и телевизионных систем.

Интенсивное развитие цифрового телевидения, цифровых методов обработки изображений, вычислительной техники, свидетелями которого мы являемся, привело к развитию принципиально новых направлений в области видеотехники. К ним относятся цифровая обработка и передача изображений, синтез изображений, создание компьютерных игр и видеофильмов с интерактивным развитием сюжета, системы мультимедиа и системы генерации виртуальной реальности. Мы уже стоим на пороге создания систем кибернетического пространства, «населенного живыми разумными существами». Определенную роль в разработке этих технологий сыграла и кафедра электронных и телевизионных систем ГУАП, на которой научным исследованиям всегда придавалось приоритетное значение, так как именно они являются фундаментом развития.

Кафедра начала свою историю в 40-е годы, в процессе развития соединив в себе ряд коллективов.

В 40-е годы были созданы кафедры радиопередающих устройств и радионавигации. Ими руководили известные специалисты П. Н. Рамлау, Н. С. Бесчастнов, Г. К. Борхвардт. В 1946 году была организована кафедра телевидения. Именно эти три кафедры, объединившись спустя почти четверть века, образовали мощный коллектив одной из крупнейших кафедр института и города.

В 1957 году заведующим кафедрой радиопередающих и радионавигационных устройств был

избран Н. Н. Красильников. В 1959 году на кафедре были начаты первые в СССР работы в области цифровых методов обработки и передачи изображений, способствующие созданию крупного научного направления – цифрового телевидения. Для того чтобы более наглядно представить себе уровень электронных технологий того периода, отметим, что первые 3-разрядные аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи были выполнены на электронных лампах при участии старейших сотрудников кафедры Н. И. Буркина, В. А. Мохова и О. В. Пастухова. С помощью первых ламповых, а затем транзисторных макетов были проведены исследования помехоустойчивости цифровых методов передачи изображений, работы по определению минимально необходимого числа уровней квантования изображений по яркости, статистического кодирования изображений и ряд других. Интенсивное развитие научных исследований с неизбежностью вовлекало в этот процесс студентов, вызвало увеличение количества аспирантов, привело к появлению новых дисциплин, позволило приобретать современную аппаратуру и оборудование. В те годы объем научных исследований в денежном выражении ежегодно удваивался. Этими работами был заложен фундамент для реализации программы создания цифрового телевидения в нашей стране.

В 1963 году состоялась первая на радиотехническом факультете защита докторской диссертации Н. Н. Красильниковым, которая явилась результатом еще одного нового фундаментального научного направления по разработке статистической теории передачи, приема и восприятия изображений<sup>1</sup>. Это направление привело также к созданию основ теории математического описания механизмов обработки визуальной информации в зрительной системе человека, которая нашла признание биологов у нас и за рубежом<sup>2</sup> – были анали-

<sup>1</sup> Красильников Н. Н. Помехоустойчивость телевизионных устройств. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961. 267 с.; Красильников Н. Н. Статистическая теория передачи изображений. М.: Связь, 1976. 182 с.; Красильников Н. Н. Теория передачи и восприятия изображений. М.: Радио и связь, 1986. 247 с.

<sup>2</sup> Красильников Н. Н. и др. Пространственное зрение. СПб.: Наука, 1999. 218 с.; Красильников Н. Н. Цифровая обработка изображений. М.: Вузовская книга, 2001. 319 с.; Krasilnikov N. N., Krasilnikova O. I., Shelepin Y. E. Perception of achromatic, monochromatic, pure chromatic and chromatic noisy images by real human-observer under threshold condition // International Symposium on Medical Imaging 2000: Proc. of SPIE. San Diego, California. 2000. Vol. 3981. P. 78–85.

тически обоснованы 8 законов зрения, которые ранее были известны как эмпирические.

В 1968 году руководством института на кафедру был переведен коллектив сотрудников кафедры телевидения. Ее создатель (П. В. Шмаков) был одним из основоположников отечественного телевидения. Позже кафедрой руководил ректор ЛИАП Д. Д. Аксенов. На кафедре работали такие известные специалисты в области телевидения, как Г. И. Бялик, К. В. Сапрыкин, В. С. Бабенко, Л. И. Строганов, В. Ф. Кузьменко и др. Проводились эффективные научные исследования по созданию предложенной Г. И. Бяликом кодовой системы цветного телевидения. Впервые в стране была в содружестве с коллективом ВНИИ телевидения разработана телевизионная система автоматического наведения ракет типа «воздух-воздух». В момент объединения кафедру возглавлял доцент А. П. Ангафоров.

Наша кафедра получила новое название – радиопередающих и телевизионных устройств, добавилось и новое научное направление – автоматизированные телевизионные системы, которое возглавил доцент В. С. Тимофеев.

Начиная с 1959 и по 1972 год кафедра являлась абсолютным лидером в области работ по цифровому телевидению в СССР. Статьи об этих работах публиковались в журнале «Советский Союз»<sup>1</sup> и других периодических изданиях. Киностудия «Ленфильм» о достижениях кафедры создала научно-популярный фильм «Пароль во Вселенную», который неоднократно демонстрировался по телевидению.

После 1972 года исследования в области цифрового телевидения в стране были значительно интенсифицированы. С этой целью создаются лаборатории в Одессе, Тбилиси, во ВНИИ телевидения, подключается промышленность. К этому времени на кафедре уже было две отраслевые научно-исследовательские лаборатории и одна кафедральная, научное руководство которыми осуществлял профессор Н. Н. Красильников. Большой вклад в организацию и становление отраслевых лабораторий внесли Г. Г. Соколов, В. М. Арямкин, Е. В. Пролыгин, В. Г. Ликарпенков, С. Д. Соколов. В эти годы выполняемый кафедрой объем НИР становится самым большим в институте, а круг научных исследований существенно расширяется. Для его выполнения в рамках лабораторий были созданы научно-исследовательские группы, которыми руководили доценты В. С. Тимофеев, В. Я. Сорин, О. С. Астратов, В. К. Потоцкий, Л. Д. Вилесов, Ю. А. Ионов, Б. А. Павлов, Е. В. Пролыгин, М. П. Байдаков. Основными темами научных исследований на длительное время становятся:

– статистическая теория передачи, приема и восприятия изображений (Н. Н. Красильников,

В. К. Потоцкий, М. П. Байдаков, А. И. Филатов, О. В. Пастухов);

– автоматизированные телевизионные системы (В. С. Тимофеев, Н. А. Калинин, Н. Н. Кузнецов, И. Я. Зыков, Б. Н. Бычков, Б. А. Ромашев, С. П. Уханов, Л. Л. Захарьев);

– разработка методов статистического кодирования изображений и цифрового кодирования звука (В. Я. Сорин, Н. Е. Матвеев, Ю. Г. Игнатъев, Н. П. Рыкунов, В. М. Смирнов, В. В. Ванде-Кирков, А. С. Горшков, С. В. Анисимов, В. Я. Шнырин, Г. М. Рафиков, О. И. Капичникова, М. М. Леонов, А. Г. Шахов, В. Шепелев);

– цифровая обработка сигналов от слабых источников излучения (Л. Д. Вилесов, Л. Д. Мурзинов, В. А. Кириллов, В. Н. Вейс);

– разработка телевизионных методов и систем обнаружения, измерения координат и сопровождения движущихся объектов (О. С. Астратов, В. Г. Ликарпенков, Т. А. Голубева, В. В. Дулеев, А. Ю. Гулевитский, В. М. Новиков, В. П. Руковчук, В. Н. Молодцов, В. Н. Филатов, Е. К. Алексеев, В. А. Любимов, В. А. Королев, А. Н. Малышев);

– автоматизация настройки радиопередающих устройств (Ю. А. Ионов, А. А. Старков, Н. И. Буркин, В. К. Фунзавя);

– разработка методов и алгоритмов координатных преобразований в телевизионных информационно-измерительных системах (Е. В. Пролыгин, Б. А. Павлов, Б. А. Федосов, С. Д. Соколов, Ю. И. Болонкин, В. В. Гладков, В. А. Рябов);

– исследование методов сокращения полосы частот в цифровых системах видеонаблюдения (М. П. Байдаков, В. Н. Федоренко, О. В. Пастухов, Е. В. Журавлева, А. А. Нехаев, О. Н. Логинова).

Результаты этих работ представлены в публикациях<sup>2</sup>. К этому же времени относится и широкое внедрение разработок кафедры в промышлен-

<sup>2</sup> Тимофеев В. С. Применение микропроцессоров для автоматической настройки телевизионных камер // Техника кино и телевидения. 1981. № 10. С. 49–53; Бычков Б. Н., Тимофеев В. С. Автоматическая коррекция искажений в современных камерах ЦТ // Техника кино и телевидения. 1985. № 7. С. 54–61; Бычков Б. Н., Тимофеев В. С. Алгоритмы автоматической настройки камер ЦТ // Техника кино и телевидения. 1986. № 11. С. 19–27; Тимофеев В. С., Бычков Б. Н., Кузнецов Н. Н. Микропроцессорная система для автоматической настройки камер ЦТ // Техника кино и телевидения. 1984. № 8. С. 35–41; Тимофеев В. С. Автоматическая настройка телевизионных систем с помощью микроЭВМ. М.: Радио и связь, 1988. 160 с.; Ионов Ю. А. Ламповые генераторы сверхвысокой частоты. Л.: Изд-во ЛГУ, 1973. 118 с.; Ангафоров А. П. Оконечные устройства цветного телевидения. М.: Связь, 1971. 239 с.; Астратов О. С., Ликарпенков В. Г., Руковчук В. П. Некоторые аспекты выделения движущихся объектов телевизионными методами // Радиопередающие и телевизионные устройства: Межвуз. сб. науч. тр. / ЛИАП. Л., 1976. С. 19–23; Филатов В. Н. Поискно-рекуррентный алгоритм измерения параметров движения фрагмента ТВ-изображения // Автоматика. 1991. № 3. С. 16–20.

<sup>1</sup> Володин А. Сыграйте мне эту формулу // Советский Союз. 1977. № 3 (325). С. 32.

ность. Группе Б. С. Тимофеева вручены медали на ВДНХ, изобретательская деятельность подтверждена большим количеством авторских свидетельств на изобретения, защищено более 25 кандидатских диссертаций. На кафедре состоялось выездное заседание научного совета АН СССР, на котором ряд научных работ отмечены как крупнейшие достижения года. По одной из работ сотрудникам кафедры В. М. Новикову и В. П. Рукочуку совместно с сотрудниками ВНИИТ была присуждена премия Ленинского комсомола.

Известной на весь мир стала радиостанция, руководимая А. А. Старковым, Л. Л. Захарьевым и В. А. Моховым. Она единственная в стране поддерживала постоянную радиосвязь с Туром Хейердалом во время его экспедиции на папирусной лодке «Ра-1». Станция была чемпионом мира по радиосвязи и четырежды завоевывала первенство Европы.

В 70–80-е годы на кафедре работало более 80 человек.

Устанавливаются широкие связи с другими учебными и научно-исследовательскими организациями. Так, директор ВНИИТ И. А. Росселевич длительное время был профессором кафедры.

Плодотворная научно-исследовательская деятельность кафедры позволила создать хорошо оснащенные современной аппаратурой учебные лаборатории, аудитории цветного телевидения, материалы о которых экспонировались на Всесоюзной выставке в Москве.

В 1993 году профессора Н. Н. Красильникова, возглавлявшего кафедру 36 лет, сменил профессор Б. С. Тимофеев, защитивший в 1987 году докторскую диссертацию. По его инициативе сначала организуется новая специализация «Аудио-видеокомпьютерные системы и технологии», а затем кафедра становится выпускающей по специальности 201400 «Аудиовизуальная техника», для чего проводится большая работа по оснащению кафедры аудио-видеоаппаратурой и вычислительной техникой.

В 2005 году кафедру возглавил доктор технических наук профессор П. Н. Петров. С его приходом появляется еще одна выпускающая специальность 201600 «Электронные системы» и создается совместно с НПК «Автоматизация» научно-ис-

следовательская лаборатория инновационных транспортных технологий. С этого момента кафедра в очередной раз меняет свое название – становится кафедрой электронных и телевизионных систем. Новое название правомерно отражает и новое состояние кафедры, заключающееся в развитии и преподавании более широкого спектра научных направлений и дисциплин.

Интенсивная работа в области научных исследований стала хорошей школой по подготовке преподавателей и научных сотрудников. На данном этапе доцент кафедры Н. А. Обухова готовит к защите докторскую, а талантливые аспиранты А. С. Афанасенко и С. А. Кузьмин кандидатские диссертации.

Кафедра электронных и телевизионных систем всегда имела сильный профессорско-преподавательский состав. В настоящее время на ней плодотворно работают видные ученые и педагоги: заслуженный деятель науки и техники, действительный член Нью-Йоркской академии наук, доктор технических наук, профессор Н. Н. Красильников; почетный работник высшей школы, доктор технических наук, профессор Б. С. Тимофеев; заслуженный работник высшей школы, декан факультета вечернего и заочного обучения, профессор Б. А. Павлов; кандидат технических наук доцент В. С. Бабенко; директор ФГУП «ГНПП Информакустика», доктор технических наук, профессор В. К. Железняк и др.

Много лет и сил отдал кафедре доктор педагогических наук, профессор А. С. Горшков, ныне возглавляющий Северо-Западную академию государственной службы.

Высокий научный потенциал кафедры – это результат ее плодотворной 60-летней деятельности и надежная основа будущего развития.

Свои перспективы коллектив кафедры связывает с освоением и развитием самых современных аудио-видеокомпьютерных технологий, систем мультимедиа и виртуальной реальности, телевидения высокой четкости, электронных и телевизионных систем наблюдения, измерения и контроля. Именно такие задачи могут привлечь талантливую молодежь и способствовать решению главной проблемы кафедры – готовить для России высокопрофессиональных специалистов.

*Н. Н. Красильников,  
доктор техн. наук, профессор  
Б. С. Тимофеев,  
доктор техн. наук, профессор*

УДК 681.883:629

## ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ С МАСШТАБНЫМИ ПЕРЕИЗЛУЧАЮЩИМИ РЕШЕТКАМИ

**П. Н. Петров,**

доктор техн. наук, профессор

**А. В. Сенин,**

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

*Рассматриваются вопросы оптимизации пространственно-временной обработки сигналов малоизвестным классом акустоэлектронных устройств с переизлучающей решеткой. Основное внимание уделяется нахождению опорной функции, способствующей максимизации выходного эффекта в соответствии с выбранным критерием качества.*

*We study the problem of space-time processing of signals by means of a little-known class of acoustoelectronic devices with scale retrodirective array (SRA). Main attention is paid to finding the support function that maximizes the output effect in accordance with the chosen criterion of quality.*

### Введение

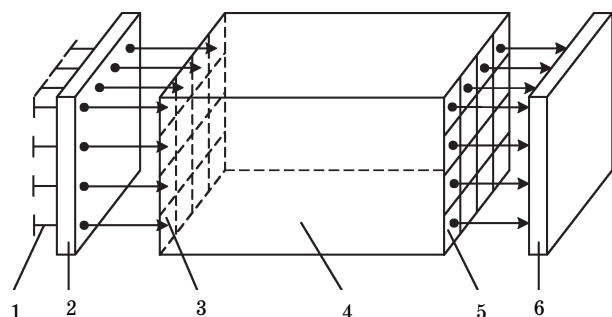
Увеличение числа и сложности задач, стоящих перед различными системами сбора и обработки поступающей информации, требует непрерывного обновления как алгоритмов обработки, так и новой элементной базы при их реализации. Акустоэлектронные устройства, разновидностью которых являются устройства с масштабными переизлучающими решетками (МПР), служат примером нового подхода к созданию систем звуковидения, радио-гидролокации, ультразвуковой дефектоскопии, медицинской диагностики и т. д.

Из-за своих отличий от других акустоэлектронных устройств устройства МПР могут быть выделены в новый отдельный класс (рис. 1) [1–4].

Отличие заключается не только в количественных характеристиках аналоговых процессоров, присущих многополюсным устройствам, имеющим множество входов и выходов, но и в основных принципах работы. Все акустоэлектронные устройства используют преобразователи с осевым направленным излучением и с малой дифракционной расходимостью волновых пучков. Для аналоговых процессоров устройств МПР дифракционные и интерференционные эффекты являются основными, а совокупность малоапертурных входных преобразователей можно рассматривать как аналог антенных решеток (АР) со всеми присущими им свойствами.

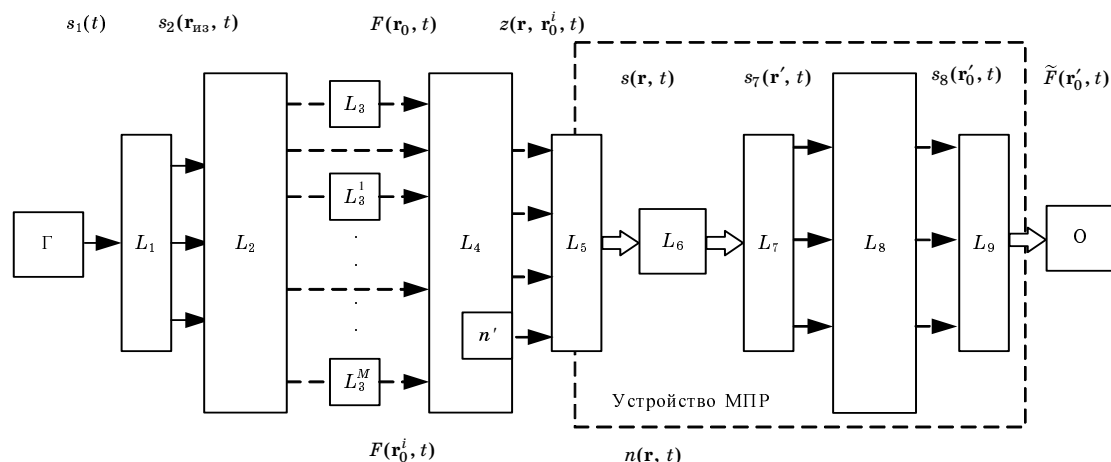
**Постановка задачи.** Устройства МПР пока не получили широкого распространения, соответ-

ствующего их богатым функциональным возможностям, что связано с недостаточной исследованностью характеристик этих устройств и фрагментарностью сведений об их функциональных возможностях, конструктивных и технологических особенностях. Другими словами, необходимо провести исследования, способствующие развитию



■ **Рис. 1.** Устройство МПР для обработки сигналов плоскостной АР по двум угловым координатам:

1 – плоскостная АР; 2 – усилительно-преобразовательный блок, аналоговый процессор; 3 – переизлучающая решетка преобразователей; 4 – среда обработки акустического процессора; 5 – считывающие преобразователи; 6 – блок обработки и отображения информации



■ **Рис. 2.** Функциональная схема информационной активной локационной системы с акустоэлектронным устройством МПР:

$\Gamma$  – задающий генератор сигналов;  $L_1, L_5, L_7, L_9$  – элементы антенн;  $L_2, L_4, L_8$  – участки среды распространения волн;  $L_3$  – изучаемый объект;  $L_3^1 \dots L_3^M$  – помеховые объекты;  $L_6$  – блок согласования и компенсации;  $O$  – блок обработки и отображения информации;  $n$  – аддитивный шум среды

нового научного направления, иногда называемого квазиоптикой акустических волн. Это название связано с тем, что акустические устройства МПР являются многовариантными периодическими структурами и в самом деле аналогичны хорошо изученным в прикладной оптике и СВЧ-электродинамике волновым системам. В силу имеющейся общности всех волновых процессов различной природы можно использовать известные в прикладной оптике принципы функциональных аналоговых преобразований волновых фронтов и в микроволновых акустических системах, специфические особенности которых необходимо выявить и исследовать.

В связи с этим актуальной является постановка задачи систематического и всестороннего исследования, разработки и изложения вопросов, связанных с методами анализа и синтеза устройств МПР, с проведением экспериментальных исследований и анализом полученных результатов.

### Особенности формирования акустических изображений точечных объектов устройствами МПР

Как известно, оптимизация пространственно-временной обработки сводится к алгоритмам линейной фильтрации, являющимся частью общего алгоритма обнаружения, измерения, классификации и обработки изображений, включающего и нелинейные операции. Излучающую антенну, среду распространения электромагнитных (или акустических) волн, приемную АР и устройство с масштабными переизлучающими решетками можно представить как совокупность последовательно включенных линейных фильтров [1–4], осуществляющих ряд операций над сформированным излучающей антенной

пространственно-временным сигналом. На рис. 2 представлена обобщенная функциональная схема информационно-измерительного канала активной (наиболее полной) локационной системы. В схему добавлены элементы, характерные для устройств МПР: блок сопряжения  $L_6$ , осуществляющий согласование параметров принятого пространственно-временного сигнала с характеристиками аналогового процессора;  $L_7$  – электроакустические преобразователи, создающие пространственно-временной сигнал в акустическом процессоре;  $L_8$  – участок среды аналогового процессора;  $L_9$  – электроакустические преобразователи, обеспечивающие прием и заданную пространственную фильтрацию в аналоговом процессоре.

Будем считать, что излучающая антенна расположена в одной плоскости с приемной (или одна АР используется на излучение и на прием), а системы координат, декартова  $(X, Y, Z)$  и сферическая  $(r_0, \alpha, \beta)$ , изображенные на рис. 3, совмещены с центром приемной АР.

Если для возбуждения облучающей системы используется сигнал  $s_1(t)$ , то процесс формирования поля  $s(\mathbf{r}, t)$  на входе устройства МПР, где  $\mathbf{r}$  – радиус-вектор точки на поверхности приемной АР, можно физически интерпретировать как последовательность операций пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) излучающей антенной, слоем пространства до объекта, переотражением сигналов объектом, слоем пространства после объекта и приемной АР.

Тогда можно записать

$$s_2(\mathbf{r}_{из}, t) = s_1(t)\Pi(\mathbf{r}_{из}) = \hat{L}_1\{s_1(t)\}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{r}_{из}$  – радиус-вектор некоторой точки, принадлежащей излучающей антенне;  $\Pi(\mathbf{r}_{из})$  – функция



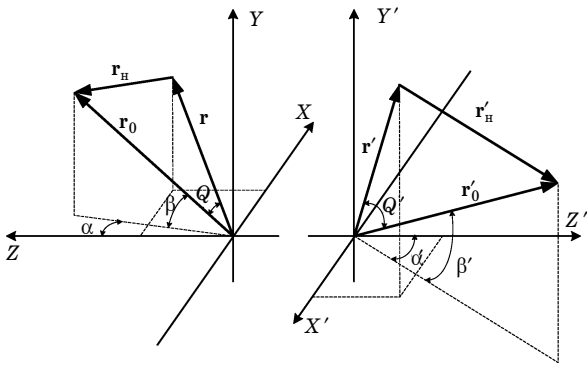


Рис. 3. Система координат в пространстве объекта и в аналоговом процессоре

пропускания, осуществляющая пространственную выборку функции раскрыва антенны; символ  $\hat{L}\{\dots\}$  означает оператор, в общем случае пространственно-временной;

$$s_3(\mathbf{r}_{0_{из}}, t) = s_2(\mathbf{r}_{из}, t) \otimes \otimes h(\mathbf{r}_{0_{из}}, t) = \hat{L}_2\{s_2(\mathbf{r}_{из}, t)\}, \quad (2)$$

где  $\otimes$  – операция свертки;  $h(\mathbf{r}_{0_{из}}, t)$  – импульсная характеристика слоя пространства до объекта;

$$s_4(\mathbf{r}_0, t) \approx s_3(\mathbf{r}_{0_{из}}, t)F(\mathbf{r}_0) = \hat{L}_3\{s_3(\mathbf{r}_{0_{из}}, t)\}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{r}_0$  – радиус-вектор точки на поверхности объекта;  $F(\mathbf{r}_0)$  – функция рассеяния объекта.

Далее

$$s_5(\mathbf{r}, t) = s_4(\mathbf{r}_0, t) \otimes \otimes h(\mathbf{r}_0, t) = \hat{L}_4\{s_4(\mathbf{r}_0, t)\}, \quad (4)$$

где  $h(\mathbf{r}_0, t)$  – импульсная характеристика слоя пространства между объектом и приемной АР. Для устройства МПР, согласно рис. 2 и 3, можно записать

$$s(\mathbf{r}, t) = s_5(\mathbf{r}, t)\Pi(\mathbf{r})P_1(\mathbf{r}) = \hat{L}_5\{s_5(\mathbf{r}, t)\}; \quad (5)$$

$$s_6(\mathbf{r}', t) = s(m_\lambda, \mathbf{r}, t)P_3(\mathbf{r}) = \hat{L}_6\{s(\mathbf{r}, t)\}, \quad (6)$$

где  $P_1(\mathbf{r})$  – функция раскрыва АР;  $P_3(\mathbf{r})$  – функция компенсации;  $m_\lambda$  – коэффициент масштабирования;

$$s_7(\mathbf{r}', t) = s_6(\mathbf{r}', t)\Pi(\mathbf{r}')P_2(\mathbf{r}') = \hat{L}_7\{s_6(\mathbf{r}', t)\}; \quad (7)$$

$$s_8(\mathbf{r}'_0, t) = s_7(\mathbf{r}', t) \otimes \otimes h(\mathbf{r}'_0, t) = \hat{L}_8\{s_7(\mathbf{r}', t)\}, \quad (8)$$

где  $h(\mathbf{r}'_0, t)$  – импульсная характеристика слоя пространства в аналоговом процессоре;  $\Pi(\mathbf{r}')$  – функция пропускания переизлучающей решетки. На выходе устройства МПР

$$\tilde{F}(\mathbf{r}'_0, t) = s_{\text{вых}}(\mathbf{r}'_0, t) = s_8(\mathbf{r}'_0, t)\Pi(\mathbf{r}'_0) = \hat{L}_9\{s_8(\mathbf{r}'_0, t)\}. \quad (9)$$

На входе приемной АР, кроме сигнала  $s(\mathbf{r}, t)$ , в общем случае могут действовать шумы, как внешние, так и внутренние, а также различного рода помехи, как активные, так и пассивные. Уравнение преобразования сигналов в тракте (см. рис. 2) можно записать в виде операторного уравнения

$$Z(\mathbf{r}, t) = \hat{L}_1\hat{L}_2\hat{L}_3\hat{L}_4\hat{L}_5\{s(t)\} + \hat{L}_1\hat{L}_2\hat{L}_3^i\hat{L}_4\hat{L}_5\{s(t)\} + \hat{L}_5\{n'(\mathbf{r}, t)\} = s(\mathbf{r}, t) + \sum_{i=1}^M n(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0^i, t) + n(\mathbf{r}, t), \quad (10)$$

где  $\mathbf{r}_0^i$  – радиусы-векторы сосредоточенных точечных аддитивных помех.

Поскольку акустоэлектронные устройства являются устройствами с фиксированной структурой (топологией), то задача проектирования пространственно-временного фильтра сводится к отысканию опорного сигнала, при котором выходной эффект достигает экстремума по критерию качества без учета влияния изменяющих свои пространственно-временные характеристики активных помех, т. е.

$$Z(\mathbf{r}, t) = s(\mathbf{r}, t) + n(\mathbf{r}, t). \quad (11)$$

В настоящее время разработаны основы теории, позволяющей оптимизировать процедуру приема пространственно-временных сигналов в зависимости от характеристик сигналов и шумов, а также используемых статистических критериев качества [5].

В качестве базовой модели пространственно-временных сигналов и помех используем сигнал, образуемый плоской волной, т. е. точечный  $\delta$ -источник, излучающий (или переизлучающий) в среде, которая считается однородной, изотропной, недиспергирующей, и расположенный в дальней зоне АР.

Как известно, процедура оптимального приема на основании критерия максимального правдоподобия заключается в вычислении устройством обработки решающей функции, воспроизводящей значения функционала отношения правдоподобия либо некоторой монотонной функции от него. Когда известны все параметры полезного сигнала, кроме измеряемых, решающей функцией может служить корреляционный интеграл вида

$$I(\mathbf{v}) = \iint_{[0, T]} \iint_{[\mathbf{r} \in Z]} Z(t_1, \mathbf{r}_1)B^{-1}(t_1, t_2, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) \times s(t_2, \mathbf{r}_2, \mathbf{v}) dt_1 dt_2 d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2, \quad (12)$$

где  $[0, T]$  – временной интервал наблюдения сигнала;  $[\mathbf{r} \in Z]$  – область апертуры АР;  $B^{-1}(t_1, t_2, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$  – обратная корреляционная функция помехи.

При синтезе акустоэлектронных устройств обработки сигналов АР целесообразно сосредоточить свои усилия на разработке пространственных

фильтров, руководствуясь следующими соображениями. Если измеряемый параметр  $\mathbf{v}$  неэнергетический, то в качестве решающей функции может быть использован корреляционный интеграл  $I(\mathbf{v})$ . При наличии гауссового шума угловые координаты  $\mathbf{v} \rightarrow \mathbf{r}_0$  источника сигнала являются неэнергетическими параметрами, и корреляционный интеграл для устройств МПП может быть записан как

$$I(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Z(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) s(t, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) dt d\mathbf{r}, \quad (13)$$

где  $\mathbf{r}'_0$  – текущее (оцениваемое) значение параметра  $\mathbf{r}_0$ .

Сигнальная составляющая  $I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0)$  может быть представлена в спектральной области в виде

$$I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) S^*(\omega, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) d\omega d\mathbf{r}, \quad (14)$$

где  $S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = \widehat{F}[s(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})]$  – преобразование Фурье (спектр) сигнала  $s(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$ ,  $\widehat{F}$  – оператор преобразования Фурье.

Алгоритм пространственно-временной обработки, описываемый выражением (14), определяет операции, которые должны быть произведены над сигналом в устройстве обработки. Он предусматривает корреляционную обработку сигналов каждого элемента приемной антенной решетки с различными опорными сигналами в каждом канале. Во многих случаях, однако, удастся использовать более простую процедуру обработки, требующую меньших аппаратных затрат. Рассмотрим возможность представления сигнальной составляющей выходного эффекта системы оптимальной обработки в форме

$$I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_0^*(\omega, \mathbf{r}'_0) \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \times W(\omega, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) d\mathbf{r} d\omega, \quad (15)$$

где  $S_0^*(\omega, \mathbf{r}'_0)$  – спектр сигнала, ожидаемого в точке пространства с радиусом-вектором  $\mathbf{r}'_0$ ;  $W(\omega, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r})$  – некоторая функция, обеспечивающая при  $\mathbf{r}'_0 = \mathbf{r}_0$  независимость подынтегрального выражения от координат точек раскрытия и не зависящая от вида излучаемого сигнала.

Будем считать, что излучаемый сигнал, достигая некоторой точки раскрытия приемной антенны, подвергается линейному преобразованию, т. е. влияние среды распространения на сигнал может быть описано действием линейного пространственно-временного фильтра с коэффициентом передачи  $V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$ :

$$S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = S_0(\omega, \mathbf{r}_0) V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}), \quad (16)$$

где коэффициент передачи  $V(\dots)$  удовлетворяет условию

$$V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = |V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})| \exp[j\varphi_V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})] = V^*(-\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}).$$

Как показано в работе [1], при выполнении равенства

$$W(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = \frac{\exp[-j\varphi_V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})]}{|V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})|} \quad (17)$$

обеспечивается тождественность выражений (14) и (15).

Процедура согласованной пространственно-временной обработки, описываемая выражением (15), сводится к выполнению в произвольной последовательности собственно пространственной обработки, не зависящей от временной структуры обрабатываемых сигналов, и временной, не зависящей от координат источника излучения и точки приема.

Если размеры приемной антенны значительно меньше расстояния до источника излучения, то можно пренебречь зависимостью амплитуд принимаемых сигналов от координат точек раскрытия, т. е.  $|V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})| = \text{const}$ . В таком приближении рассматривается значительная часть задач обработки локационных сигналов. Тогда с точностью до постоянного множителя соотношение (17) записывается в виде

$$W(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = V^*(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}). \quad (18)$$

Следовательно, при реализации алгоритма согласованной пространственной обработки сигнала от точечного по угловым координатам источника, оптимального при наличии пространственно-временного белого шума, опорная функция корреляционного интеграла (в спектральной области) должна выбираться равной комплексно-сопряженной функции распределения комплексных амплитуд по приемной антенне в полосе частот принимаемых сигналов. Данная обработка может быть реализована акустоэлектронными устройствами МПП с масштабированием по частоте или по частоте и скорости [2, 3].

Структура широкополосного в пространственно-временном смысле сигнала в общем случае не факторизуется, хотя в частных случаях удастся обеспечить выполнение условия (18). В данном построении согласованного пространственного фильтра обработка заключается не в сдвиге фаз колебаний, а во временном сдвиге колебаний, снимаемых с выхода каждого элемента АР на величину, зависящую от направления на источник и от положения элемента на апертуре антенны. Этот вариант построения оптимального (согласованного) устройства ПВОС может быть реализован на базе акустоэлектронного устройства с масштабированием по скорости [4].

Условие факторизации также выполняется при уменьшении задержек сигнала по антенне за счет

разбиения апертуры АР на подрешетки или, учитывая пространственно-временную эквивалентность, при разбиении эффективной ширины спектра сигнала на поддиапазоны.

В реальных устройствах пространственной обработки соотношение (18) может выполняться не строго, что связано или с возможностями технической реализации акустоэлектронных устройств, или необходимостью улучшения характеристик пространственного разрешения. Отклик устройства на  $\delta$ -источник определяется пространственным корреляционным интегралом в выражении (15). Однако, принимая во внимание наличие определенных ограничений при оптимизации пространственной обработки, учитываемых введением функции раскрытия  $P_{1,2}(k, \mathbf{r}) = P_1(k, \mathbf{r})P_2'(k, \mathbf{r})$  [см. выражения (5), (7)], отклик устройства или пространственная импульсная характеристика определяется как

$$H(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \int_{\mathbf{r} \in Z} P_{1,2}(k, \mathbf{r}) V(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \times W(k, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) d\mathbf{r}. \quad (19)$$

Эта пространственная характеристика и является основной при синтезе и анализе топологических и функциональных структур акустоэлектронных устройств МПР.

Как показано в работе [1], в приближении дальней зоны пространственная импульсная характеристика описывается как

$$h(k, \alpha, \beta, \alpha_0, \beta_0) = \iint_{(x, y) \in Z} P_{1,2}(k, x, y) \times W(k, x, y, \alpha_0, \beta_0) \exp[-jk(x \sin \alpha \cos \beta + y \sin \beta + z \cos \alpha \cos \beta)] dx dy. \quad (20)$$

Выражение (20), нормированное к значению  $h(k, \alpha = \alpha_0, \beta = \beta_0)$ , служит характеристикой направленности антенны.

Таким образом, корреляционная функция, в частности пространственная (19), является универсальной характеристикой, определяющей основные показатели устройства обработки. Ширина основного и уровень боковых лепестков ее модуля характеризуют селективные свойства устройства, т. е. разрешение сигналов (по критерию Релея) и уровень подавления помех. При заданном отношении сигнал/помеха от остроты главного максимума корреляционной функции зависит точность оценки параметров.

### Особенности формирования акустических изображений кластерных объектов устройствами МПР

До сих пор мы рассматривали вопрос о построении оптимального пространственно-временного фильтра в предположении, что источники сигнала

являются точечными. Однако реальные объекты имеют конечные размеры, соизмеримые с элементом разрешения устройства обработки или значительно его превосходящие. Данная ситуация характерна для звуко-радиовидения, гидролокации, медицинской диагностики и т. д. Для описания таких объектов часто используют статистическую модель в виде совокупности «блестящих точек» вторичных точечных объектов, заполняющих объем пространства, определяемый его размерами.

Если принять допущение об однократном рассеянии, то протяженный объект будет представлен совокупностью большого числа случайных статистически независимых блестящих точек, а формируемое ими отраженное поле в области приема может быть представлено в виде суммы большого числа независимых слагаемых. При этом, если выполняется приближение дальней зоны, т. е.  $s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t)$  [см. выражение (2)] аппроксимируется плоскими волнами, то справедливо выражение (3) [6]. Процесс формирования отраженного поля можно интерпретировать как пространственную модуляцию облучающего сигнала в виде плоских волн функцией  $F(\mathbf{r}_0)$  рассеяния облученной части объекта. При простейшем синусоидальном зондирующем сигнале пространственно-временной сигнал  $s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t)$ , облучающий объект, с учетом принятых ограничений может быть записан как

$$s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t) \approx s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}) \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}_1 \left( t - \frac{z_{0_{нс}}}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\}, \quad (21)$$

где  $|\mathbf{r}_{0_{нс}}| \approx z_{0_{нс}}$ ;

$$s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}) = s_2(\mathbf{r}_{0_{нс}}) \otimes \otimes \frac{z}{|\mathbf{r}_{0_{нс}}|} \exp \left( -j \frac{\omega_0}{v} |\mathbf{r}_{0_{нс}}| \right); \quad (22)$$

$$\begin{aligned} & \dot{U}_1 \left( t - \frac{z_{0_{нс}}}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) = \\ & = \left\{ \dot{U} \left( t - \frac{z_{0_{нс}}}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\} \otimes \Psi_{\mathbf{r}_{0_{нс}}}(t), \quad (23) \end{aligned}$$

где  $\Psi_{\mathbf{r}_{0_{нс}}}(t)$  – функция, учитывающая ряд линейных операций над сигналом при его распространении в слое пространства.

Выражения (22), (23) справедливы, если представить импульсную характеристику слоя пространства от излучающей антенны до объекта в виде

$$h(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t) = \frac{z}{|\mathbf{r}_{0_{нс}}|^2} \left\{ \delta \left( t - \frac{|\mathbf{r}_{0_{нс}}|}{v} \right) \otimes \Psi_{\mathbf{r}_{0_{нс}}}(t) \right\}. \quad (24)$$

Далее, сохраняя все принятые ограничения, учитывая равенства (3) и (4), а также то, что  $h(\mathbf{r}_0, t) -$

импульсная характеристика слоя пространства между объектом и приемной АР описывается аналогично (24), при  $|\mathbf{r}'| \cong |\mathbf{r}_0| \approx z_0$  можно записать

$$s_5(\mathbf{r}, t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_2 \left( t - \frac{2z_0}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\} \times \left\{ \int_{\Pi(\mathbf{r}_{0_{\text{ис}}})} F(\mathbf{r}_0) \frac{z_0}{|\mathbf{r}_H|^2} \exp \left[ -j \frac{\omega_0}{v} |\mathbf{r}_0| \right] d\mathbf{r}_0 \right\}, \quad (25)$$

где  $\Pi(\mathbf{r}_{0_{\text{ис}}})$  – облученный участок объекта, зависящий от пространственной (22), временной (23) структур сигнала и конфигурации объекта;  $\mathbf{r}_H$  и  $\mathbf{r}'_H$  – см. рис. 3. Задаваясь уравнением поверхности в явной форме  $z_0 = z(x_0, y_0)$  и переходя к декартовым координатам, поверхностный интеграл в выражении (25) преобразуем в двойной интеграл

$$s_5(x, y, 0, t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_2 \left( t - \frac{2z_0}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\} \times \iint_{D(x_0, y_0)} F[x_0, y_0, z(x_0, y_0)] \times \frac{1}{z_0} \exp \left[ -j \frac{\omega_0}{v} |\mathbf{r}_0| \right] dx_0 dy_0, \quad (26)$$

где  $D(x_0, y_0)$  – облучаемая область, принадлежащая  $\Pi(\mathbf{r}_{0_{\text{ис}}})$  и лежащая в плоскости  $(x_0, y_0)$ , перпендикулярной оси  $Z$ . Пространственно-временной сигнал, рассеянный объектом  $s_5(x, y, 0, t)$ , несет информацию в виде последовательности во времени двумерных (или одномерных) сечений облучаемой поверхности. Для двумерной задачи при использовании акустоэлектронного устройства МПР в качестве пространственно-временного согласованного фильтра, с учетом формул (5)–(9), (26), изображение объекта или оценка его функции рассеяния может быть записана как

$$\begin{aligned} \tilde{F}(x_0, y_0, \Delta z_0, \Delta \tau) &= \\ &= \int \int \int_{-\infty}^{\infty} P_{1,2}(x, y) s(x - x_0, y - y_0, z, t - \tau) \times \\ &\times s^{*'}(x - x'_0, y - y'_0, z'_0, t - \tau) dx dy dt = \\ &= \int \int_{-\infty}^{\infty} F(x_0, y_0, z_0) F_0^*(x'_0, y'_0, z'_0) \times \\ &\times B(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z, \Delta \tau) dx'_0 dy'_0 = \\ &= \int \int_{-\infty}^{\infty} F(x'_0, y'_0, z'_0) B(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z, \Delta \tau) dx'_0 dy'_0, \quad (27) \end{aligned}$$

где координаты со штрихом ( $\dots'$ ) относятся к координатам опорных «блестящих точек» или коор-

динатам элементов считывающей решетки в аналоговом процессоре, пересчитанным в соответствии с коэффициентом масштабирования  $\Delta x_{0z} = x_{0z} - x'_{0z}$ ,

$\Delta y_{0z} = y_{0z} - y'_{0z}$ ,  $\Delta z = z_0 - z'_0$ ,  $\Delta \tau = \tau - \tau'$ ,  $\tau = \frac{2z_0}{v}$ ,  $z'_0 = L$  – фиксированное, заранее заданное значение, а

$$F(x'_{0z}, y'_{0z}, z') = \begin{cases} 1 & \text{при } x'_{0z} = x_i, y'_{0z} = y_i, z' = L' \\ 0 & \text{при } x'_{0z} \neq x_i, y'_{0z} \neq y_i, z' \neq L' \end{cases}$$

Выражение (27) является интегралом суперпозиции, в котором при функции рассеяния объекта (представленного совокупностью независимых точечных источников) присутствует весовая функция  $B(\dots)$ , являющаяся многомерной функцией корреляции. При всех принятых допущениях эта функция факторизуется и может быть записана как

$$B(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z, \Delta \tau) = B_n(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z) B_z(\Delta \tau) B_r(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z),$$

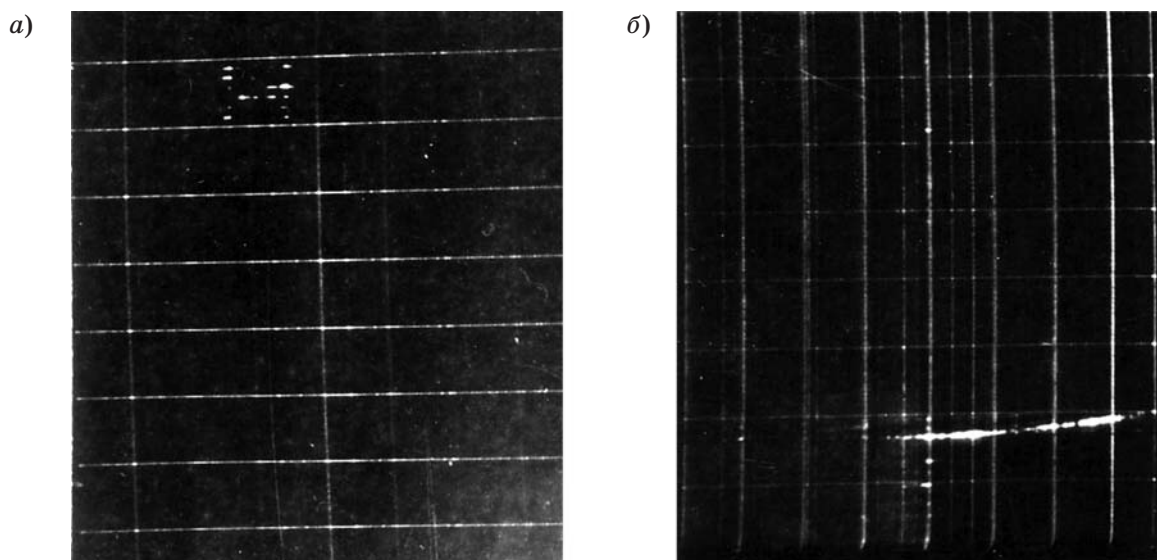
$$B_n(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z) = \int \int_{-\infty}^{\infty} P_{1,2}(x, y) \frac{1}{z_0 z'_0} \exp \left\{ -j \frac{\omega_0}{v} (\mathbf{r}_H - \mathbf{r}'_H) \right\} dx dy; \quad (28)$$

$$B_z(\Delta \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} U_2 \left( t - \frac{2z_0}{v} \right) U_0^* \left( t - \frac{2z'_0}{v'} \right) dt; \quad (29)$$

$$B_r(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z) = \int \int_{-\infty}^{\infty} s_3(x_{0z}, y_{0z}, z_0) s_3^*(x'_{0z}, y'_{0z}, z') dx_{0z} dy_{0z}. \quad (30)$$

Таким образом, пространственные (28), (30) и временная (29) корреляционные функции характеризуют в процессе облучения – приема когерентность волновых полей. Пространственную характеристику (28), записанную в частной области (19), мы уже определили и выбрали в качестве основной характеристики при синтезе акустоэлектронных пространственных фильтров. Корреляционная функция (30) имеет такую же структуру, характеризует процесс облучения объекта и может служить основной характеристикой при оптимизации структуры пространственно-временного сигнала, излучаемого антенной системой, в частности, для повышения резкости изображения.

На основании теоретических результатов, изложенных в данной работе, были созданы и исследованы в натурных испытаниях несколько устройств МПР. В качестве иллюстрации на рис. 4 приведены две фотографии, снятые с экрана индикатора телевизионного типа в координатах угло-дальность гидролокатора секторного обзора. Гидролокатор, созданный на базе устройства МПР



■ Рис. 4. Локационное изображение кластерного (а) и непрерывного протяженного (б) объектов

с масштабированием по частоте и скорости, позволял за один проход зондирующего импульса в течение 0,25 с с разрешением в 20' по углу и 0,2 м по дальности осуществить обзор углового сектора в 40°, в диапазоне дальностей от 10 до 120 м. На рис. 4, а показано отображение точечных объектов (геометрической фигуры «Н»), выложенных на грунте из отражателей на расстоянии 50–60 м от АР. Расстояние между пенопластовыми отражателями составляло 0,6–0,7 м, а их диаметр 0,1 м. На рис. 4, б отображен протяженный объект – кусок кабеля в водонепроницаемой оплетке диаметром 0,05 м, проложенный по дну водоема.

### Заключение

Представление тракта активной локационной системой с устройством МПР в виде последовательно включенных линейных фильтров позволило в удобной для последующего анализа и синтеза акустоэлектронных устройств форме изложить вопросы оптимизации пространственно-временной обработки сигналов. Основное внимание уделялось нахождению опорной функции, способствующей максимизации выходного эффекта в соответствии с выбранным критерием качества. Определены основные характеристики – пространственные и временные взаимокорреляционные функции принятого и опорного сигналов, позволяющие осуществить анализ и синтез согласованных акустоэлектронных фильтров на базе устройств МПР. В качестве базовой модели пространственно-временного сигнала принят сигнал, образуемый по-

лем с плосковолновым фронтом, что относится как к полезным, так и к помеховым сигналам.

Натурные испытания подтвердили справедливость отдельных теоретических результатов, изложенных в данной статье, а также работоспособность и конкурентоспособность устройств МПР.

### Литература

1. Рогачев В. И., Петров П. Н., Кравец В. С., Кулаков С. В. Акустоэлектронные устройства обработки гидроакустических сигналов. СПб.: Судостроение, 1993. 184 с.
2. Petrov P. N., Kulakov S. V., Molotok V. V. Recent advance in acoustoelectronic and acoustooptic phase antenna array signal processing // The Journal of Polish Acoustic Society. 2001. N. 21. P. 147–160.
3. Petrov P. N., Kulakov S. V., Molotok V. V. Spatial pulse response of the multielement acoustoelectronic processor // Proc. SPIE. 1999. Vol. 3900. P. 263–266.
4. Petrov P. N., Senin A. V. Multielemental acoustoelectronic processors with time offset // VII intern. conf. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. SPb. Russia. 2004. P. 12–18. <http://www.home.ru/weconf>.
5. Гусев В. Г. Системы пространственно-временной обработки гидроакустической информации. Л.: Судостроение, 1989. 264 с.
6. Кайно Г. Акустические волны: Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 656 с.

УДК 621.397.13

## АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ ОБЪЕКТОВ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВИДЕОКАДРОВ МЕТОДАМИ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

**Н. А. Обухова,**

канд. техн. наук, доцент

**Б. С. Тимофеев,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

*Рассмотрен алгоритм автоматической сегментации изображений многих объектов интереса на базе математического аппарата нечеткой логики. Предложено учитывать достоверность векторов движения. Рассмотрены признаки и функции принадлежности блоков кластерам на начальном этапе кластеризации при неизвестном числе кластеров. Дана методика определения характеристик объектов. Определены признаки и функции принадлежности блоков объектам в ходе сопровождения. Показано разрешение ситуаций окклюзии (перекрытия объектов) и отождествления объекта после срыва сопровождения.*

*The paper concerns an algorithm of automatic segmentation for multiple objects of interest on the basis of fuzzy logic, taking into account the reliability of moving vectors. We study the attributes and membership functions for blocks and clusters at the initial segmentation stage in the case of the unknown number of clusters. Methods of finding the object characteristics, such as gravity centers, form parameters, movement models, are given. The attributes and membership functions for blocks and objects during tracking are determined. Resolution for situations of occlusion (overlapping objects) and object identification after tracking failure are shown.*

В прикладных видеокомпьютерных системах актуальной является задача автоматической сегментации и сопровождения многих объектов интереса. Априорная информация об объектах минимальна: количество объектов неизвестно, даны лишь пределы изменения их размеров и скоростей перемещения в пересчете к экранной плоскости видеокамеры. Это определяет целесообразность использования для сегментации объектов совокупности признаков и математического аппарата нечеткой логики [1]. Наиболее информативными признаками являются детальность, движение и форма [2].

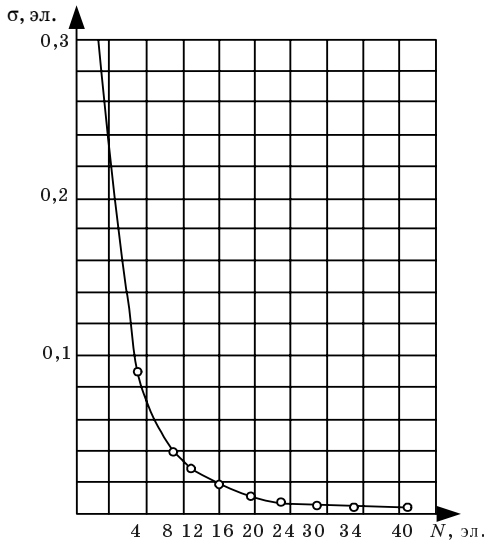
### Классификация фрагментов изображения

При решении задач сегментации и сопровождения объектов ТВ-кадр разбивают на фрагменты (блоки). Размеры блока выбирают с учетом площади изображения минимального сегментируемого объекта и интервала усреднения, необходимого для достижения нужной точности оценки вектора смещения (движения) блока за время ТВ-кадра (рис. 1). Размер блока  $8 \times 8$  элементов признан оптимальным при решении многих задач. Тогда, для телевизион-

ного кадра с разрешением  $576 \times 768$  элементов общее число блоков равно 6912. Определение векторов движения для всех блоков сопряжено со значительными вычислительными затратами и непродуктивно, так как объекты интереса обычно занимают малую часть площади кадра. Поэтому перед началом обработки целесообразно разбить универсальное множество блоков  $G$  на нечеткие множества с использованием математического аппарата нечеткой логики и ряда признаков (параметров).

Под параметром «детальность» будем понимать уровень высокочастотной энергии в блоке изображения. Для оценки уровня детальности используют предварительную обработку изображения (вейвлет-преобразование, морфологический анализ, пространственное дифференцирование, выделение контуров) с последующим подсчетом интенсивности высокочастотной энергии для каждого блока (рис. 2). Например, при использовании пространственного дифференцирования по направлению  $x$  детальность блока  $(k, l)$  размером  $m \times n$

$$D(k, l) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |L(x_k + j, y_l + i) - L(x_k + j + \Delta x, y_l + i)|,$$



■ *Рис. 1. Зависимость потенциальной точности оценки смещения от размера блока*

где  $L$  – яркость пикселя в кадре;  $x_k, y_k$  – координаты левого верхнего угла блока;  $\Delta x$  – приращение координаты  $x$ .

Введем модифицированную оценку детальности, инвариантную по отношению к уровню шума и коэффициенту передачи измерителя:

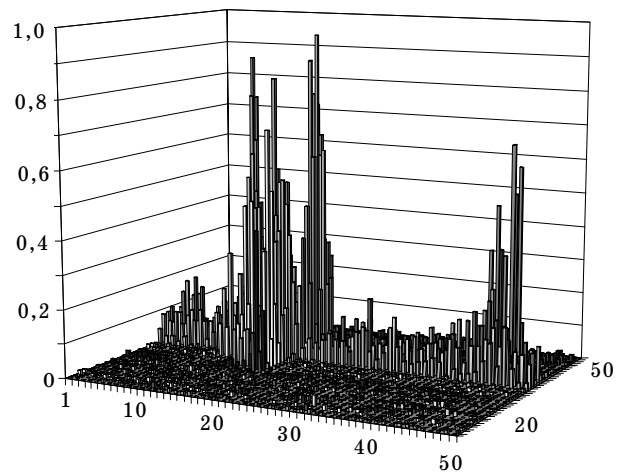
$$D_M(k, l) = \left| \frac{D(k, l) - D_{\min}}{D_{\min}} \right|,$$

где  $D_{\min}$  – оценка минимального уровня детальности в блоках, обусловленная шумами:

$$D_{\min} = \text{moda}\{D(k, l)\} \quad k=1, \dots, K, l=1, \dots, L,$$

здесь  $K \times L$  – число блоков в изображении.

«Блок с высокой детальностью» является нечетким понятием (переменной). Определим на универсальном множестве всех блоков кадра  $G$  нечеткое множество  $G_{DH} \subset G$  блоков с «высокой детальностью» как совокупность пар  $\{(k, l), \mu_{G_{DH}}(k, l)\}$ , где  $0 < \mu_{G_{DH}}(k, l) < 1$  – функция принадлежности элемента (блока)  $(k, l)$  к множеству  $G_{DH}$ . Чем выше значение  $\mu_{G_{DH}}(k, l)$ , тем в большей мере элемент универсального множества соответствует свойствам нечеткого множества. Функцию принадлежности обычно задают на основании опыта, априорных данных и пр. Поскольку при сегментации и сопровождении объектов важную роль играют векторы движения, включим в число свойств нечеткого множества  $G_{DH}$  корректность их определения. На основании экспериментальных данных построен график зависимости вероятности  $p(k, l)$  верных значений векторов движения от уровня детальности блоков  $D_M$  (рис. 3). Анализ графика позволяет предложить для описания  $\mu_{G_{DH}}(k, l)$  математическую модель



■ *Рис. 2. Сюжет «корабль и катер» и гистограмма детальности*

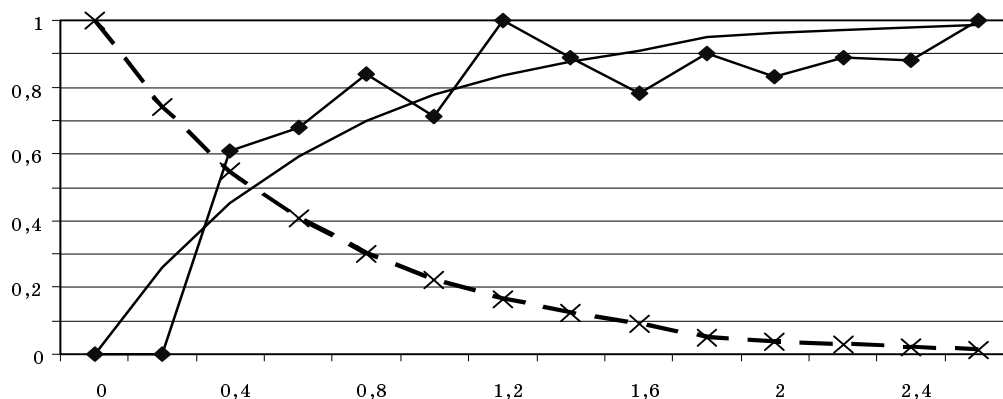
$$\mu_{G_{DH}}(k, l) = 1 - \exp[-\eta D_M(k, l)],$$

где  $\eta = 3$  – параметр модели, численное значение которого найдено методом нелинейного программирования.

Блоки множества  $G_{DH}$  относят к объектам интереса и фону (см. рис. 2). Нечеткое множество «блоки с низкой детальностью» характеризуют функцией принадлежности

$$\mu_{G_{DL}}(k, l) = 1 - \mu_{G_{DH}}(k, l).$$

Признак движения оценивают на основе энергии движения или оптического потока [3]. Определение векторов движения для всех блоков кадра или области поиска является избыточным: если в блоке кадра  $t$  нет значимых изменений относительно кадра  $t-1$ , то с большой вероятностью вектор движения равен нулю. Очевидно, что определять векторы оптического потока целесообразно только в тех блоках, где произошли какие-либо изменения. Модифицированная оценка этих изменений может быть получена на основе модуля межкадровой разности (энергии движения) в блоке



■ Рис. 3. Функции принадлежности:

—◆— — вероятности корректных векторов движения; — — функция принадлежности «высокая детальность»  $\mu_{G_{DN}}(k, l)$ ; —×— — «низкая детальность»  $\mu_{G_{DL}}(k, l)$  в зависимости от детальности  $D_M$

$$MAD_M(k, l) = \left| \frac{MAD(k, l) - MAD_{\min}}{MAD_{\min}} \right|,$$

здесь

$$MAD(k, l) = \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^M |L(x_k + j, y_l + i, t) - L(x_k + j, y_l + i, t-1)|,$$

где  $L()$  – яркости пикселя в текущем  $t$  и предыдущем  $t-1$  кадрах;  $MAD_{\min}$  – оценка межкадровой разности блока, обусловленная присутствием шумов:

$$MAD_{\min} = \text{moda}\{MAD(k, l)\},$$

$$k = 1, \dots, K, l = 1, \dots, L.$$

Введенная модифицированная оценка позволяет определить на универсальном множестве  $G$  нечеткое множество  $G_{MH}$  блоков с «высокими значениями энергии движения». Функция принадлежности к этому нечеткому множеству

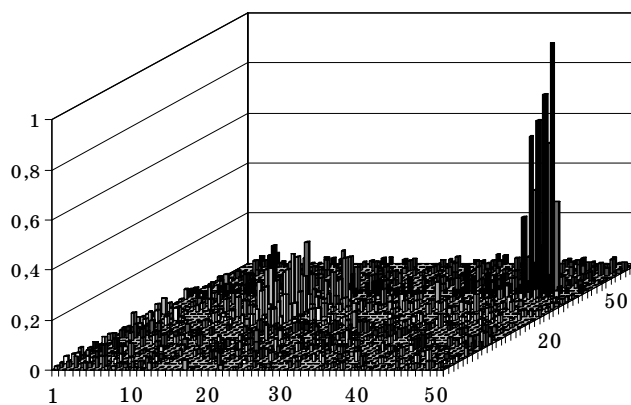
$$\mu_{G_{MH}}(k, l) = 1 - \exp[-\beta MAD_M(k, l)],$$

где  $\beta = 3$  – параметр модели, численное значение которого найдено на основе экспериментальных данных.

Функция принадлежности к нечеткому множеству  $G_{ML}$  «блоков с низкой энергией движения»

$$\mu_{G_{ML}}(k, l) = 1 - \mu_{G_{MH}}(k, l).$$

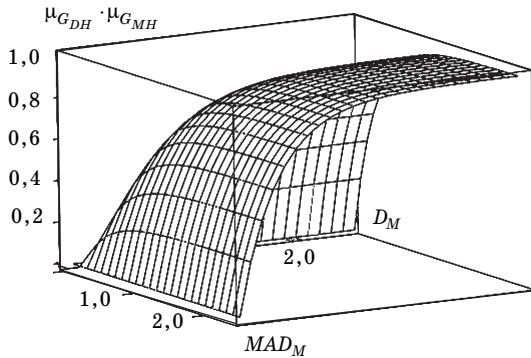
Чем ближе  $\mu_{G_{MH}}(k, l)$  к единице, тем более вероятно значимая величина вектора движения для блока  $(k, l)$ . Блоки подмножества  $G_{MH}$  с определенной вероятностью принадлежат движущимся объектам (рис. 4). Достоверность этих суждений



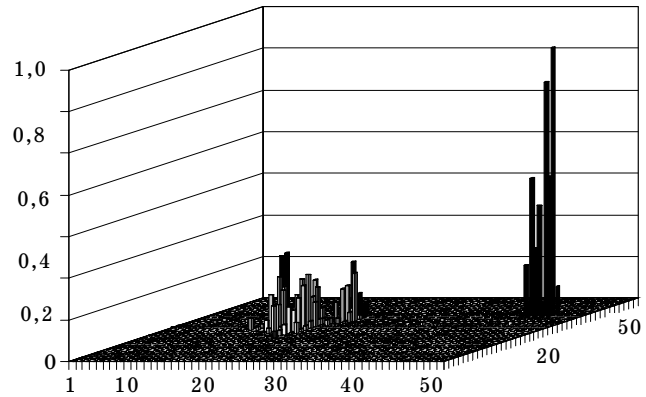
■ Рис. 4. Гистограмма межкадровой разности

определяется постоянством яркости движущихся объектов (во времени) и уровнем их детальности (в пространстве). На практике эти условия достаточно часто нарушаются. Блики, тени, полупрозрачные и слабо текстурированные поверхности, изменения средней освещенности приводят к появлению «энергии движения» на участках кадра, где на самом деле движения нет. Если детальность этих участков низкая, результатом поиска могут явиться так называемые аномальные векторы движения, не отражающие реальное движение. Наличие аномальных векторов в оцениваемом оптическом потоке приводит к последствиям, тяжесть которых определяется назначением системы. При устранении временной избыточности в системах видеосжатия аномальные векторы уменьшают коэффициент сжатия. Для задачи сегментации последствия будут более существенными: учет аномальных векторов может вызвать рассегментацию объекта и снижает точность определения параметров его движения.





■ Рис. 5. Функция принадлежности к множеству  $G_{MD}$



■ Рис. 6. Гистограмма пересечения подмножеств  $G_{MD} = G_{DH} \cap G_{MH}$

С целью преодоления этих недостатков предложено дополнить двумерные векторы движения третьим компонентом – оценкой его достоверности  $p_{kl}: (v_{xkl}, v_{ykl}, p_{kl})^T$ , где  $v_{xkl}, v_{ykl}$  – составляющие вектора движения  $(k, l)$  по направлениям  $x$  и  $y$ . Предварительная оценка степени достоверности векторов движения позволяет снизить влияние аномальных векторов и резко сократить вычислительную нагрузку: векторы движения следует искать только в тех блоках, где уровень достоверности достаточно высок.

Пересечение нечетких множеств  $G_{DH} \cap G_{MH}$  определяет подмножество  $G_{MD}$ , в котором найденные векторы движения обладают уровнем достоверности в соответствии с одной из известных  $t$ -норм. Наиболее часто используют  $t$ -нормы: «вероятностное пересечение» – норма задана перемножением функций принадлежности  $T(G_{DH}, G_{MH}) = \mu_{G_{DH}} \cdot \mu_{G_{MH}}$  (рис. 5); «пересечение по Лукасевичу» –  $T(G_{DH}, G_{MH}) = \max(\mu_{G_{DH}} + \mu_{G_{MH}} - 1)$ ; «пересечение по Заде» –  $T(G_{DH}, G_{MH}) = \min(\mu_{G_{DH}}, \mu_{G_{MH}})$ .

С целью снижения вычислительной нагрузки и повышения достоверности векторы движения следует искать для блоков, принадлежащих подмножеству  $G_{MD}$ . Сечение нечеткого множества  $G_{MD}$  по уровню  $\alpha \geq 0,95$ , применительно к сюжету «корабль и катер» (см. рис. 2), включает в себя 74 блока, по уровню  $\alpha \geq 0,99$  – 16 блоков, что показывает возможности по снижению вычислительных затрат (рис. 6).

Результатом выполнения процедур поиска является множество блоков  $G_{MD}$  с присвоенными им трехкомпонентными векторами движения  $(v_{xkl}, v_{ykl}, p_{kl})^T$ , где значения  $p(k, l) = \mu_{G_{DH}}(k, l) \cdot \mu_{G_{MH}}(k, l)$  определены функцией принадлежности блоков множеству  $G_{MD}$ . Для блоков, принадлежащих сечению нечеткого множества  $G_{MD}$  по уровню  $\alpha \geq 0,99$ , достоверность векторов движения близка к единице.

Блокам с высокой детальностью и низким уровнем энергии движения, принадлежащим пересече-

нию  $G_{DH} \cap G_{ML}$ , без выполнения процедуры поиска присваивают нулевые векторы движения с достоверностями  $p(k, l) = \mu_{G_{DH}}(k, l) \cdot \mu_{G_{ML}}(k, l)$ . Блоки, принадлежащие сечению нечеткого множества «блоков с низкой детальностью»  $G_{ML}$  по уровню  $\alpha \geq 0,5$ , исключают из дальнейшей обработки.

### Сегментация объектов по совокупности признаков

В рамках математического аппарата нечеткой логики задача сегментации может быть классифицирована как кластеризация блоков при априорно неизвестном числе кластеров [2]. Число блоков, принадлежащих объектам интереса, сравнительно невелико. Кроме того, эти блоки могут быть размещены в произвольном порядке по площади кадра. Поэтому в дальнейшем будем использовать одномерную нумерацию блоков  $1, \dots, m$ . Исходной информацией для кластеризации является матрица наблюдений

$$Q_b = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} & q_{14} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ q_{m1} & q_{m2} & q_{m3} & q_{m4} \end{bmatrix},$$

где  $k$ -я строка содержит вектор параметров  $k$ -го блока:  $q_{k1} = x_k, q_{k2} = y_k, q_{k3} = v_{xk}, q_{k4} = v_{yk}, q_{k5} = p_k$ .

По матрице наблюдений  $Q_b$  формируют матрицу признаков

$$R_g = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1n} \\ r_{21} & r_{21} & \dots & r_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{m1} & r_{m2} & \dots & r_{mn} \end{bmatrix},$$

где каждая строка содержит значения  $n$  признаков (по отношению к объекту  $O_g$ ) одного из  $m$  блоков, подлежащих кластеризации.

Признаки приводят к стандартной форме: это положительные безразмерные величины, изменяющиеся от нуля до бесконечности, причем, чем меньше их значения, тем лучше. Тогда совокупность признаков для  $k$ -го блока (строку матрицы  $\mathbf{R}_g$ ) можно представить в виде вектора  $\mathbf{r}_{kg}$ , который имеет геометрический смысл.

В ходе кластеризации блоки объединяют в кластеры (объекты) на основе схожести признаков для блоков одного объекта и отличий от других объектов. В соответствии с положениями нечеткой логики блок может принадлежать не обязательно одному объекту: определяют лишь степень принадлежности блока к данному объекту. Начальные блоки кластеров (затравки) выбирают из множества  $G_{DH}$  – это блоки с минимальными суммами расстояний до остальных блоков этого множества. Блоки множества  $G_{DH}$ , принадлежащие одному объекту, образуют связанную группу и имеют близкие векторы движения. Тогда первым признаком  $r_{kg1}$  принадлежности блока  $k$  к объекту  $O_g$  является минимальное расстояние  $d_{\min} = \min(d_{kl})$ ,  $l = 1, \dots, m, k = 1, \dots, m; l \neq k$  до одного из ранее включенных в кластер блоков (на первом шаге – к блоку затравки).

Вторым признаком  $r_{kg2}$  является взвешенная норма разностного вектора  $p_k \|\mathbf{v}_k - \mathbf{v}_g\|_{l_2}$ , где  $\mathbf{v}_g$  – наиболее вероятный вектор движения для данной области, а  $p_k$  – оценка достоверности вектора движения  $\mathbf{v}_k$ .

Для  $k$ -го блока формируют обобщенный признак, например в виде нормы вектора  $\mathbf{r}_{kg}$ , составленного из взвешенных значений частных признаков:

$$d_{kg} = \|\mathbf{r}_{kg}\| = \mathbf{r}_{kg}^T \mathbf{W} \mathbf{r}_{kg},$$

где матрица  $\mathbf{W}$  переменных весовых коэффициентов учитывает динамику свойств объектов интереса и окружающей обстановки.

Для евклидовой нормы матрица  $\mathbf{W}$  единичная; если признаки взаимонезависимы – диагональная; в случае взаимной зависимости признаков – заполненная и рассчитанная через матрицу ковариаций (норма Махаланобиса).

Целесообразно использовать экспоненциальную функцию принадлежности блоков к объекту  $O$  на основании обобщенного признака  $d$ :

$$\theta(O) = \exp(-d^2 / \lambda^2), \quad (*)$$

где  $\lambda$  – масштабный коэффициент.

Чтобы получить степень принадлежности блока  $k$  к объекту  $O_g$ :  $\mu(k \in O_g)$ , нужно подставить в выражение (\*) конкретное значение обобщенного признака  $d_{kg}$ . При варьировании признака от нуля до бесконечности функция принадлежности изменяется от нуля до единицы, причем, чем больше ее значение, тем выше степень принадлежности блока к данному объекту. После того как определены блоки со значениями функции принадлежности к данному кластеру, превышающими некоторый

порог  $\alpha$ , переходят к формированию следующего кластера. Процесс заканчивают, когда осуществлен перебор всех оставшихся блоков (рис. 7 и 8).

Для всех сегментированных объектов определяют векторы параметров: местоположения центров тяжести, параметры формы и моделей движения. При описании заранее неизвестной формы объектов используют наиболее общее представление на основе моментных инвариантов [4]. Координаты центра эллипса рассеяния (центра тяжести изображения объекта)

$$\mu_{xg} = \frac{\sum_{k=1}^N x_k p(k \in O_g)}{N}; \quad \mu_{yg} = \frac{\sum_{k=1}^N y_k p(k \in O_g)}{N}$$

составляют вектор  $\boldsymbol{\mu}_g = (\mu_{xg}, \mu_{yg})^T$ . Угол поворота  $\varphi_g$ , длины большой  $l_g$  и малой  $s_g$  полуосей эллипса рассеивания находят на основании вторых моментов

$$D_x = \frac{\sum_{k=1}^N (x_k - \mu_{xg})^2 p(k \in O_g)}{(N-1) \sum_{k=1}^N p(k \in O_g)};$$

$$D_y = \frac{\sum_{k=1}^N (y_k - \mu_{yg})^2 p(k \in O_g)}{(N-1) \sum_{k=1}^N p(k \in O_g)};$$

$$K_{xy} = \frac{\sum_{k=1}^N (x_k - \mu_{xg})(y_k - \mu_{yg}) p(k \in O_g)}{(N-1) \sum_{k=1}^N p(k \in O_g)};$$

$$\varphi_g = \arctg\left(\frac{K_{xy}}{D_x - D_y}\right);$$

$$l_g = 4\sqrt{0,5(D_x + D_y) + \sqrt{0,25(D_x + D_y)^2 - (D_x D_y - K_{xy}^2)}};$$

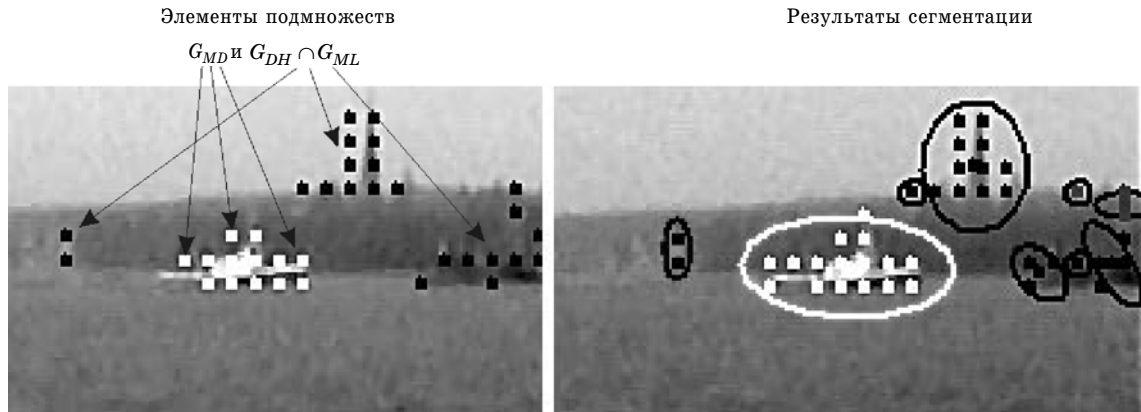
$$s_g = 4\sqrt{0,5(D_x + D_y) - \sqrt{0,25(D_x + D_y)^2 - (D_x D_y - K_{xy}^2)}},$$

где  $\{x_k, y_k\}$ ,  $k = 1, \dots, N$  – множество блоков, принадлежащих объекту  $O_g$ ;  $p(k \in O_g)$  – вероятность принадлежности  $k$ -го блока к объекту  $O_g$ .

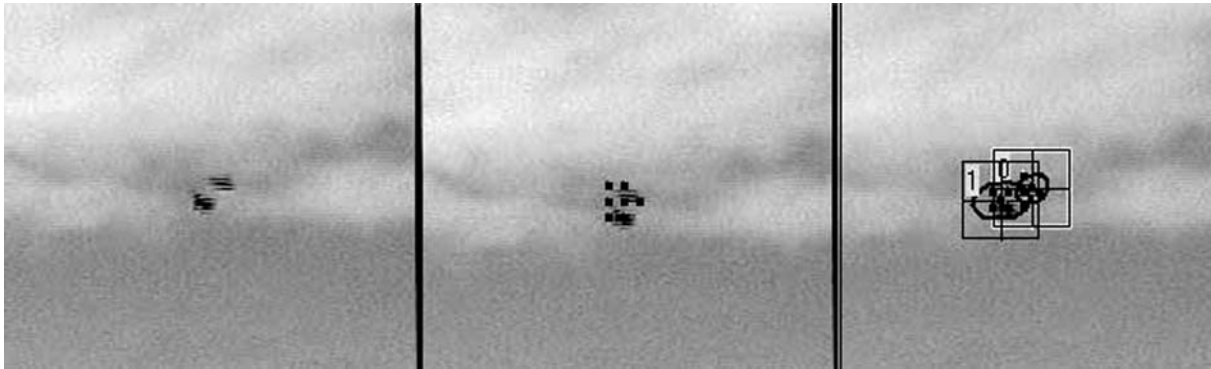
Уравнение для эллипса рассеяния, описывающего объект  $O_g$ :

$$L_g(\mathbf{O}) = \exp\left[-(\mathbf{O} - \boldsymbol{\mu}_g)^T \mathbf{K}_g^{-1} (\mathbf{O} - \boldsymbol{\mu}_g) / 2\right],$$

где  $\mathbf{O} = (x, y)^T$  – вектор координат элемента в плоскости изображения; матрица ковариаций



■ Рис. 7. Результаты сегментации по признаку связности блоков



■ Рис. 8. Результаты основных шагов сегментации двух близких объектов

$\mathbf{K}_g = \mathbf{R}^T(-\varphi_g) \text{diag}[l_g^2 s_g^2] \mathbf{R}(-\varphi_g)$ , где  $\mathbf{R}(-\varphi_g)$  – матрица поворота на угол  $\varphi_g$ .

Тогда форму объекта с номером  $g$  можно компактно описать длинами полуосей эллипса  $\Phi_g = [l_g, s_g]$ , углом поворота  $\varphi_g$  и коэффициентом элонгации

$$\text{elong}_g = \frac{l_g}{s_g}.$$

Для жестких (*rigid*) объектов движение учитывают векторами скорости  $\mathbf{v}_g$  и ускорения  $\mathbf{a}_g$ , отнесенными к центру тяжести  $\mu_g$ .

Векторы параметров для всех объектов объединяют в матрицу наблюдений  $\mathbf{Q}_O$ . В ходе сопровождения объектов в каждом последующем кадре определяют множество блоков, соответствующих  $\alpha$ -сечению нечеткого множества  $G_{DH}$  с присвоенными им трехкомпонентными векторами движения. Сопоставление параметров объектов, сегментированных в кадре  $t-1$ , и вновь обнаруженных блоков позволяет определить признаки принадлежности для каждого блока к уже существующим объектам. Первым признаком  $r_{hg1}$  принадлеж-

ти блока  $k$  к объекту  $O_g$  является расстояние

$d_{kg} = \left\| \begin{matrix} x_k - \mu_{xg} \\ y_k - \mu_{yg} \end{matrix} \right\|$  до центра этого объекта. С учетом размеров эллипса рассеяния степень принадлежности блока  $k$  к объекту  $O_g$  по признаку формы

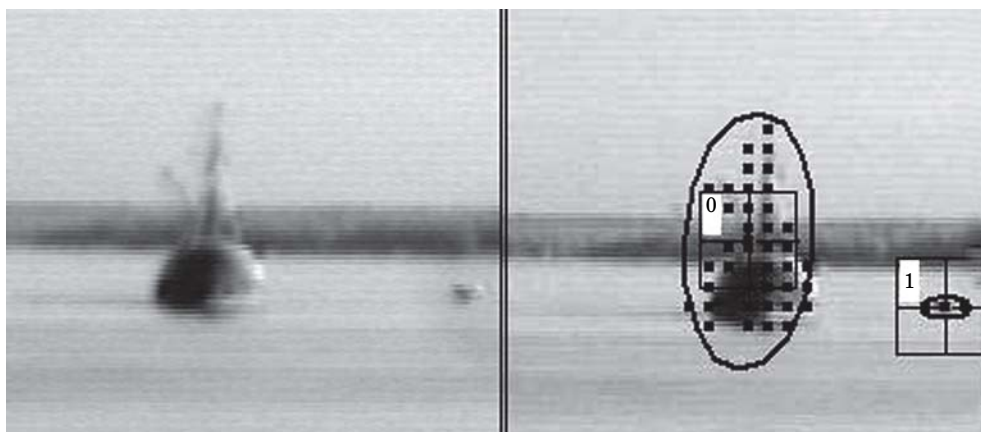
$$\mu_{fkg} = \exp(-((x_k - \mu_{xg})/(l_g + z))^2 + (y_k - \mu_{yg})/(s_g + z))^2),$$

где  $z$  – некоторая константа.

Второй признак  $r_{hg2}$  определен нормой разностного вектора  $\|\mathbf{v}_k - \mathbf{v}_g\|_{l_2}$ , где  $\mathbf{v}_k$  и  $\mathbf{v}_g$  – векторы скорости блока и объекта соответственно. Вероятность принадлежности блока  $k$  к объекту  $O_g$  по признаку движения

$$\mu_{vkg} = \exp(-w_g \|\mathbf{v}_k - \mathbf{v}_g\|_{l_2}^2),$$

где  $w_g$  – весовой коэффициент, определяемый оценкой достоверности вектора  $\mathbf{v}_k$ , скоростью движения объекта  $\mathbf{v}_g$  и расстоянием до соседних объектов: вес тем больше, чем ниже скорость движения объекта и ближе соседние объекты интереса.



■ Рис. 9. Результаты расчета моделей объектов

Это позволяет уверенно сопровождать медленно движущиеся объекты и снизить вероятность потери объекта в случае некорректно найденного вектора движения. Результирующая функция принадлежности  $\mu_{kg} = \mu_{vkg} \mu_{fkg}$ .

При сопровождении нескольких близко расположенных объектов используют функцию принадлежности вида

$$\eta(O_g) = \frac{\eta^2(O_g)}{\sum_{g=1}^K \eta(O_g)}$$

где  $K$  – число нечетких множеств (объектов).

Функция принадлежности  $\eta(O_g)$  позволяет определить, в какой степени  $k$ -й блок принадлежит объектам  $g$  и  $b = 1, \dots, K; b \neq g$ . Чтобы не перегружать вычислитель, учитывают только близко расположенные объекты. Полученные значения функций принадлежности блоков к ранее сегментированным объектам используют для уточнения их местоположения, параметров моделей формы и движения (рис. 9). Переход от нечетких множеств к их сечениям по уровню  $\alpha$  позволяет однозначно сегментировать объекты. Блоки, не отнесенные ни к одному из объектов, анализируют с целью сегментации вновь появившихся объектов.

Для всех сопровождаемых объектов выполняют траекторный анализ на основе регрессии или фильтра Калмана. Это позволяет разрешать ситуации окклюзии (перекрывтия объектов). В случае длительного исчезновения объекта необходимо отождествить потерянный объект с одним из вновь захваченных объектов. Операцию отождествления выполняют по критерию минимума расстояния между векторами взвешенных параметров потерянного объекта и одного из вновь захваченных объектов

$$d_{gb} = \langle (\mathbf{r}_g - \mathbf{r}_b), \mathbf{B}(\mathbf{r}_g - \mathbf{r}_b) \rangle,$$

где  $g = 1, \dots, K; b = 1, \dots, K; b \neq g; \mathbf{B}$  – весовая матрица, в общем случае отличная от диагональной.

Применение нескольких взаимодополняющих признаков с весами, адаптированными к их значениям и окружающей обстановке, а также использование теории нечетких множеств позволили обеспечить:

- низкую вероятность потери объекта, а также его неполной сегментации, рассегментации или слияния с другим объектом;
- разрешение ситуации окклюзии – закрытия объекта другим объектом или фоном;
- разрешение ситуации разделения объекта на несколько объектов интереса;
- сопровождение объектов при условии динамики их свойств;
- отождествление объектов при их повторном обнаружении.

### Литература

1. Ротштейн А. П., Штовба С. Д. Нечеткий многокритериальный анализ вариантов с применением парных сравнений // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2001. № 3. С. 150–154.
2. Тимофеев Б. С., Обухова Н. А. Системы видеонаблюдения и сопровождения подвижных объектов // Телекоммуникации. 2003. №12 С. 36–44.
3. Daniele D. Giusto and Gianni Vernazza. Optical Flow Calculation From Feature Space Analysis Through An Automatic Segmentation Process // Signal Processing. 1989. N 16. P. 41–51.
4. Методы компьютерной обработки изображений / Под ред. В. А. Сойфера. М.: Физматлит, 2003. 784 с.

УДК 621.397.6:502.55(203):629

## ОБНАРУЖЕНИЕ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ТРАНСПОРТНЫХ ПОТОКОВ ПО ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

**О. С. Астратов,**

канд. техн. наук, профессор

**С. А. Кузьмин,**

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

*В автоматизированных видеосистемах контроля дорожного движения предлагается использовать вейвлет-преобразование с целью выделения и сегментации движущихся объектов. Для измерения параметров транспортных потоков применяется метод контрольных сечений с двойной пороговой оценкой присутствия транспортных средств в контрольной зоне. Приводятся результаты обработки реальных видеопоследовательностей.*

*We propose the use of wavelet transformations for the extraction and segmentation of moving objects in automated video monitoring systems of traffic control. The method of control sections with double threshold estimation of vehicle presence inside of the control zone is applied for measurement of traffic flow parameters. Results of real-life video sequences processing are presented.*

### Введение

Российский парк автомобилей каждый год растет на 10% [в отдельных городах ежегодный рост может превышать 30% , также необходимо учитывать наличие в крупных городах транзитных транспортных средств (ТС)], а протяженность транспортных магистралей за этот же отрезок времени увеличивается лишь на 1,5% . Эта диспропорция приводит к увеличению плотности движения и росту негативного влияния выбросов на окружающую среду. Одной из мер борьбы с этими явлениями, необходимой в современных мегаполисах, является автоматическое регулирование транспортных потоков (ТП). Сбор информации о параметрах движения ТП (скорость, интенсивность, наличие заторов и др.) позволяет своевременно принимать конструктивные решения. На сегодняшний день подобные системы регулирования дорожной обстановки внедрены во многих крупных городах (например, в Москве уже несколько лет действует система «Старт»).

За прошедшие годы стали очевидны недостатки индуктивных, емкостных, пьезоэлектрических и других детекторов транспорта, размещаемых в дорожном покрытии [1]:

– сложность и, следовательно, дороговизна установки и обслуживания;

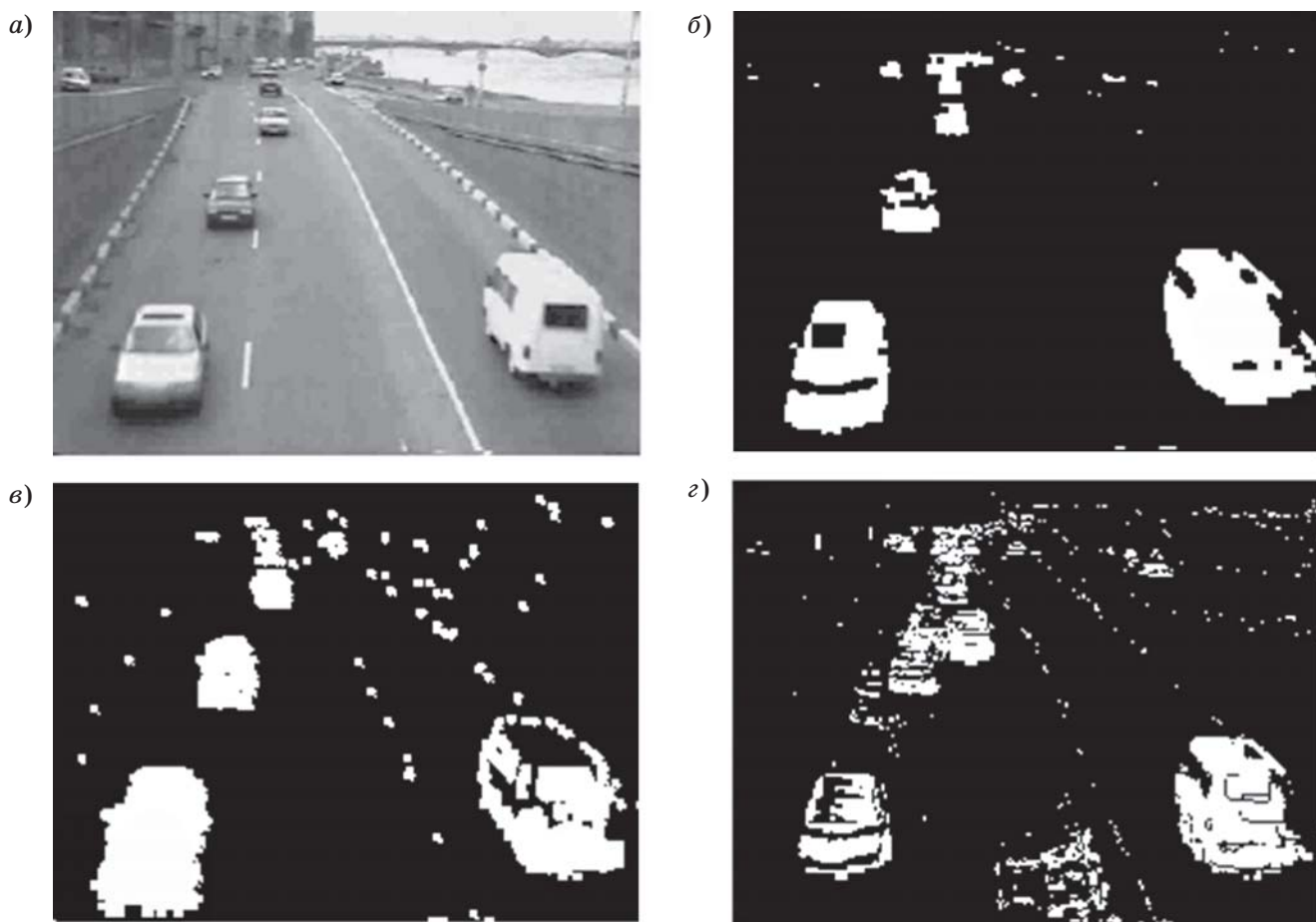
- короткий срок службы;
- сильная зависимость надежности от внешних воздействий (механических и климатических).

Видеодетекторы транспорта, напротив, не имеют недостатков, присущих вышеназванным датчикам, потому что они установлены над магистралями. Кроме этого, они имеют много преимуществ, таких как выделение ТС одним датчиком по нескольким полосам, сбор большого числа разнообразных данных о дорожном движении и способность визуального наблюдения ТП. Эти преимущества признали, например, департаменты транспорта США и стали широко применять видеодетекторы транспорта [2].

### Анализ видеопоследовательностей

В настоящее время наметились следующие основные подходы к задаче выделения движущихся объектов:

- 1) выделение особых точек изображения (перепадов яркости);
- 2) выделение областей интереса по текстуре;
- 3) выделение области интереса по шаблонам;
- 4) использование разности соседних кадров (энергии движения);
- 5) анализ смещения пикселей за время кадра (оптического потока);
- 6) расчет и устранение фоновой составляющей.



■ Рис. 1. Результаты обработки тремя различными методами: а – исходный кадр; б – алгоритм с фильтром Калмана; в – алгоритм «двойной разности»; г – алгоритм университета Миннесоты

■ Характеристики способов обнаружения объектов

Используемый принцип	Характеристика		
	Используемое количество кадров	Выделение движущихся объектов	Выделение неподвижных объектов
Перепады яркости	1	+	+
Текстура	1	+	+
Шаблоны	1	+	+
Энергия движения	2–3	+/-	-
Оптический поток	2	+	-
Устранение фона	20–50	+/-	+/-

Используются и комбинации методов для улучшения выделения объекта. Например, объединяется информация о перепадах яркости и энергии движения [3]. В таблице приводятся некоторые параметры традиционных подходов.

Знаки «+» и «-» означают, соответственно, наличие и отсутствие возможности; знак «+/-» – наличие ограничений или возникающие сложности.

Исследования методов выделения ТС показали особую важность этапа выделения объектов на фоне меняющейся освещенности [1, 4–8]. Этот этап является ключевым во всех алгоритмах анализа видеопоследовательностей. В частности, было обращено внимание на наличие проблем в методах устранения фона (влияние фона на изображение «кадр – фон» может приводить к наличию «объектов-призраков», которые на самом деле являются не объектами, а частями фона; неправильная оценка фона при резком изменении освещенности или дрожании камеры; влияние теней автомобилей проявляется сильнее, чем в алгорит-

мах энергии движения) и энергии движения (раздробленность объектов и исчезновение частей объектов из-за межкадровой разности; зависимость результата от освещенности сцены, отношения сигнал/шум и изменчивости фона). В подходах, основанных на оптическом потоке, даже в случае использования полного перебора, до трети от общего количества векторов имеют ложное значение. Комбинации методов имеют свойство проявлять недостатки, как минимум, одного из методов, используемых при их построении. Результаты применения некоторых современных алгоритмов показаны на рис. 1, а-г (исследование алгоритмов описано в работе [8]).

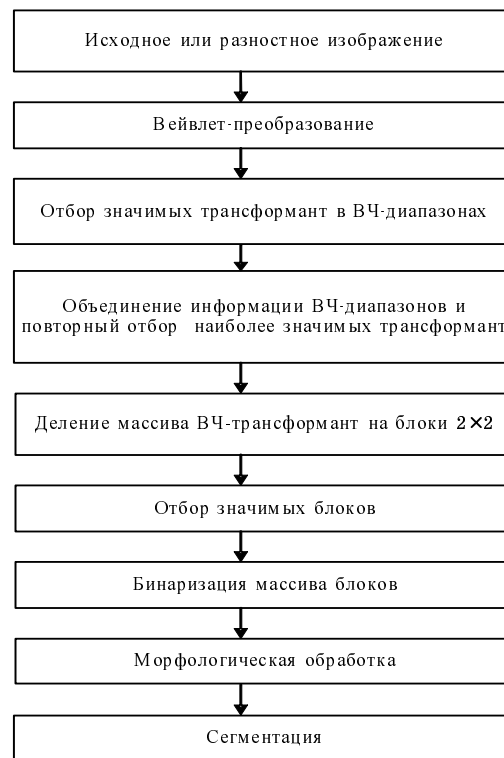
Приведенные кадры демонстрируют недостатки применяемых ранее методов: ошибки компенсации фона (рис. 1, з), влияние фона на разность «кадр – фон» [отпечаток бордюра на микроавтобусе (рис. 1, б), наличие «объектов-призраков» (рис. 1, з)], раздробленность объектов при применении энергии движения (рис. 1, б-г).

Как правило, алгоритмы анализа видеопоследовательностей в видеодетекторах транспорта состоят из следующих этапов: определение пикселей, потенциально принадлежащих объектам; обработка пикселей, потенциально принадлежащих объектам; сегментация; идентификация/классификация ТС; определение параметров ТП.

### Выделение объектов в видеопоследовательностях с использованием вейвлет-преобразования

Основным инструментом выделения объектов в видеопоследовательности является вейвлет D4, который обладает хорошей локализацией энергии из-за сравнительно небольшой величины коэффициентов используемых фильтров [6]. Преимуществом этого подхода является возможность выделять как движущиеся, так и неподвижные ТС, что дает возможность в реальном времени прогнозировать и выявлять заторы на городских магистралях. Алгоритм может быть применен как для исходных, так и для разностных изображений (в последнем случае получается комбинация методов – использование энергии движения и выделение перепадов яркости).

Общая схема алгоритма анализа коэффициентов вейвлет-преобразования показана на рис. 2. Изменения яркости на разных участках изображения соответствуют высокочастотным (ВЧ) возмущениям, которые можно найти с помощью анализа трансформант вейвлет-преобразования. При применении вейвлет-преобразования к сигналам изображений ВЧ-фильтры выделяют контуры объектов, а низкочастотные (НЧ) – сглаженную версию исходного изображения. Разложение сигнала на НЧ-составляющие  $V: (v_0, v_1, v_2, v_3)$  и ВЧ-составляющие  $W: (w_0, w_1, w_2, w_3)$  осуществляется путем умножения отсчетов сиг-



■ Рис. 2. Общая схема анализа трансформант вейвлет-преобразования

нала  $X: (x_0, x_1, x_2, x_3)$  на коэффициенты фильтров низких  $H: (h_0, h_1, h_2, h_3)$  и высоких  $G: (g_0, g_1, g_2, g_3)$  частот:

$$v(n) = \sum_k h(k)x(n-k), w(n) = \sum_k g(k)x(n-k).$$

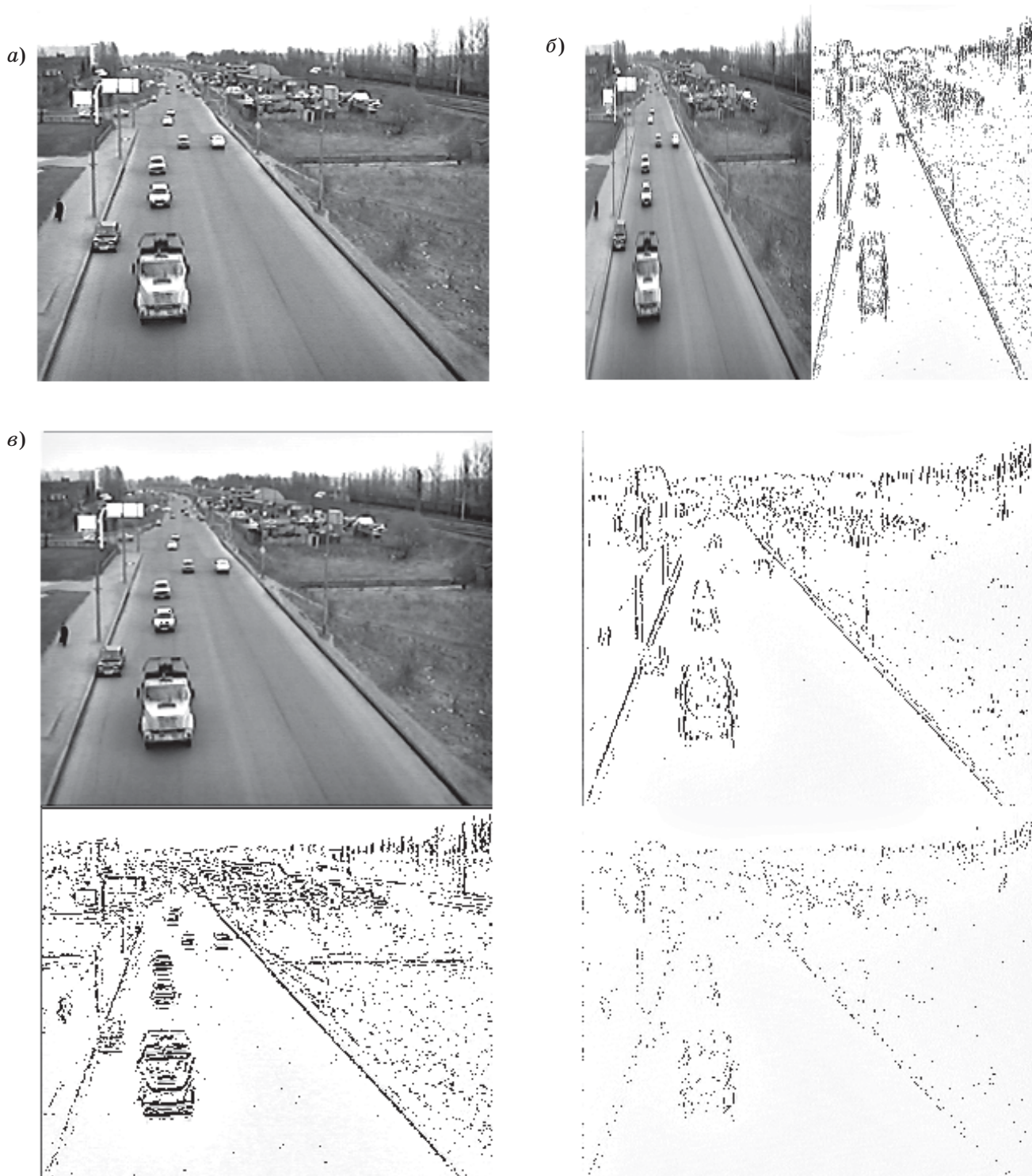
Вейвлет Добеши относится к классу квадратурных зеркальных фильтров. Особенностью этого класса фильтров является то, что фильтр ВЧ получается из соответствующего фильтра НЧ простой перестановкой его коэффициентов в обратном порядке и изменением знака половины из них (только четных или только нечетных) на противоположный. При этом вейвлет выделяет локальные особенности сигнала в каждой точке и является, таким образом, фильтром ВЧ, а соответствующий фильтр НЧ описывается так называемой масштабирующей функцией [9].

Коэффициенты НЧ-фильтра:

$$h_0 = \frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, h_1 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, h_2 = \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, h_3 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}.$$

Коэффициенты ВЧ-фильтра:

$$g_0 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, g_1 = -\frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, g_2 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, g_3 = -\frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}.$$



■ *Рис. 3. Вейвлет-преобразование изображения: а – исходный кадр; б – после применения вейвлет-преобразования к строкам; в – после применения вейвлет-преобразования к столбцам (размер рисунков а и б уменьшен в 2 раза; к высоким частотам на рисунках б и в добавлено 252 уровня яркости, чтобы лучше показать перепады яркости)*



Соответственно, имеем НЧ-трансформанты вейвлет-преобразования

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & h_3 \\ 0 & h_0 & h_1 & h_2 \\ 0 & 0 & h_0 & h_1 \\ 0 & 0 & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

и ВЧ-трансформанты вейвлет-преобразования

$$\begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & g_2 & g_3 \\ 0 & g_0 & g_1 & g_2 \\ 0 & 0 & g_0 & g_1 \\ 0 & 0 & 0 & g_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Разложение изображения с помощью вейвлет-преобразования начинается с того, что по строкам производится умножение отсчетов сигнала на коэффициенты фильтров.

Соответственно, для каждой последовательности из четырех отсчетов получится по восемь значений, т. е. происходит увеличение размера матрицы, описывающей сигнал изображения. Такое представление является избыточным, и производится децимация – оставляются только четные члены. Вообще, нет необходимости делать лишние вычисления, поэтому можно считать только значения  $v_0, v_2, w_0, w_2$ .

Полученные значения помещают в разные половины матрицы изображения:  $x(i, j) = v_0, x(i + 1, j) = v_2, x(i + m) = w_0, x(i + m + 1) = w_2$ , где  $m$  – половина ширины изображения. В левой половине изображения оказывается НЧ-составляющая, а в правой – ВЧ-составляющая сигнала.

Далее производится процесс свертки элементов массива с коэффициентами фильтров, но на этот раз процесс уже идет по столбцам, затем – децимация и сортировка значений: НЧ – в верхнюю часть, ВЧ – в нижнюю часть (рис. 3, а–в). Следует отметить, что поскольку сумма коэффициентов НЧ-фильтра больше 1, необходимо производить нормировку значений трансформант вейвлет-преобразования делением на  $\sqrt{2}$  после каждой итерации для сохранения исходной яркости. При выполнении вейвлет-преобразования значения трансформант брались по модулю.

Результирующий массив состоит из четырех частей: в левой верхней части – сглаженная и уменьшенная в два раза копия исходного изображения  $LL$ , в правой верхней части – массив трансформант по вертикали  $LH$ , в левой нижней – массив трансформант по горизонтали  $HL$ , в правой нижней – массив трансформант по диагонали  $HH$ . Высокочастотные массивы трансформант содержат информацию о перепадах яркости в изображении.

Для обнаружения движения объектов предлагается объединять информацию трех ВЧ-диапазонов ( $LH, HL, HH$ ). Движение объекта в видеопоследовательности – это процесс коррелированного переноса перепадов яркости от частей объекта из кадра в кадр. Объединение информации о перепадах яркости позволит увеличить точность обнаружения объекта за счет лучшего его описания суммой трансформант, которые на объединенном изображении будут располагаться рядом [6].

Для предотвращения переноса шума в новое представление производится отбор значимых трансформант по принципу значительного превышения среднего арифметического значения трансформант ВЧ-диапазона. Для отбора значимых трансформант необходимо выбрать пороговое значение (первый порог). Эксперименты показали, что значение порога может быть определено как удвоенное среднеквадратическое отклонение (СКО) гистограммы распределения амплитуд трансформант трех ВЧ-массивов для исходных кадров и утроенное СКО для разностных кадров. Объединение информации в ВЧ-диапазонах производится следующим образом:

$$VH(x, y) = \sqrt{HL(x, y)^2 + LH(x, y)^2};$$

$$U(x, y) = \sqrt{VH(x, y)^2 + HH(x, y)^2},$$

где  $VH(x, y)$  – значение трансформанты в точке с координатами  $(x, y)$ , показывающее изменения в вертикальном и горизонтальном направлениях;  $U(x, y)$  – значение трансформанты в точке с координатами  $(x, y)$ , объединяющее информацию об изменениях в вертикальном, горизонтальном и диагональном направлениях.

После объединения массив трансформант вновь подвергается пороговому ограничению для выявления наиболее значимых из объединенного ВЧ-диапазона (рис. 4). Это вторая операция отбора – отбор наиболее значимых трансформант. Эксперименты показали, что значение порога может быть определено как СКО гистограммы распределения амплитуд трансформант объединенного ВЧ-диапазона как для исходных, так и для разностных кадров.

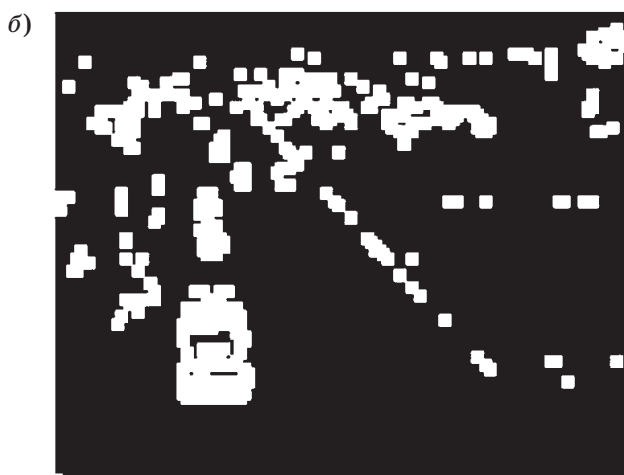
Полученное бинарное изображение разделяется на блоки размером  $2 \times 2$ , и в каждом блоке вычисляется суммарное число единиц, т. е. количество наиболее значимых трансформант вейвлет-преобразования, прошедших первые два этапа отбора.

По критерию связности производится третья операция – отбор значимых блоков. Исключаются блоки с одиночной связностью, т. е. содержащие изолированные трансформанты, которые являются шумовыми выбросами.

Дальнейшая реализация морфологической операции наращивания позволяет выявить фор-



■ *Рис. 4. Результирующая информация после отбора наиболее значимых трансформант из объединенного ВЧ-диапазона*



■ *Рис. 5. Результат анализа трансформант вейвлет-преобразования: а – после отбора значимых блоков; б – после морфологической обработки*

му объекта. В морфологических операциях значение структурного элемента устанавливается после анализа соседних элементов, а в конкретном случае – после анализа наличия в окрестности блоков фона и объектов. Результат морфологической обработки представляет собой массив из близко расположенных элементов (рис. 5, а, б).

### Сегментация значимых блоков

Конечной целью сегментации является разбиение изображения на области. В случае бинарного изображения критерием, по которому производится объединение пикселей в области, является их яркость и пространственная близость. На бинарном изображении обозначим 0 – фон, 1 – объект.

Сегментация должна быть полной, т. е. каждый единичный отсчет должен быть включен в какую-то область. Чтобы быть включенным в какую-либо область, отсчет должен быть 8-связанным, по меньшей мере, с одним отсчетом из этой области. Если обнаружено, что некоторый отсчет связан более чем с одной областью, то эти области сливаются. Области не должны пересекаться.

Разработанный нами алгоритм сегментации бинарных изображений принадлежит к классу рекурсивных алгоритмов «наращивания областей» (также известных как алгоритмы раскраски изображений [10]). Альтернативным подходом к сегментации являются, например, алгоритмы прослеживания границ.

Каждому размеченному объекту ставится в соответствие индивидуальное положительное целое число – идентификатор (метка). На основании этой метки можно впоследствии извлекать объекты из сегментированного изображения и производить классификацию, идентификацию и т. п.

Алгоритмы «наращивания областей» начинаются с операции начальной разметки изображения, результат которой затем итеративно переопределяется. Необходимость этого объясняется тем, что при сложной форме объектов, т. е. наличии далеко отстоящих выступов, каждый из выступов будет получать свою метку. Таким образом, получится, что после начальной разметки объекты типа «пятиконечная звезда» будут состоять из множества полосок, имеющих метки «разных» объектов. Поэтому требуется операция переопределения меток для того, чтобы каждый объект имел свой уникальный идентификатор, а не несколько десятков, соответствующих его частям. Для этого производятся повторные просмотры точек растра, причем в результате каждого просмотра часть точек переопределяется. Особенностью повторного просмотра является учет всех размеченных соседей текущего элемента при определении его метки. Когда в результате выполнения этой процедуры

возникнет ситуация, в которой дальнейшие изменения невозможны, то все области будут иметь индивидуальные идентификаторы.

Этап начальной разметки выглядит так: для единичной неразмеченной точки ищется максимальная метка среди восьми соседей и присваивается текущей. Если соседи не размечены, то текущей точке присваивается новая метка (метка = счетчик меток + 1).

Этап переопределения метки текущего пикселя состоит из следующих базовых операций:

- если текущая размеченная точка имеет метку и она меньше, чем у размеченного соседа, то сосед получает метку текущей точки;

- если текущая размеченная точка имеет метку и она больше, чем у размеченного соседа, то текущая точка получает метку соседа.

В этом этапе участвуют все 8-связные размеченные соседи текущей размеченной точки. В соответствии с рекомендацией [10], после каждого этапа переразметки целесообразно менять направление сканирования (порядок просмотра точек). Нечетные проходы (первый и т. д.) осуществляются в том же направлении, что и при начальной разметке: если было слева направо, сверху вниз, то такое же направление и при переразметке; четные проходы (второй и т. д.) – в направлении, противоположном направлению нечетного прохода переразметки: справа налево, снизу вверх. Каждая смена метки отмечается счетчиком переопределений. Этап переопределения повторяется до тех пор, пока количество переопределений не станет равным нулю. Теперь по номеру метки можно извлечь объект (рис. 6, а–з).

После процесса переопределения меток определяются координаты крайних точек объектов. Для этого составляется список меток, соответствующих объектам. Как правило, между номерами меток есть значительные разрывы. Для устранения этих разрывов производится ранжирование номеров меток. По таблице соответствия номеров меток и их рангов производится переопределение меток (номера меток 1, 5, 8 после финального переопределения становятся 1, 2, 3).

После этого производится поиск крайних точек объектов. Минимальные и максимальные координаты точек выводятся в таблицу. По этой таблице на объекты, находящиеся в контрольной зоне, накладываются стробы.

### Установка телевизионной камеры и метод контрольных зон

При видеосъемке зоны обзора на видеоизображении сцены имеются перспективные искажения. Это приводит к необходимости разделить изображение на ближнюю зону высокой детальности и дальнюю зону низкой детальности. В дальней зоне помехи могут оказывать значительное влияние на определение размеров ТС. Поэтому область низ-

кой детальности не может использоваться для надежного обнаружения объектов. Учитывая сказанное, определим ближнюю зону высокой детальности как контрольную зону (КЗ), а ее ближнюю и дальнюю границы – как контрольные сечения (КС). Граница, по которой определяется положение дальнего КС, определяется максимальным допустимым коэффициентом перспективных искажений, который характеризует ухудшение разрешающей способности.

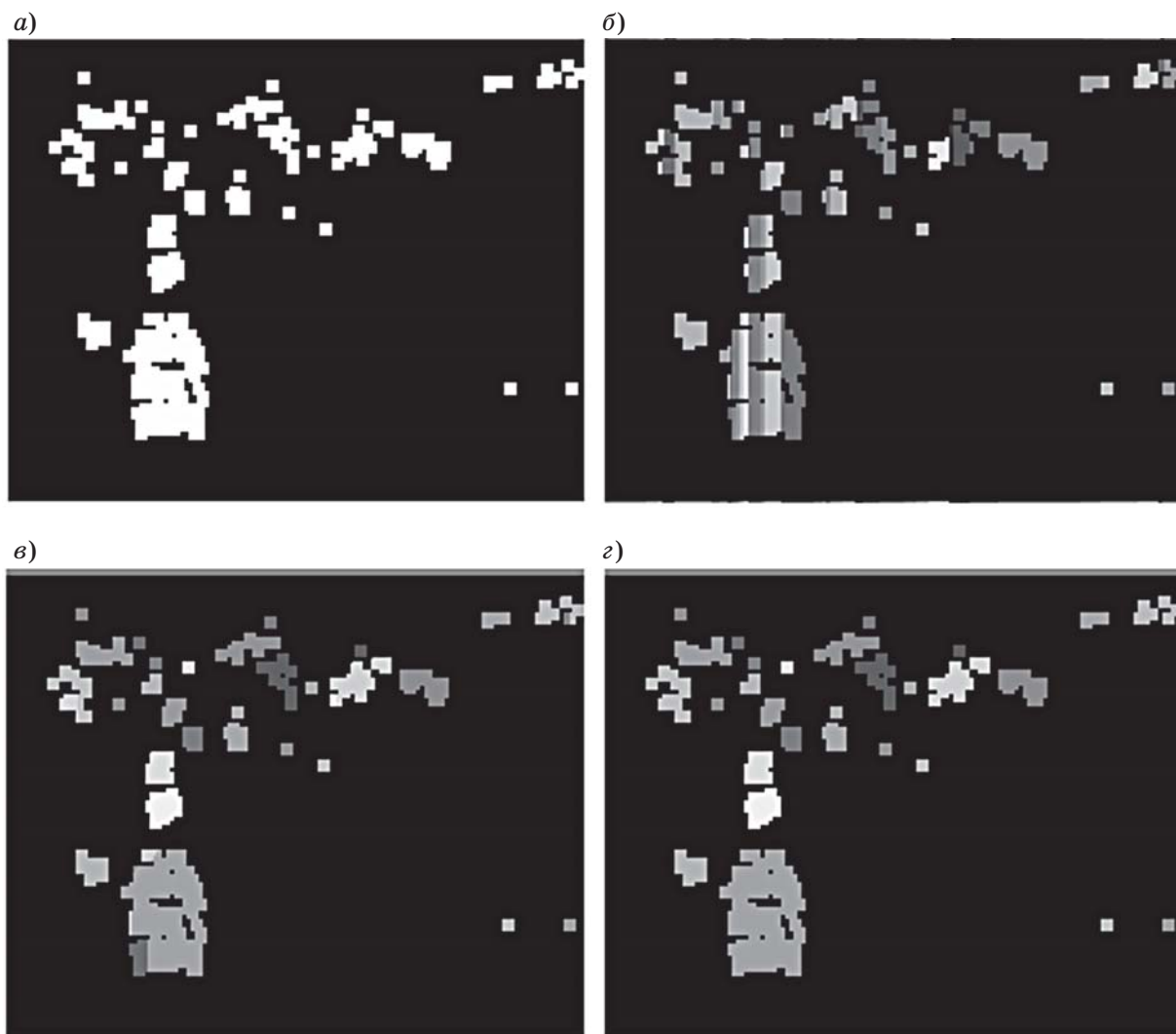
Коэффициент перспективных искажений  $K_{п.и}(x, y)$  – это отношение количества сантиметров, проходящихся на пиксель в точке обзора  $(x, y)$ , к минимальному значению этой величины в КЗ:

$$K_{п.и}(x, y) = \frac{d(x, y)}{d_{\min}}$$

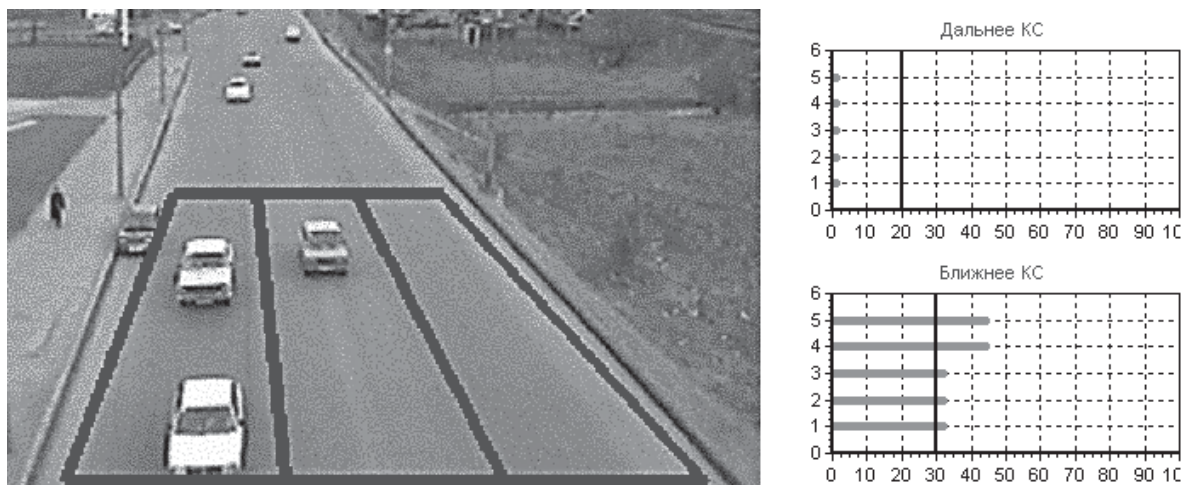
Величина максимального допустимого коэффициента перспективных искажений зависит от конкретных условий съемки (высоты установки камеры, длины обозреваемого участка), а также определяется требованиями к разрешающей способности алгоритма определения класса ТС.

Телевизионная камера устанавливается так, что строки телевизионного раstra размещаются перпендикулярно направлению движения ТП [4]. Метод контрольных зон дает возможность определить характеристики ТП. При входе в контрольную зону ТС идентифицируется, а на выходе из КЗ проходит повторную идентификацию. Для определения характеристик ТС необходимо определить три параметра: момент въезда ТС в КЗ –  $t_{пр}$ , время нахождения в ней –  $t_n$ , время прохода ТС через КЗ –  $t_{КС}$ . На основании этой информации можно определить как первичные характеристики: скорость, длину, тип ТС, – так и вторичные: интенсивность движения за интервал времени, среднюю скорость ТП и т. д. Зная время пересечения КС, расположенных на базовом расстоянии  $L_{КЗ}$ , определяем время прохождения автомобилем базового расстояния  $t_n$ . Определение длины ТС осуществляется на основании времени прохода ТС через КС –  $t_{КС}$ . Ширина ТС определяется по результатам прохождения его через логический обнаружитель КС как медиана в последовательности максимальных значений ширины ТС в активных строках логического обнаружителя. При проведении этой операции на дальнем КС необходима коррекция перспективных искажений умножением на величину коэффициента  $K_{п.и\max}$ .

Определение моментов вхождения ТС в КЗ и выхода из нее (моментов пересечения КС) производится с помощью логических обнаружителей (ЛО) движущихся объектов с критерием обнаружения типа “ $l$  из  $m$ ” ( $l / m$ ), где  $l \leq m \leq 5$  [7]. Обработка ведется индивидуально по полосам движения, и для измерения параметров ТС необходимо выделить два КС, которые будут ограничивать начало и конец КЗ (рис. 7). КС на телевизионном



■ Рис. 6. Сегментация бинарного изображения: а – исходное изображение; б – начальная разметка; в – первый проход (слева направо, сверху вниз); г – второй проход (справа налево, снизу вверх)



■ Рис. 7. Обнаружение момента пересечения автомобилем ближнего КС

растре образуется пятью строками, число которых выбирается, исходя из надежного выделения движущегося ТС. В результате анализа яркостей пикселей в ЛО КС полосы движения производится обнаружение активных строк по принципу превышения порогового значения минимальной ширины транспортного средства. Количество активных строк в КС определяется положением ТС относительно КС.

Двухпороговый анализ по числу активных строк и степени их активности позволяет надежно выделить ТС, а также зафиксировать значения  $t_n$ ,  $t_{КС}$  и  $t_{пр}$ .

Определение скорости, длины и ширины ТС производится на обоих КС каждой полосы. На основании времени пересечения обоих КС, расположенных на базовом расстоянии  $L_{КЗ}$ , определяется время прохождения автомобилем базового расстояния  $t_n$  и скорости ТС  $V_{ТС}$  в КЗ:

$$V_{ТС} = \frac{L_{КЗ}}{t_n}$$

Определение длины ТС осуществляется на основании среднего времени прохода ТС через оба КС –  $t_{КС1}$  и  $t_{КС2}$ :

$$L_{ТС1} = V_{ТС} \cdot t_{КС1} \cdot K_{п.и} \text{ и } L_{ТС2} = V_{ТС} \cdot t_{КС2}$$

Ширина ТС определяется по результатам анализа активных строк логического обнаружителя каждого КС при прохождении ТС через них. При проведении этого анализа на дальнем КС учитывается наличие перспективных искажений.

### Классификация и повторная идентификация ТС

Под классификацией понимается разделение ТС на классы в зависимости от их габаритных размеров. Для данной задачи не важно точное определение марки ТС, а достаточно лишь сравнительно грубое определение класса ТС. Предлагается использовать следующие классы ТС: ТС, имеющие менее четырех колес; легковые машины и джипы; микроавтобусы и фургоны; грузовики с прицепом, автобусы, трейлеры.

Определение класса предлагается делать по геометрическим размерам ТС:

- 1) транспортные средства, имеющие менее четырех колес (мотоциклы, мотороллеры): длина – не более 3 м, ширина – до 1,5 м;
- 2) легковые машины, джипы, малые тракторы: длина – от 3 до 4,5 м, ширина – от 1,5 до 2 м;
- 3) микроавтобусы, фургоны, цистерны, тягачи без прицепа: длина – от 4,5 до 6,5 м, ширина – от 2 до 2,7 м;
- 4) грузовики с прицепом, автобусы, самосвалы, трейлеры и составные автобусы: длина – больше 6,5 м, ширина – от 2 до 3 м.

Определение класса производится сразу после полного пересечения ТС КС по ширине и длине ТС. После полного пересечения ЛО КС автомобиль получает индивидуальный строб и маркер (номер). Уточнение класса возможно дважды: после достижения ТС второго КС (по результатам промежуточных сегментаций) и после прохождения второго КС. Идентификация состоит в подтверждении присутствия распознанного ТС (ТС, класс которого определен после пересечения КС1) в КЗ на промежутке от КС1 до КС2. Для этого необходимо использовать результаты маркировки и стробирования ТС в КЗ.

Маркировка и классификация ТС по видам позволяет оценить такие параметры ТП, как общая плотность потока на участке магистрали, интенсивность движения по полосам, состав и неравномерность ТП в различные интервалы времени. Кроме того, могут быть подсчитаны средняя скорость ТП и ее изменения за определенный промежуток времени.

### Результаты экспериментальных испытаний

Экспериментальная проверка предложенного алгоритма проводилась на 11 тестовых видеопоследовательностях с реальными сюжетами городских транспортных магистралей общей продолжительностью свыше 6000 кадров с разрешением  $576 \times 720$ , содержащих 97 ТС разных классов. В результате обработки было обнаружено 95% ТС при пересечении КС, при этом 84% были правильно классифицированы при сегментации внутри КЗ.

Анализ результатов показал, что ошибки в работе алгоритма возникают в следующих ситуациях: при низком контрасте и неравномерном освещении КЗ, при наличии знаков дорожной разметки или дефектов в дорожном покрытии, в случаях окраски ТС, близкой по тону к дорожному покрытию.

### Выводы

Результаты моделирования и обработки реальных ситуаций в видеопоследовательностях показали, что предложенные виды обработки эффективно решают задачи измерения параметров транспортных потоков. Это еще раз подтверждает тезис о больших возможностях видеодетекторов транспорта и перспективности их широкого использования, особенно в свете удешевления видеодатчиков и программируемой электроники, обеспечивающей реализацию предлагаемых алгоритмов.

Дальнейшие исследования направлены на изучение работы предлагаемых алгоритмов в сложных условиях освещения, при наличии теней, заслонов, в вечернее время и в непогоду (дождь, снег, туман).

Литература

1. Астратов О. С., Филатов В. Н., Чернышова Н. В. Экологический телевизионный мониторинг транспортных потоков / СПбГУАП. СПб., 2003. 21 с. Деп. в ВИНТИ 07.07.03, № 1290-В2003.
2. King J. Timing is Everything // ITS World, ADVANSTAR COMMUNICATIONS. 1998. May. P. 24–28.
3. Cucchiera R., Piccardi M., Prati A., Scarabottolo N. Real-time Detection of Moving Vehicles // 10th Intern. Conf. on Image Analysis and Processing (ICIAP 99): Proc. Italy. Venice. 1999. Sept. P. 618–623.
4. Астратов О. С. Телевизионные средства в системах управления движением транспорта // Телевидение, видеотехника: Сб. науч. тр. / СПбГААП. СПб., 1996. С. 18–24.
5. Астратов О. С., Обухова Н. А., Тимофеев Б. С. Автоматизированный контроль транспортных потоков с помощью телевизионных систем // Радиотехнические и телевизионные системы: Сб. науч. трудов / Под ред. Б. С. Тимофеева; СПбГУАП. СПб., 2000. С. 61–68.
6. Кузьмин С. А. Использование вейвлет-преобразования для обнаружения движущихся объектов // Восьмая науч. сессия ГУАП: Сб. докл.: В 2 ч. Ч. I. Технические науки / ГУАП. СПб., 2005. С. 204–207.
7. Астратов О. С., Филатов В. Н., Чернышова Н. В. Видеомониторинг транспортных потоков // Информационно-управляющие системы. 2004. № 1. С. 14–21.
8. Астратов О. С., Кузьмин С. А. Обработка изображений в интеллектуальных транспортных системах // Материалы Четвертой Междунар. конф. «Телевидение: передача и обработка изображений» / СПб., 2005. С. 95–96.
9. Киселев А. Вейвлет своими руками. BaseGroup Labs, 2003. [http://www.basegroup.ru/filtration/making\\_wavelet.htm](http://www.basegroup.ru/filtration/making_wavelet.htm)
10. Путятин Е. П., Аверин С. И. Обработка изображений в робототехнике. М.: Машиностроение, 1990. 320 с.

**ВЫСТАВОЧНЫЙ ПОРТАЛ EXPONET.RU  
И КОМПАНИЯ ООО «ИНФОЦЕНТР»**

**ПРЕДСТАВЛЯЮТ**

**INFOSECURITY – 2006  
III МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА-КОНФЕРЕНЦИЯ  
ПО ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ  
4 – 6 сентября 2006**

**Место проведения**

Москва, Экспоцентр на Красной Пресне, павильон 7, залы 4, 5, 6

**Организаторы**

Выставочное объединение «РЕСТЭК»  
«Reed Exhibitions»

**Цель выставки**

Infosecurity – выставка-конференция B2B, нацеленная на узкоспециализированную аудиторию, которую составляют руководители ИТ-отделов, специалисты по ИТ-безопасности, ИТ-специалисты крупных и средних предприятий и организаций из промышленного, банковского, финансового, государственного, телекоммуникационного, ИТ-сектора

**Направления работы выставки**

Защита информации от несанкционированного доступа

Системы мониторинга и фильтрации контента  
Межсетевые экраны

VPN

Антивирусы

Шифрование

PKI

Технологии хранения и управления данными

Меры по восстановлению информации после аварии, катастрофы и других чрезвычайных ситуаций

Меры по предотвращению нарушений в работе бизнес-систем

Безопасность операционных систем/КИС

Безопасность беспроводных систем

Безопасность локальных и глобальных сетей

Физическое обеспечение безопасности в информационных системах

Маркеры доступа, смарт-карты

Аутсорсинг безопасности

Сертификационные центры

Биометрические системы

**Дополнительная информация**

198510, Россия, Санкт-Петербург

Петродворец, а/я 278

ООО «ИнфоЦентр»

Телефон/факс: +7 (812) 428 71 00,  
+7 (812) 428 48 64

Эл. почта: [info@infosite.ru](mailto:info@infosite.ru)

Сайт: <http://www.exponet.ru/exhibitions/by-id/infosecuritymo/infosecuritymo2006/index.ru.html>

УДК 621.397.68

## ФОРМИРОВАНИЕ АДАПТИВНОГО СТРОБА В ВИДЕОСИСТЕМАХ НАБЛЮДЕНИЯ

**В. Н. Филатов,**

канд. техн. наук, доцент

**В. М. Смирнов,**

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Дается обзор известных методов формирования адаптивных стробов в видеосистемах наблюдения и проводится их краткий сравнительный анализ. Более подробно рассматривается метод активных контуров, на основе которого предлагается алгоритм формирования прямоугольного строба, согласованного с наблюдаемым объектом. Определение окончательных размеров строба осуществляется по минимуму введенной решающей функции. Приводятся результаты экспериментов на ЭВМ.

A review of known methods for adaptive strobe formation in video observation systems is given together with a brief comparative analysis. The method of active contours is considered in detail, on its base we propose an algorithm of forming a rectangular strobe which agrees with the observed object. Final strobe sizes are determined by minimizing a suitable decision function. To confirm the serviceability of the algorithm we quote the results of computer experiments.

### Введение

В некоторых прикладных телевизионных и видеосистемах, в системах технического зрения одной из обязательных операций обработки видеосигналов является стробирование видеоизображения объекта, за которым ведется наблюдение. Цель этой операции – уменьшение доли помех и шумов фона в анализируемой области изображения. Чем точнее размеры и форма строба приближаются к тем же параметрам изображения объекта, тем меньше погрешность при решении задач распознавания, классификации, позиционирования и т. п.

В автоматизированных системах конфигурация, размеры и начальное положение строба устанавливаются оператором вручную, с помощью соответствующих органов управления. Он это делает в процессе наблюдения сцены на мониторе, на экране которого индицируется и контур строба. В таких системах двумерный строб, обычно имеющий форму прямоугольника, сначала «набрасывается» на обнаруженный объект, а затем по команде оператора переводится в контур автоматического управления.

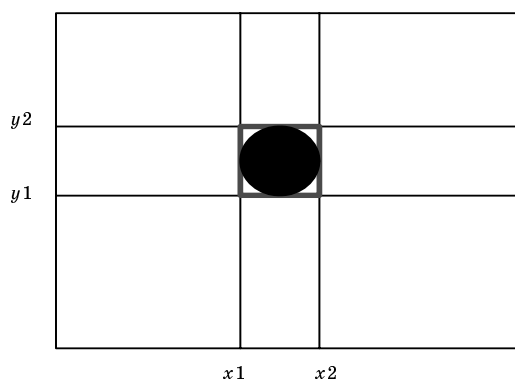
В автоматических системах обнаружение объекта на видеоизображении и «набрасывание» на него строба осуществляется без участия оператора. Также в автоматическом режиме выполняется дальнейшее согласование строба с объектом.

### Краткий обзор методов формирования адаптивного строба

Известно несколько методов адаптации размеров строба к размерам изображения объекта – формирования так называемого адаптивного строба. Выбор того или иного метода зависит от условий работы видеосистемы и от требований, предъявляемых к степени приближения.

Самым простым методом является формирование границ прямоугольного строба по крайним точкам изображения объекта. Вертикальные и горизонтальные стороны, ограничивающие прямоугольную область строба, должны быть касательными к границам выделенного объекта (рис. 1). Как правило, в этом случае формирование строба осуществляется после пороговой и морфологической обработок видеосигналов, т. е. по бинарному изображению. Если не предпринимать специальных мер, то метод в своем примитивном виде обладает чрезвычайно низкой помехоустойчивостью, так как любая помеха в поле растра влияет на положение сигналов начала и конца строба как по кадру, так и по строке. Например, в работе [1] для стабилизации размеров прямоугольного строба, описывающего объект, применена фильтрация координат крайних точек изображения объекта.

Более устойчивый к помехам алгоритм автоформирования строба вокруг объекта по методу край-



■ *Рис. 1. Круглый объект, описанный прямоугольным стробом с соответствующими координатами сторон*

них точек, иногда называемый методом проекций, описан в работе [2]. Идея его заключается в определении вертикальных и горизонтальных границ прямоугольного строба по результатам анализа сигнальных проекций объекта на ось  $X$  (перпендикулярно строкам развертки) и на ось  $Y$  (вдоль строк). После устранения фона производится суммирование сигналов вдоль этих направлений с формированием соответствующих гистограмм распределения «массы» сигналов. Устанавливая соответствующий порог при анализе этих гистограмм, можно определить верхнюю и нижнюю, левую и правую крайние точки объекта и, следовательно, по ним сформировать строб.

Однако существенного увеличения помехозащищенности подобного алгоритма удалось достичь лишь при учете размерных и структурных признаков объектов, отличающих их от фоновых помех. Так как эти признаки содержатся в проекциях объекта на координатные оси, то структурный анализ проекций позволяет даже при невысоких отношениях сигнал/шум сформировать устойчивый адаптивный строб [3].

Кроме того, существует ряд способов формирования следящего строба, охватывающего движущийся объект. Один из них основан на анализе так называемого оптического потока [4], представляющего собой поле векторов перемещений фрагментов изображения. Область строба в этом способе определяется совокупностью фрагментов, векторы которых сонаправлены и имеют равную длину.

Два других способа, требующих больших вычислительных затрат и использующихся в основном для сегментации изображений, позволяют сформировать строб, границы которого совпадают с контуром движущегося объекта. Один из указанных способов получил название «метод водораздела» (metod of watershed) [5], а другой – «метод активных контуров» [6].

Некоторые из перечисленных методов и алгоритмов формируют стробы только для одиночных, другие – только для топологически устойчивых,

а третьи – только для движущихся объектов. И все они сталкиваются с непреодолимыми трудностями, если необходимо отстробировать (сегментировать) на изображении объекты, имеющие разрывы контурной линии, или объекты, отличающиеся от фона не яркостью, а текстурой, или компактные группы родственных объектов. На наш взгляд, расширение возможностей процедур сегментации и адаптивного стробирования может предоставить развитие метода активных контуров.

### Метод активных контуров

Активный контур (snake) представляет собой кривую линию, эволюционирующую в таком направлении, чтобы наилучшим образом повторить контур выделенного объекта, т. е. он как бы стягивается к границам объекта. Алгоритм стягивания контура внутрь по нормальям описан в работах [6, 7]. В классическом подходе критерием остановки активного контура и прекращения процесса его дальнейшего изменения является достижение заданного значения градиента яркости между объектом и фоном, т. е. требуется применение некоторого детектора границ объекта.

В работе [8] авторы предложили иной критерий, в качестве которого выступает минимум введенного ими энергетического функционала:

$$F(c_1, c_2, C) = \mu l(C) + \nu S(C) + \lambda_1 \int_{\omega} |u(x, y) - c_1|^2 dx dy + \lambda_2 \int_{\Omega} |u(x, y) - c_2|^2 dx dy, \quad (1)$$

где  $C$  – вид замкнутой кривой активного контура;  $l(C)$  – длина контура;  $S(C)$  – площадь, ограниченная контуром;  $\omega$  и  $\Omega$  – области растра внутри и вне контура соответственно;  $u(x, y)$  – значение видеосигнала в точке растра с координатами  $x$  и  $y$ ;  $c_1$  и  $c_2$  – средние значения уровня сигнала в областях  $\omega$  и  $\Omega$  соответственно; коэффициенты  $\mu \geq 0$ ,  $\nu \geq 0$ ,  $\lambda_1 > 0$ ,  $\lambda_2 > 0$ . Два первых слагаемых функционала (1), во-первых, не являются энергетическими характеристиками изображения, во-вторых, не всегда минимизируют функционал в точке наилучшего совпадения контура с границами объекта и, в-третьих, не отражают, на наш взгляд, идею метода.

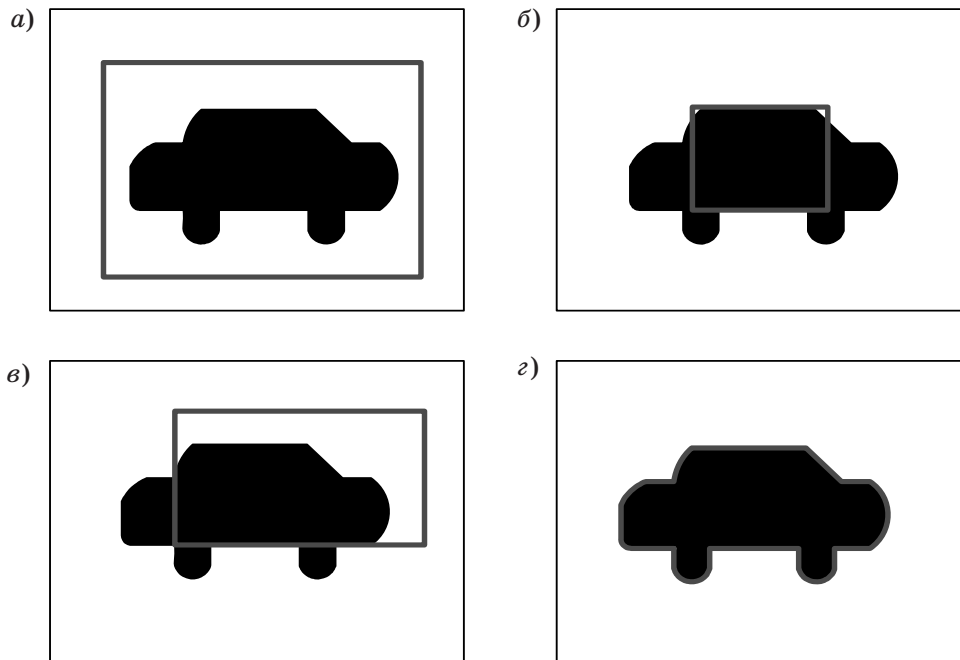
Если взять  $\mu = 0$ ,  $\nu = 0$ ,  $\lambda_1 = 1$ ,  $\lambda_2 = 1$ , то функционал (1) приобретет более простой и понятный вид

$$F(c_1, c_2, C) = \int_{\omega} |u(x, y) - c_1|^2 dx dy + \int_{\Omega} |u(x, y) - c_2|^2 dx dy. \quad (2)$$

Он состоит из двух частей (двух слагаемых), которые обозначим  $F_1$  и  $F_2$ , т. е.

$$F_1 = \int_{\omega} |u(x, y) - c_1|^2 dx dy; \quad F_2 = \int_{\Omega} |u(x, y) - c_2|^2 dx dy.$$





■ Рис. 2. Различные варианты сочетания объекта и строба: а –  $F_1 > 0, F_2 = 0$ ; б –  $F_1 = 0, F_2 > 0$ ; в –  $F_1 > 0, F_2 > 0$ ; г –  $F = 0$

Каждая из этих частей означает сумму квадратов разностей между текущим значением видеосигнала в каждой точке изображения и средним значением внутри и вне активного контура. Четыре характерные ситуации с различными взаимными сочетаниями контура и объекта и соответствующим порядком величин  $F(c_1, c_2, C), F_1$  и  $F_2$  – показаны на рис. 2, а–г. Только в последнем случае (рис. 2, г) совпадения активного контура с границами объекта функционал (2) принимает минимальное значение. Для идеального двухградационного изображения без помех и шумов, которое представлено на рисунке, минимум функционала равен нулю. Функционал (2) является, по сути, решающей функцией алгоритма.

Основное преимущество такого подхода, отказывающегося от применения градиентного детектора границ, заключается в том, что он позволяет сегментировать не только контрастные одиночные объекты, но и области изображения с разной текстурой. Должно лишь удовлетворяться требование разницы средних значений яркости выделяемых областей. В статье [8] приведено несколько наглядных примеров подобного сегментирования, доказывающих расширение его возможностей.

### Модификация решающей функции

Сегментирование – это процедура разделения изображения на участки, обладающие разными характеристиками. В ряде телевизионных систем наблюдения и контроля нет необходимости в при-

менении сложных алгоритмов сегментации. Вполне достаточным оказывается выделение прямоугольным стробом видеоизображения обнаруженного объекта, но так, чтобы их линейные размеры были близки. И если границы объекта не могут быть определены точно с помощью градиентных способов, то использование идеи минимизации функционала (2) для установления оптимальных размеров строба позволит решить задачу.

Однако в системах с предварительной цифровой обработкой видеоизображений, включающей компенсацию видеосигналов неподвижного фона и выделение нестационарных областей, решающая функция (2) может быть представлена в более простом виде

$$F(c_1, c_2) = \sum_{x,y \in \omega} |u(x, y) - c_1| + \sum_{x,y \in \Omega} |u(x, y) - c_2|, \quad (3)$$

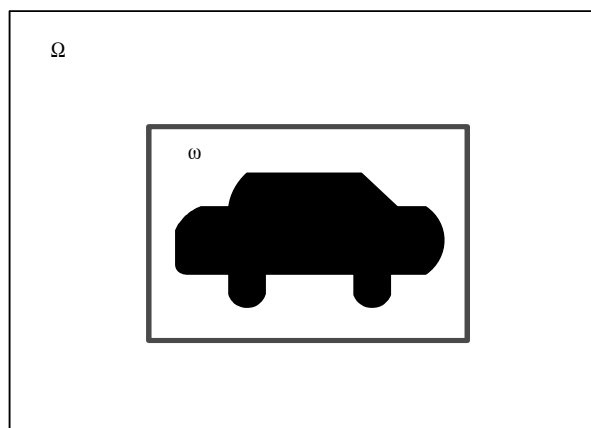
где  $u(x, y)$  – значение видеосигнала в элементе изображения (пикселе) с координатами  $(x, y)$  либо внутри (область  $\omega$ ), либо вне (область  $\Omega$ ) прямоугольного строба (рис. 3). Теперь в выражении (3)

$$F_1 = \sum_{x,y \in \omega} |u(x, y) - c_1|; \quad F_2 = \sum_{x,y \in \Omega} |u(x, y) - c_2|.$$

Для бинарных изображений выражение (3) приобретает еще более простой вид

$$F(c_1, c_2) = F_1 + F_2; \quad F_1 = (1 - c_1)b_\omega + c_1(a_\omega - b_\omega);$$

$$F_2 = (1 - c_2)b_\Omega + c_2(a_\Omega - b_\Omega),$$



■ Рис. 3. Взаимное расположение строба и объекта на изображении с областями  $\omega$  и  $\Omega$

где  $c_1 = b_\omega / a_\omega$ ;  $c_2 = b_\Omega / a_\Omega$ ;  $b_\omega$  и  $b_\Omega$  – число единичных пикселей внутри и вне строба;  $a_\omega$  и  $a_\Omega$  – общее число пикселей внутри и вне строба соответственно. После алгебраических преобразований получим

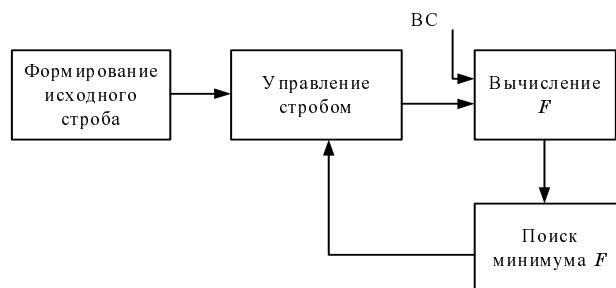
$$F(c_1, c_2) = 2b_\omega \left( 1 - \frac{b_\omega}{a_\omega} \right) + 2b_\Omega \left( 1 - \frac{b_\Omega}{a_\Omega} \right). \quad (4)$$

### Алгоритм адаптивного стробирования

Алгоритм, использующий для целей формирования оптимального строба поиск минимума решающей функции (3) (для многоуровневого изображения) или (4) (для бинарного изображения), предполагает перемещение и изменение размеров исходного прямоугольного строба в некотором диапазоне с одновременным вычислением значений функции.

В общем виде структурная схема обработки сигнала для формирования адаптивного строба показана на рис. 4 и состоит из нескольких взаимосвязанных процедур.

Первая процедура осуществляет установку исходного строба с некоторыми начальными параметрами – размерами и местоположением. Процесс установки может выполняться как в ручном, так и в автоматическом режиме по определенному алгоритму. В блоке управления стробом производится пошаговое изменение параметров строба по заданному правилу и на заданную величину. Причем на каждом шаге в блоке вычисления  $F$  определяется значение решающей функции. В блоке поиска минимума  $F$  запоминаются и сравниваются последовательные отсчеты решающей функции и вырабатываются такие сигналы управления, которые изменяют параметры строба в сторону минимизации  $F$ . Достижение минимального значения  $F$  означает оптимальное сочетание объекта и строба.



■ Рис. 4. Структурная схема блока формирования адаптивного строба (ВС – видеосигнал)

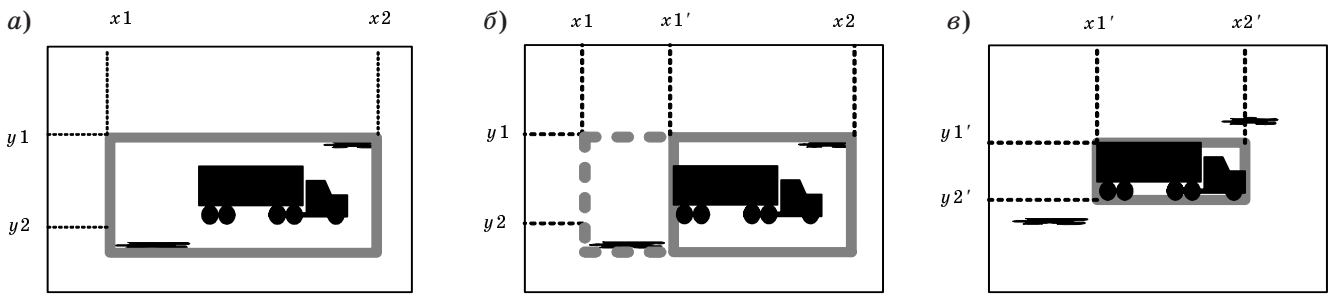
### Проверка работоспособности алгоритма

На первом этапе проверка алгоритма проводилась на бинарных моделях изображений. Три различные фазы работы алгоритма проиллюстрированы на рис. 5. Исходный прямоугольный строб формировался по крайним единичным элементам изображения, т. е. положение сторон строба определялось координатами левого, правого, верхнего и нижнего пикселей, имеющих значение единица (рис. 5, а). Затем последовательно каждая из сторон строба поэлементно смещалась к противоположной стороне. При этом на каждом шаге вычислялось значение  $F$  по формуле (4). Из множества этих значений находилась минимальная величина, и смещаемая сторона фиксировалась в положении, соответствующем этой величине (рис. 5, б). Окончательный результат приведения строба к простому однородному по яркости объекту, находящемуся на однородном фоне, показан на рис. 5, в. Для объектов, представляющих собой простые геометрические фигуры, результаты работы алгоритма представлены на рис. 6, а, б.

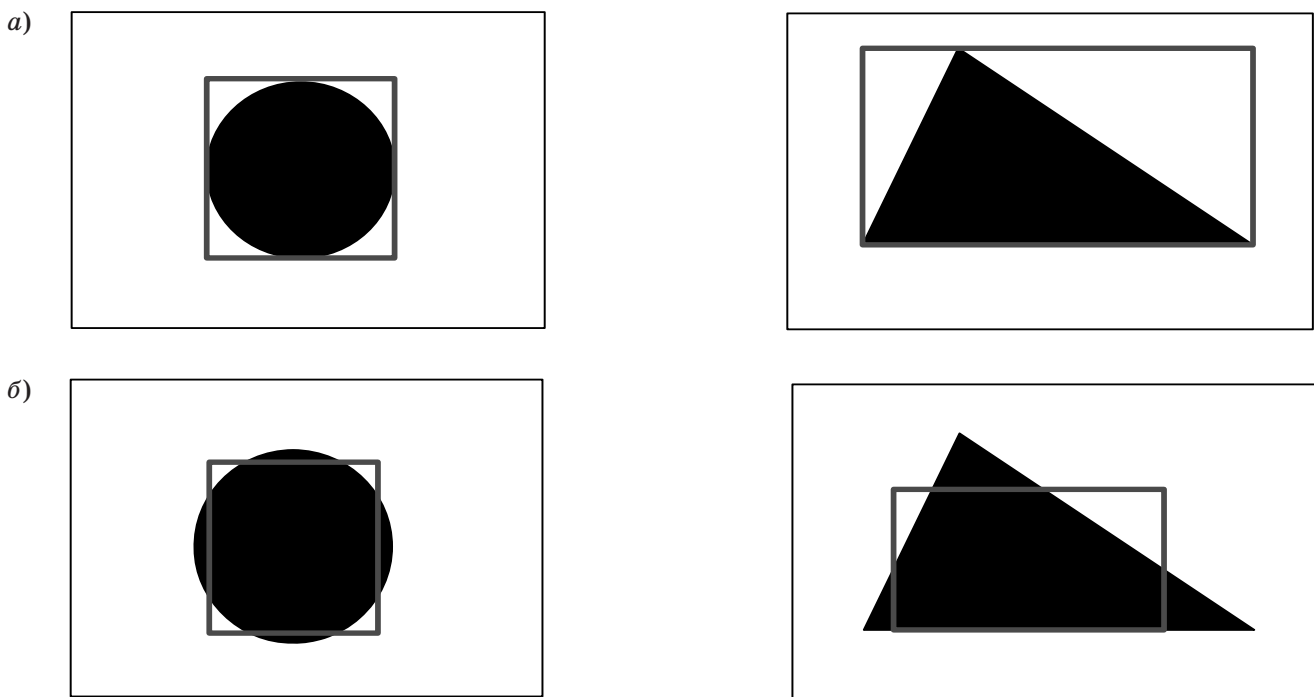
Структура связей вычислительной процедуры формирования адаптивного строба на бинарном изображении показана на рис. 7, где  $x_1, y_1, x_2, y_2$  – координаты сторон исходного строба, а  $X_1, Y_1, X_2, Y_2$  – координаты сторон результирующего строба.

Второй этап проверки предложенного модифицированного алгоритма базировался на реальном изображении (рис. 8, а), которое после пороговой обработки преобразовывалось в бинарное (рис. 8, б).

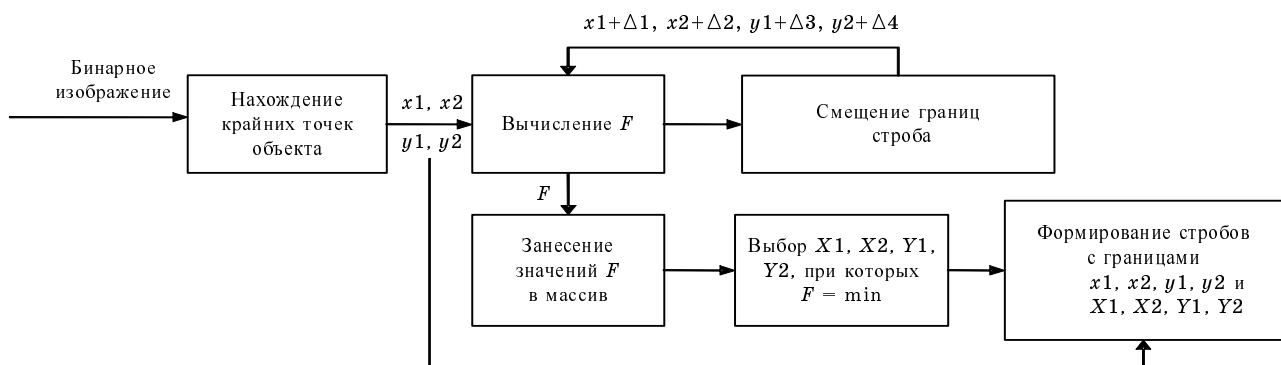
Эффективность алгоритма оценивалась по следующей методике. На одном и том же изображении формировались три описывающих объект строба, полученные различными способами: по крайним точкам, оператором вручную и с помощью рассматриваемого модифицированного алгоритма. В каждом варианте просчитывалась площадь (число единичных пикселей) объекта, оказавшегося внутри строба. Оценка качества автоматического формирования строба осуществлялась сравнением разностей  $\Delta S$  между площадью объекта в адап-



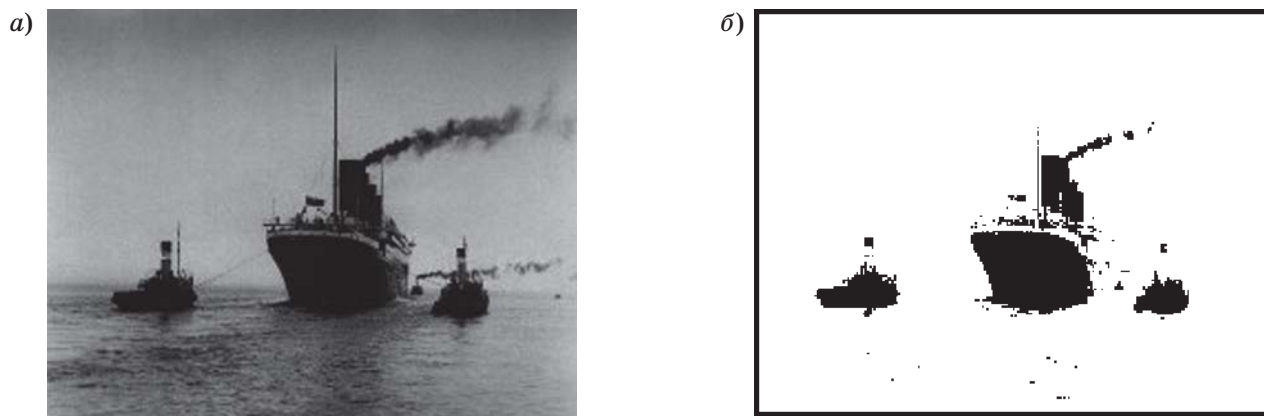
■ Рис. 5. Фазы формирования сторон строба: а – исходный строб, выставленный по крайним точкам; б – смещение левой стороны строба; в – окончательное положение всех сторон строба



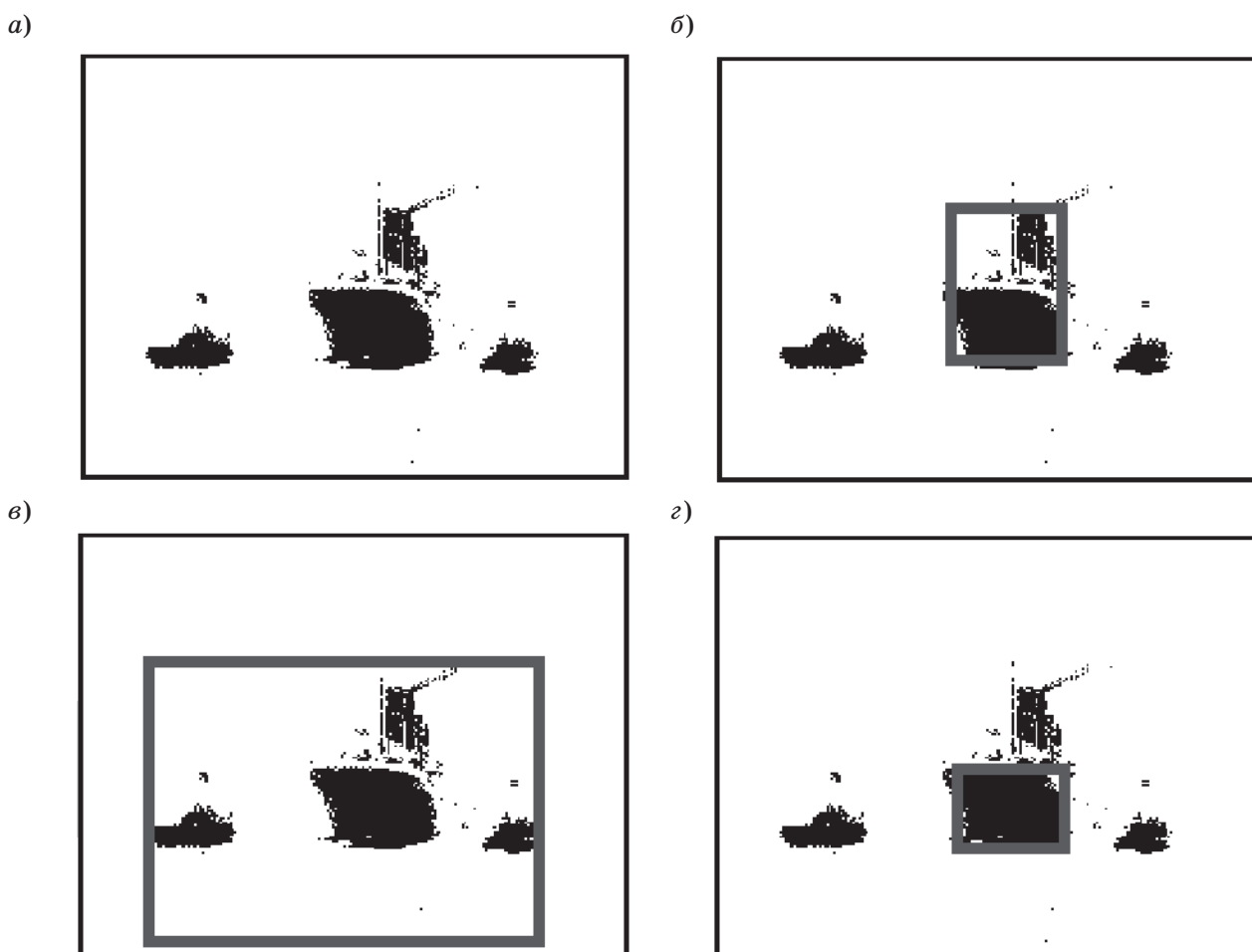
■ Рис. 6. Стробы, сформированный по крайним точкам (а) и с помощью модифицированного алгоритма (б) для разных геометрических фигур



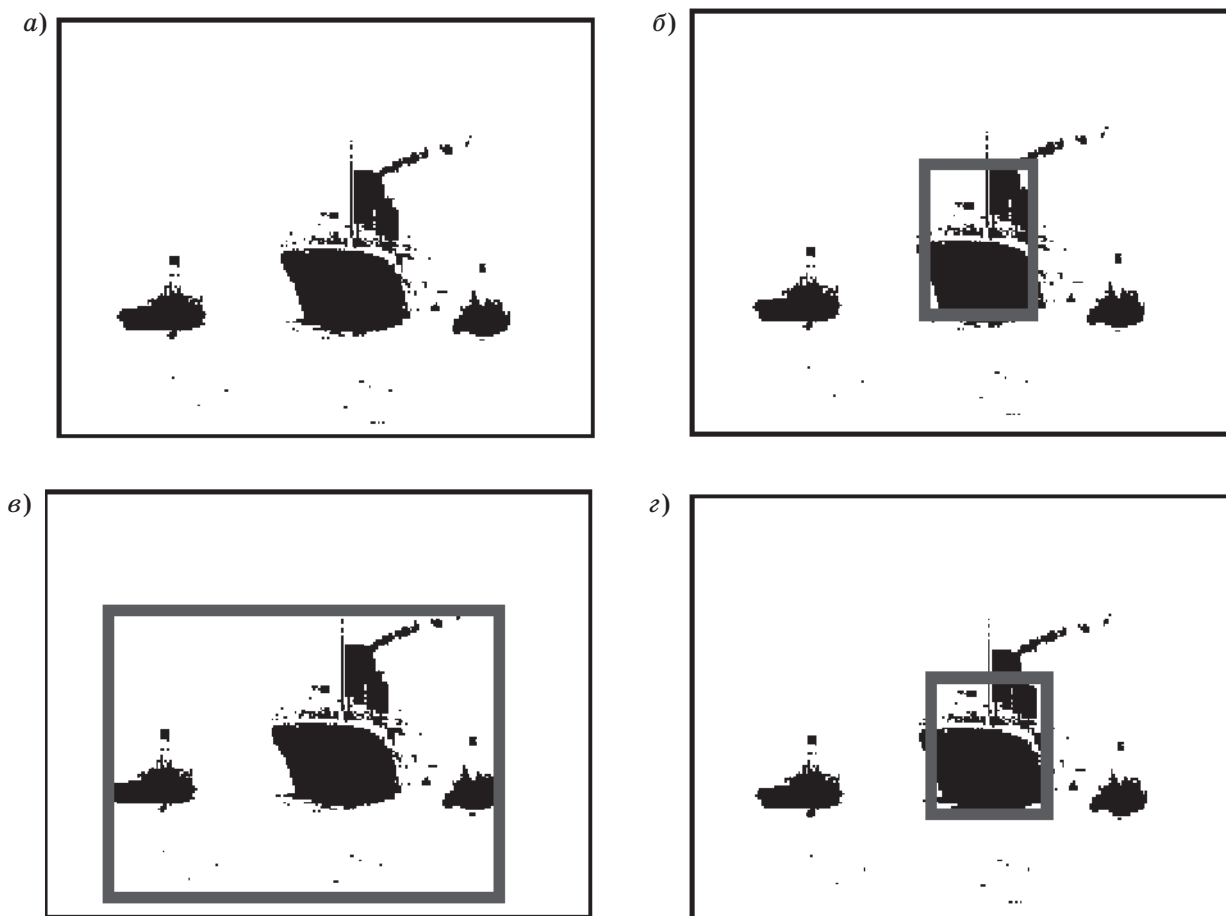
■ Рис. 7. Модифицированный алгоритм обработки бинарного изображения



■ Рис. 8. Исходное изображение (а) и изображение, прошедшее пороговую обработку (б)



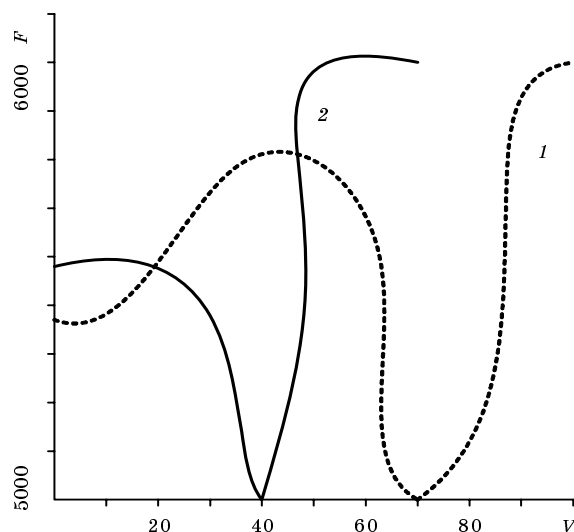
■ Рис. 9. Положение стробов при  $t = 20$ : а – исходное изображение; б – строб, выставленный вручную; в – строб, сформированный по крайним точкам; г – строб, сформированный с помощью предложенного алгоритма



■ **Рис. 10.** Положение стробов при  $t = 30$ : а – исходное изображение; б – строб, выставленный вручную; в – строб, сформированный по крайним точкам; г – строб, сформированный с помощью предложенного алгоритма

тивном стробе и площадью объекта в «хорошем» стробе, выставленном вручную.

Такие сравнения производились при нескольких пороговых уровнях  $t$  формирования бинарного сигнала, чтобы сопоставить помехозащищенность алгоритмов. Результаты моделирования и сравнения вариантов представлены на рис. 9–11 и в таблице. Причем рис. 9 и 10 иллюстрируют положение и размеры стробов для разных уровней  $t$  бинарного квантования исходного полутонового изображения. На рис. 11 показан вид решающей функции  $F$  вдоль координат  $x$  (кривая 1) и  $y$  (кривая 2) для одного из случаев формирования границ строба с помощью модифицированного алгоритма. Функции имеют одномодовый характер, свидетельствующий об отсутствии аномальных погрешностей при формировании строба. Табличные данные и рисунки наглядно показывают близость результатов, полученных от применения предложенного алгоритма стробирования, к образцовому (ручному) варианту.



■ **Рис. 11.** Форма функции  $F$  для одной вертикальной (кривая 1) и одной горизонтальной (кривая 2) границ строба, смещаемых на величину  $V$  (число пикселей) относительно начального положения

Порог бинаризации $m$	Разность $\Delta S$	
	для строка, полученного по крайним точкам	для строка, полученного с помощью предложенного алгоритма
17	806	228
20	876	380
25	1122	77
30	1195	23
35	1235	337

### Заключение

Таким образом, предложенный алгоритм показал свою работоспособность и приемлемую помехоустойчивость для изображений, содержащих крупноразмерный объект, находящийся на сравнительно однородном фоне. Необходимым условием надежного формирования адаптивного строка в этом случае является различие средних значений яркости фона и объекта.

В качестве входных видеоизображений в алгоритме предполагается использовать последовательность черно-белых телевизионных кадров с чересстрочным или построчным стандартом разложения. Предварительная обработка необходима в том случае, если объект находится на сложном фоне. Эта обработка включает процедуры устранения сигналов фона и выделения движущегося объекта. В работе [9], например, показано применение обработки, основанной на идеях калмановской фильтрации и выполняющей требуемые преобразования в темпе телевизионной развертки, т. е. в реальном времени. От качества выполнения последних операций и от числа обрабатываемых элементов изображения (пикселей) зависит точность формирования адаптивного строка.

Быстродействие алгоритма с введенной модифицированной решающей функцией при реализации его в видеосистемах наблюдения зависит от параметров исходного строка и от быстродействия алгоритма поиска минимума решающей функции. Однако надо иметь в виду, что предложенный алгоритм принципиально имеет задержку, равную периоду кадровой развертки, так как требует вычисления средних значений видеосигнала на пло-

щади всего изображения. Поэтому точное позиционирование строка относительно изображения объекта возможно только при скорости движения последнего не более одного пикселя за время кадра. В противном случае (при наблюдении за высокоскоростным объектом) будет иметь место заметное рассовмещение сформированного строка и видеоизображения объекта (так называемое «отставание» строка).

Исследование алгоритма по разработанной методике осуществлялось на компьютере с помощью соответствующих программ и моделей. В этой связи выражаем благодарность студентке университета Елене Лебедевой за большую помощь в программировании.

### Литература

1. Bremond F., Thonnat M. Tracking multiple nonrigid objects in video sequences // IEEE Transactions on circuits and systems for video technology. 1998. Vol. 8. N 5. P. 585–591.
2. Gilbert A. I., Giles M. K. A real-time video tracking system // Optical Engineering. 1979. Vol. 18. N 1. P. 25–32.
3. Вороновицкий И. Э., Лабунец В. Г., Мальцев А. П. Телевизионная система слежения за целями с плазменным факелом // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 10. С. 69–80.
4. Обухова Н. А. Обнаружение и сопровождение движущихся объектов методом сопоставления блоков // Информационно-управляющие системы. 2004. № 1. С. 30–37.
5. Wang D. Unsupervised video segmentation based on watersheds and temporal tracking // IEEE Transactions on circuits and systems for video technology. 1998. Vol. 8. N 5. P. 592–599.
6. Paragios N., Deriche R. Geodesic active contours and level sets for the detection and tracking of moving objects // IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence. 2000. Vol. 22. N 3. P. 266–280.
7. Kass M., Wilkin A., Terzopoulos D. Snakes: active contour models // Int. J. Computer Vision. 1988. Vol. 1. P. 321–331.
8. Chan T. F., Vese L. A. Active contour without edges // IEEE Transactions on image processing. 2001. Vol. 10. N 2. P. 266–277.
9. Астратов О. С., Филатов В. Н., Чернышова Н. В. Видеомониторинг транспортных потоков // Информационно-управляющие системы. 2004. № 1. С. 14–21.

УДК 621.383.3

## ФИЛЬТРАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ФОТОННЫХ ШУМОВ

**Л. Д. Вилесов,**

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматривается работа ТВ-систем на пороге их чувствительности, связанная с наблюдением слабых сигналов в фотонных шумах. При этом как сигнал, так и мешающий фон являются источниками мультипликативных фотонных шумов, которые возрастают с увеличением уровней как самого сигнала, так и фона. Синтезируются фильтры, позволяющие выделить сигнал изображения из фотонных шумов уже на уровне десятков фотоэлектронов на пиксель изображения. Для решения задачи используется теория нелинейной фильтрации и статистических оценок.

We examine the sensitivity-threshold operation of TV-systems, related to the observation of weak signals in the presence of photon noise. Both the signal and the hum are assumed to generate multiply photon noise which increases as soon as either the signal or the hum is increased. We synthesize the filters enabling to extract the picture signal from photon noise already on the level of tens photoelectrons per pixel of the image. For the solution of this problem the theory of nonlinear filtration and statistical estimations is used.

### Введение

Проблема работы ТВ-датчика в условиях слабой освещенности связана с тем, что модель изображения с аддитивным шумом становится неприемлемой, так как основное влияние оказывают фотонные шумы. Величина заряда, накопленного ячейкой ТВ-датчика, зависит от площади светочувствительного элемента и его квантовой эффективности. Для датчика на ПЗС типовое значение площади элемента составляет  $8,5 \times 8,5$  мкм. Квантовая эффективность (вероятность преобразования фотон-электрон) у современных матриц равна  $0,4-0,6$ . Качество переноса зарядов определяется шумом считывания, который для современных матриц составляет величину менее  $10-30$  электронов. Таким образом, чувствительность ПЗС-камер вплотную подошла к физическому пределу, и задача обработки изображения на уровне фотонных шумов имеет практический интерес для многих приложений. Вместе с тем до сих пор используется и такой фотоэлектронный датчик, как диссектор, ввиду его высокой радиационной стойкости.

При синтезе алгоритмов обнаружения и оценке параметров изображений в ТВ-системах в качестве исходных данных принимается случайное поле в плоскости изображения. В результате его детектирования получаем поле фотоотсчетов.

Согласно литературе [1-4], статистические модели таких изображений в силу случайного харак-

тера интенсивности принимаются в виде условно-пуассоновских полей или пуассоновских полей с двойной стохастичностью. Двойная стохастичность обусловлена тем, что пространственно-временная интенсивность поля, так же, как и входные данные, является случайным полем.

Оценка интенсивности фотоотсчетов, регистрируемых апертурой датчика, входит в алгоритмы измерения параметров условно-пуассоновского поля. То же самое имеет место при обнаружении: в задачах проверки гипотез необходимо находить оценки интенсивности фона для каждого элемента датчика. Современные ТВ-датчики имеют матричную структуру, что обуславливает пространственную дискретизацию изображения, в результате которой наблюдаемая совокупность фотоотсчетов привязана к элементам матрицы (решетке), т. е. условно-пуассоновское поле задано на решетке.

Изображение задается в виде векторного условно-пуассоновского процесса [5]

$$\mathbf{v}_{0,t} = \int_0^t \mathbf{v}(dt); \quad \mathbf{v}_{0,t}^{ij} = \sum_k \int_0^t \delta^{ij}(t-t_k) dt, \quad \mathbf{v}_{t=0} = \mathbf{0},$$

где  $\mathbf{v}_{0,t}$  – вектор фотоотсчетов, полученных за время  $t$  в результате построчного считывания зарядов с элементов матрицы;  $ij$  – двумерный индекс, соответствующий номеру элемента матрицы;  $\delta^{ij}(t-t_k)$  – дельта-функция, описывающая регистрацию фотоотсчета в случайный момент времени  $t_k$ ;  $\mathbf{0}$  – нулевой

вектор. Размерность вектора  $\mathbf{v}_{0,t}$  равна числу элементов решетки.

Параметром условно-пуассоновского поля является пространственно-временная интенсивность (ПВИ) – среднее число фотоотсчетов в единицу времени на единицу площади ТВ-датчика. Обозначим ее как  $\rho_t(\mathbf{r}, \Theta_t)$ , где  $\mathbf{r}$  принадлежит плоскости изображения ТВ-датчика, а  $\Theta_t$  – вектор информационных параметров изображения, подлежащий измерению и закодированный в ПВИ.

Интенсивность пуассоновского процесса (число фотоотсчетов в единицу времени) для одного элемента решетки, занимающего область  $R_{ij}$ , рассматривается ниже как изображение. Обозначим ее как

$$\lambda_n^{ij}(\Theta_n) = \lambda_{t_n}^{ij}(\Theta_n) = \int_{R_{ij}} \rho_{t_n}(\mathbf{r}, \Theta_{t_n}) d\mathbf{r}.$$

### Случай скалярного наблюдения

Изображение считывается с ТВ-датчика на ПЗС или датчика на диссекторе одноэлементной апертурой с построчным сканированием. При этом наблюдается условно-пуассоновский процесс  $\mathbf{v}_{0,t}$ , интенсивность (сигнал изображения) которого есть случайный процесс:

$$\lambda(\Theta_t) = \lambda_0 + \lambda_{1t}, \quad (1)$$

где  $\lambda_0$  – среднее значение и  $\lambda_{1t}$  – информационная составляющая изображения.

Оценке подлежит векторный параметр (вектор состояния)

$$\Theta_t = [\lambda_0 \quad \lambda_{1t} \quad \lambda_{2t}]^T; \quad \lambda_{2t} = \dot{\lambda}_{1t} = \frac{d\lambda_{1t}}{dt}, \quad (2)$$

управляемый стохастическим дифференциальным уравнением

$$\dot{\Theta}_t = \mathbf{A}\Theta_t + \mathbf{G}\xi_t; \quad \Theta_{t_0} = \Theta_0, \quad (3)$$

в котором  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{G}$  – матрицы, составленные из постоянных коэффициентов;  $\xi_t$  – белый шум со спектральной плотностью  $N_\xi$ .

Процессу  $\Theta_t$  соответствует матрица диффузии

$$\mathbf{B} = \mathbf{G} \left( \frac{1}{2} N_\xi \right) \mathbf{G}^T.$$

Поскольку интенсивность фотоотсчетов неотрицательна, а уравнению (3) соответствует случайный гауссовский процесс, то среднее значение ее флуктуаций  $\sigma_{\lambda_1}$  должны быть связаны условием  $\lambda_0 \gg \sigma_{\lambda_1}$  (достаточно потребовать, чтобы  $\lambda_0 > 3\sigma_{\lambda_1}$ ).

Используя работу [5], дифференциальные уравнения относительно оценки  $\hat{\Theta}_t$  и ковариационной матрицы  $\tilde{K}_t$  ошибок ( $\Theta_t - \hat{\Theta}_t$ ) представим в виде

$$\frac{d}{dt} \hat{\Theta}_t = \mathbf{A} \hat{\Theta}_t + \tilde{K}_t \left( \frac{d\lambda_t}{d\Theta_t} \right)_{\Theta_t = \hat{\Theta}_t} \times \frac{q_t - \hat{\lambda}_t}{\hat{\lambda}_t}; \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{K}}_t &= \mathbf{A} \tilde{K}_t + (\mathbf{A} \tilde{K}_t)^T + \mathbf{B} + \\ &+ \tilde{K}_t \left[ \frac{\partial^2 \ln \lambda_t}{\partial \Theta_t^2} q_t - \frac{\partial^2 \lambda_t}{\partial \Theta_t^2} \right]_{\Theta_t = \hat{\Theta}_t} \times \tilde{K}_t, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $q_t$  – входные данные в виде  $\delta$ -образного случайного импульсного потока;

$\frac{\partial^2(\cdot)}{\partial \Theta_t^2} = \left\| \frac{\partial^2(\cdot)}{\partial \Theta_{pl} \partial \Theta_{lt}} \right\|$ ,  $p, l \in \{0, 1, 2\}$  – матрица вторых производных.

Введем обозначения для апостериорной ковариационной матрицы ошибок измерения параметров (компонентов вектора состояния), определяемого соотношением (2):

$$\tilde{K}_t = \|k_t^{pl}\|; \quad p, l \in \{0, 1, 2\}, \quad (6)$$

где  $k_t^{pp}$ ,  $p = 0, 1, 2$  – апостериорные дисперсии ошибок измерения соответственно среднего значения  $\lambda_0$ , флуктуаций относительно среднего  $\lambda_{1t}$  и их производной  $\lambda_{2t}$ .

Используя численные методы, заменим дифференциальные уравнения (4) и (5) уравнениями в разностной форме. Для этого введем шаг временной дискретизации  $\Delta t = t_{n+1} - t_n$ , удовлетворяющий условию малости по сравнению с временем корреляции наиболее быстрого компонента процесса  $\Theta_t$ . Обозначив  $t_n \equiv n$ , получим

$$\hat{\Theta}_{n+1} = (\mathbf{I} + \mathbf{A}\Delta t) \hat{\Theta}_n + \tilde{K}_n \left( \frac{\partial \lambda_n}{\partial \Theta_n} \right)_{\Theta_n = \hat{\Theta}_n} \times \frac{\Delta v_n - \hat{\lambda}_n \Delta t}{\hat{\lambda}_n}; \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \tilde{K}_{n+1} &= \tilde{K}_n + (\mathbf{A} \tilde{K}_n + (\mathbf{A} \tilde{K}_n)^T + \mathbf{B}) \Delta t + \\ &+ \tilde{K}_n \left[ \frac{\partial^2 \ln \lambda_n}{\partial \Theta_n^2} \Delta v_n - \frac{\partial^2 \lambda_n}{\partial \Theta_n^2} \Delta t \right]_{\Theta_n = \hat{\Theta}_n} \times \tilde{K}_n, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица;  $\Delta v_n = v_n(\Delta t) = v_{n+1} - v_n$  есть приращение процесса  $\mathbf{v}_{0,t}$  за время  $\Delta t$ .

Конкретизируем параметры уравнения (3):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Вектор-градиент в уравнении (4), согласно соотношениям (1) и (2), равен

$$\left( \frac{d\lambda_t}{d\Theta_t} \right)_{\Theta_t = \hat{\Theta}_t} = \frac{d\hat{\lambda}_t}{d\hat{\Theta}_t} = [1 \quad 1 \quad 0]^T,$$

и уравнение (4) относительно оценки  $\hat{\Theta}_t$  с учетом обозначений (9) принимает вид [4]

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{0t} \\ \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{1t} \\ \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{2t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{2t} \\ -a_2 \hat{\lambda}_{1t} - a_1 \hat{\lambda}_{2t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t^{00} + k_t^{01} \\ k_t^{10} + k_t^{11} \\ k_t^{20} + k_t^{21} \end{bmatrix} \times \frac{q_t - \hat{\lambda}_t}{\hat{\lambda}_t}. \quad (10)$$



Вычисление матриц вторых производных в уравнении (5) с использованием соотношений (1) и (2) приводит к следующим результатам:

$$\left[ \frac{\partial^2 \lambda_t}{\partial \Theta_t^2} \right]_{\Theta_t = \hat{\Theta}_t} = \|\mathbf{0}\|; \quad \left[ \frac{\partial^2 \ln \lambda_t}{\partial \Theta_t^2} \right]_{\Theta_t = \hat{\Theta}_t} = -\frac{1}{\hat{\lambda}_t^2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

согласно которым матрица

$$C_t = \left[ \frac{\partial^2 \ln \lambda_t}{\partial \Theta_t^2} q_t - \frac{\partial^2 \lambda_t}{\partial \Theta_t^2} \right]_{\Theta_t = \hat{\Theta}_t} = -\frac{q_t}{\hat{\lambda}_t^2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Подставляя обозначение (6) в уравнение (5), получаем уравнение относительно ковариационной матрицы ошибок

$$\begin{bmatrix} \dot{k}_t^{00} \\ \dot{k}_t^{11} \\ \dot{k}_t^{22} \\ \dot{k}_t^{01} \\ \dot{k}_t^{02} \\ \dot{k}_t^{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2k_t^{12} \\ \frac{1}{2} N_\xi g^2 - 2(a_2 k_t^{12} + a_1 k_t^{22}) \\ k_t^{02} \\ -(a_2 k_t^{01} + a_1 k_t^{02}) \\ k_t^{22} - (a_2 k_t^{11} + a_1 k_t^{12}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (k_t^{00} + k_t^{01})^2 \\ (k_t^{01} + k_t^{11})^2 \\ (k_t^{02} + k_t^{12})^2 \\ (k_t^{00} + k_t^{01})(k_t^{01} + k_t^{11}) \\ (k_t^{00} + k_t^{01})(k_t^{02} + k_t^{12}) \\ (k_t^{01} + k_t^{11})(k_t^{02} + k_t^{12}) \end{bmatrix} \frac{q_t}{\hat{\lambda}_t^2}. \quad (11)$$

Оставшиеся элементы определяются из условия симметрии ковариационной матрицы:  $k_t^{pl} = k_t^{lp}$ ,  $pl \in \{0, 1, 2\}$ .

Введем обозначения

$$\begin{aligned} k_t &= k_t^{00} + k_t^{11} + 2k_t^{01}; \\ \kappa_t &= k_t^{20} + k_t^{21}, \end{aligned} \quad (12)$$

где  $k_t$  – апостериорная ковариация ошибки измерения интенсивности  $\lambda_t$  или ее апостериорная дисперсия:  $k_t = M\{(\lambda_t - \hat{\lambda}_t)^2 / v_{0,t}\}$ .

Используя соотношения (12), уравнения относительно оценки (10) и элементов апостериорной ковариационной матрицы ошибок (11) можно привести к упрощенному виду

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_t \\ \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{2t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{2t} \\ -a_2 \hat{\lambda}_{1t} - a_1 \hat{\lambda}_{2t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \\ \kappa_t \end{bmatrix} \frac{q_t - \hat{\lambda}_t}{\hat{\lambda}_t}; \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{k}_t \\ \dot{\kappa}_t \\ \dot{k}_t^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\kappa_t \\ k_t^{22} - a_2(k_t^{10} + k_t^{11}) - a_1 \kappa_t \\ \frac{1}{2} g^2 N_\xi - 2a_2 k_t^{12} - 2a_1 k_t^{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} k_t^2 \\ \kappa_t k_t \\ \kappa_t^2 \end{bmatrix} \times \frac{q_t}{(\hat{\lambda}_t)^2}, \quad (14)$$

где  $k_t$  и  $\kappa_t$  определяются соотношениями (12).

Затем от уравнений (13) и (14) перейдем к разностным уравнениям вида (7) и (8). Предварительно введем безразмерные переменные:

$$\begin{aligned} \mu_n &= \mu_{0n} + \mu_{1n}; \quad \lambda_{0n} \Delta t = \mu_{0n}; \quad \lambda_{1n} \Delta t = \mu_{1n}; \quad \lambda_{2n} \Delta t^2 = \mu_{2n}; \\ k_n^{00} \Delta t^2 &= m_n^{00}; \quad k_n^{11} \Delta t^2 = m_n^{11}; \quad k_n^{01} \Delta t^2 = m_n^{01}; \\ k_n^{02} \Delta t^3 &= m_n^{20}; \quad k_n^{21} \Delta t^3 = m_n^{21}; \quad k_n^{22} \Delta t^4 = m_n^{22} \end{aligned} \quad (15)$$

и обозначим

$$\begin{aligned} m_n &= k_n \Delta t^2 = m_n^{00} + m_n^{11} + 2m_n^{01}; \\ \gamma_n &= \kappa_n \Delta t^3 = m_n^{20} + m_n^{21}. \end{aligned} \quad (16)$$

Используя (15) и (16), уравнения (13) и (14) запишем в разностной форме:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mu}_{n+1} \\ (\hat{\mu}_2)_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mu}_n + \hat{\mu}_{2n} \\ (1 - a_1 \Delta t) \hat{\mu}_{2n} - a_2 \Delta t^2 \mu_{1n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_n \\ \gamma_n \end{bmatrix} \times \frac{\Delta v_n - \hat{\mu}_n}{\hat{\mu}_n}; \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} m_{n+1} \\ \gamma_{n+1} \\ m_{n+1}^{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{aligned} &= \begin{bmatrix} m_n + 2\gamma_n \\ m_n^{22} + (1 - a_1 \Delta t) \gamma_n - a_2 \Delta t^2 (m_n^{10} + m_n^{11}) \\ m_n^{22} + \frac{1}{2} (N_\xi \Delta t) (g \Delta t^2)^2 - 2a_1 \Delta t m_n^{22} - 2a_2 \Delta t^2 m_n^{12} \end{bmatrix} - \\ &\quad - \begin{bmatrix} m_n^2 \\ \gamma_n m_n \\ \gamma_n^2 \end{bmatrix} \times \frac{\Delta v_n}{(\hat{\mu}_n)^2} \end{aligned} \quad (18)$$

с начальными условиями

$$\hat{\mu}_0 = \mu_0; \quad (\hat{\mu}_2)_0 = (\mu_2)_0; \quad m_0; \quad \gamma_0; \quad m_0^{22}.$$

Аппроксимируем спектральную плотность изображения  $\lambda_{1t}$  спектром Баттерворта [6]

$$S_\omega = \frac{1}{2} N_\xi \frac{(g/a_2)^2}{1 + \omega^4 / a_2^2}, \quad (19)$$

что вполне допустимо в силу непрерывности изображения  $\lambda_{1t}$  и ограниченности его спектра. Кроме того, для справедливости аппроксимации (19) в уравнении для вектора состояния  $\Theta_t$  необходимо принять коэффициент  $a_1 = \sqrt{2}a_2$ .

При этом нетрудно показать, что интервалы корреляции процессов  $\lambda_{2t}$  и  $\lambda_{1t}$  соответственно равны

$$\tau_{\lambda_2} = 0,953/\sqrt{a_2} \cong 1/\sqrt{a_2}; \quad \tau_{\lambda_1} \cong 1,6\tau_{\lambda_2}. \quad (20)$$

Из выражения (20) находим, что  $a_2\Delta t^2 \cong (\Delta t/\tau_{\lambda_2})^2 = 0(\Delta t/\tau_{\lambda_2})$ , где  $0(\Delta t/\tau_{\lambda_2})$  – величина более высокого порядка малости, чем  $\Delta t/\tau_{\lambda_2}$ , и

$$a_1\Delta t = \sqrt{2}(\Delta t/\tau_{\lambda_2}). \quad (21)$$

Шаг временной дискретизации  $\Delta t$  должен удовлетворять условию малости:  $\Delta t \ll \tau_{\lambda_2}$ , в котором  $\tau_{\lambda_2}$  – время корреляции наиболее быстрого компонента  $\lambda_{2t} = \lambda_{1t}$  вектора состояния  $\Theta_t$ , поэтому входящий в уравнения (17), (18) коэффициент  $a_2\Delta t^2 \ll 1$ . При этом реализация фильтра значительно упрощается, так как отпадает необходимость в оценке переменной составляющей интенсивности и вычислении связанных с ней взаимных ковариаций ошибок.

При  $a_2\Delta t^2 = 0$  разностные уравнения (17) и (18) преобразуются к виду

$$\begin{bmatrix} \hat{\mu}_{n+1} \\ (\hat{\mu}_2)_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & (1 - a_1\Delta t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \hat{\mu}_n \\ (\hat{\mu}_2)_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_n \\ \gamma_n \end{bmatrix} \times \frac{\Delta v_n - \hat{\mu}_n}{\hat{\mu}_n}; \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} m_{n+1} \\ \gamma_{n+1} \\ m_{n+1}^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_n + 2\gamma_n \\ m_n^{22} + \gamma_n(1 - a_1\Delta t) \\ m_n^{22}(1 - 2a_1\Delta t) + \frac{1}{2}N_\xi\Delta t(g\Delta t^2)^2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m_n^2 \\ \gamma_n m_n \\ \gamma_n^2 \end{bmatrix} \times \frac{\Delta v_n}{\hat{\mu}_n^2}. \quad (23)$$

Ниже представлены результаты моделирования фильтра, осуществляющего оценку интенсивности условно-пуассоновского процесса в соответствии с алгоритмами (22), (23). Входными данными являются приращения  $\Delta v_n$  условно-пуассоновского процесса  $v_n$ , интенсивность которого есть гауссовский случайный процесс  $\lambda_t = \lambda_0 + \lambda_{1t}$  с параметрами  $(\lambda_0, \sigma_{\lambda_1})$ .

Параметры фильтра, соответствующие энергетическому спектру (19), принимают следующий вид:

$$A1 = a_1\Delta t = \sqrt{2} \frac{\Delta t}{\tau_{\lambda_2}}; \quad N_\xi = 2\Delta t\sigma_\xi^2; \quad g^2 = \sigma_{\lambda_1}^2 \frac{a_1^3}{\Delta t};$$

$$\frac{1}{2}N_\xi\Delta t(g\Delta t^2)^2 = (a_1\Delta t)^3 \sigma_\xi^2 \sigma_{\mu_1}^2,$$

где  $\Delta t$  – шаг дискретизации;  $\tau_{\lambda_2}$  – время корреляции компонента  $\lambda_2$  вектора состояния (2);  $N_\xi$  – спектральная плотность белого шума;  $\sigma_\xi^2$  – дисперсия белого шума в уравнении состояния (3);  $\sigma_{\lambda_1}^2$  – дисперсия случайной составляющей интенсивности (гауссовского процесса);  $\sigma_{\mu_1}^2 = \sigma_{\lambda_1}^2 \Delta t^2$  – дисперсия фотоотчетов случайной составляющей сигнала изображения на элемент решетки.

Зададим исходные данные для моделирования:  $\sigma_\xi^2 = 1$ ; среднее значение фотоотчетов на интервале  $\Delta t$ :  $\langle \mu \rangle = \lambda_0\Delta t = \mu_0$ ; среднеквадратичное значение фотоотчетов, соответствующих случайной составляющей интенсивности-сигнала изображения на интервале  $\Delta t$ :  $\sigma = \sigma_{\lambda_1}\Delta t = \langle \mu \rangle / 6$ ; относительный шаг дискретизации  $\Delta t/\tau_{\lambda_2} = 0,1$ ; параметр  $A1 = a_1\Delta t = 0,14$ .

Начальные условия:

$$\hat{\mu}_{n=0} = \Delta v_0 \mp 1; \quad (\hat{\mu}_2)_{n=0} = 0; \quad m_{n=0} = 1; \\ \gamma_{n=0} = 0,1; \quad m_{n=0}^{22} = 0,01.$$

Результаты моделирования для скалярного наблюдения представлены на рис. 1–9.

На рис. 1 показаны фотоотсчеты входных данных  $\Delta v_n$  и результат фильтрации интенсивности  $\hat{\mu}_n$  (обозначенный на рис. 1 как  $\mu$ ) для  $\langle \mu \rangle = \lambda_0\Delta t = \mu_0 = 5$  фотоотчетам на элемент решетки;  $n$  – номер шага дискретизации (от элемента к элементу решетки).

Гауссовская интенсивность-сигнал изображения (рис. 2)

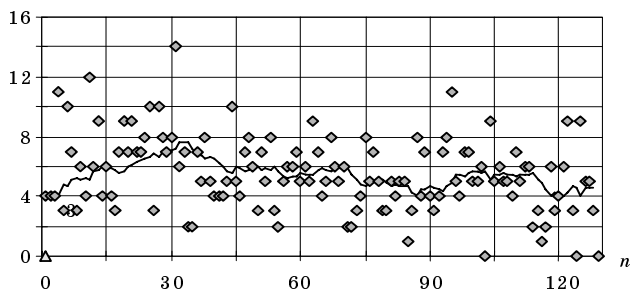
$$Gs_n = \lambda_n\Delta t = (\lambda_0 + \lambda_{1n})\Delta t = \langle \mu \rangle + \mu_{1n}$$

выражена в среднем числе фотоотчетов на элемент решетки. Результат ее фильтрации обозначен как  $\mu = \mu_n$ ; при этом  $\langle \mu \rangle = \mu_0 = 5$ .

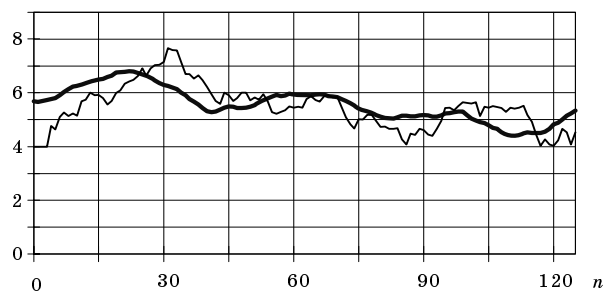
Результаты рекуррентного вычисления коэффициентов передачи фильтра представлены на рис. 3. Отметим, что из уравнений (17) и (18) следует, что стационарного режима фильтрации с установившимися коэффициентами передачи не существует, так как последние зависят от входных данных.

Интересно получить средние значения коэффициентов фильтра. С помощью моделирования (рис. 4, 5) получены усредненные во времени (по  $n$ ) характеристики фильтра: средние коэффициенты передачи, нормированные к средней измеряемой интенсивности, и средние ошибки измерения как функции от среднего уровня измеряемой интенсивности:

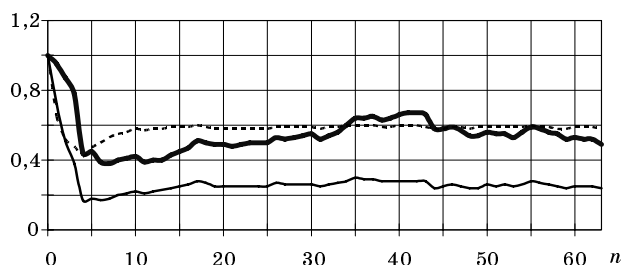
$$My = \langle \mu \rangle = \lambda_0\Delta t = \mu_0.$$



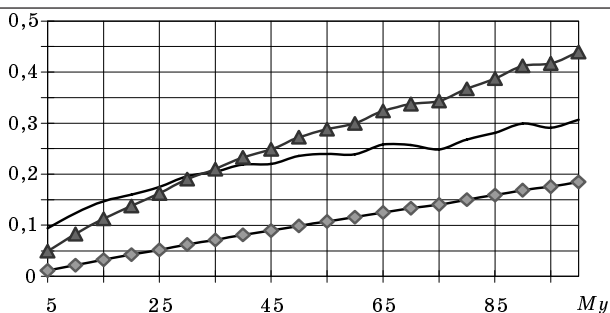
■ Рис. 1. Входные данные  $\Delta v$  и результат фильтрации интенсивности  $\mu$ :  
 ◆ -  $\Delta v$ ; — -  $\mu$



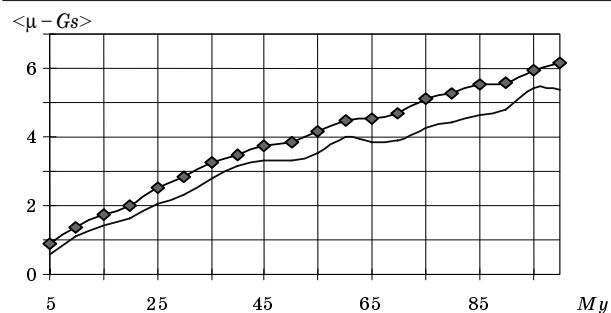
■ Рис. 2. Интенсивность  $G_s$  точечного процесса и результат ее фильтрации  $\mu$ :  
 — -  $G_s$ ; - - - -  $\mu$



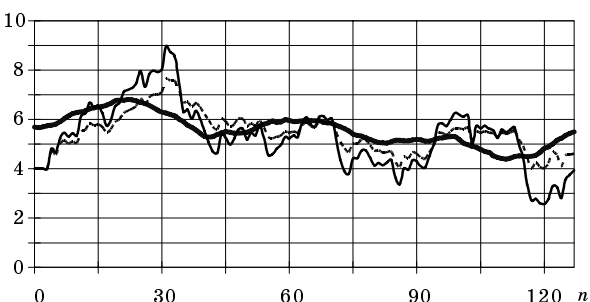
■ Рис. 3. Коэффициенты фильтра:  
 — -  $m$ ; - - - -  $\gamma \cdot 10$ ;  
 ····· -  $m_{22} \cdot 100$ ;  $\langle \mu \rangle = 5$



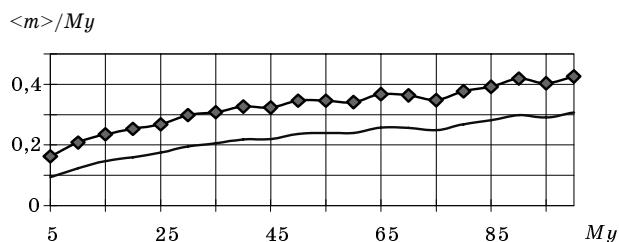
■ Рис. 4. Усредненные нормированные коэффициенты фильтра ( $A1 = 0,14$ ):  
 — -  $\langle m \rangle / My$ ; ▲ -  $\langle \gamma \rangle \cdot 10 / My$ ;  
 ◆ -  $\langle m_{22} \rangle \cdot 10 / My$



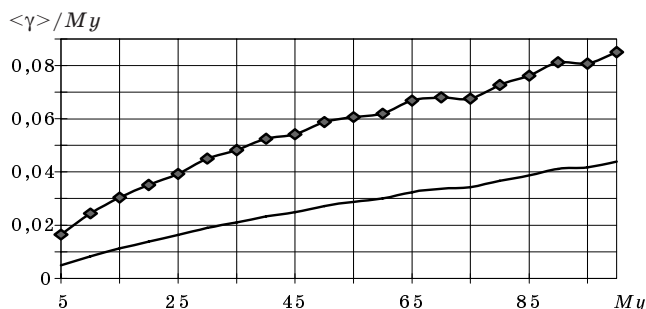
■ Рис. 5. Ошибки измерения:  
 — -  $A1 = 0,14$ ; ◆ -  $A1 = 0$



■ Рис. 6. Результат фильтрации интенсивности  $G_s$  точечного процесса ( $\langle \mu \rangle = 5$ ):  
 — -  $G_s$ ; ····· -  $\mu$ ;  $A1 = 0,14$ ;  
 — -  $\mu$ ;  $A1 = 0$



■ Рис. 7. Усредненные нормированные коэффициенты фильтра:  
 — -  $A1 = 0,14$ ; ◆ -  $A1 = 0$



■ Рис. 8. Усредненные нормированные коэффициенты фильтра:  
 — -  $A1 = 0,14$ ; ◆ -  $A1 = 0$

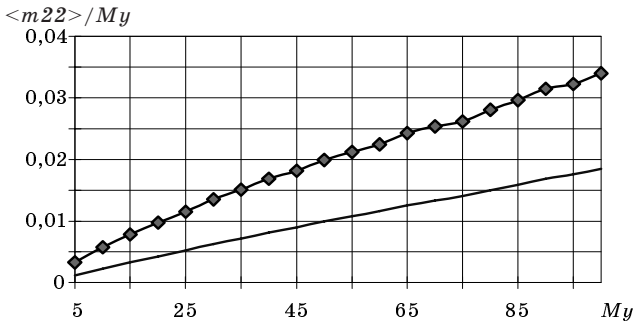


Рис. 9. Усредненные нормированные коэффициенты фильтра: — —  $A1=0,14$ ; —◆—  $A1=0$

Число отсчетов усреднения выбрано равным 600, при этом исключался начальный участок (время переходного процесса).

Масштабы коэффициентов

$$\langle \gamma \rangle = \langle \gamma_n \rangle = \frac{1}{600} \sum_{n=1}^{600} \gamma_n;$$

$$\langle m_n^{22} \rangle = \frac{1}{600} \sum_{n=1}^{600} m_n^{22} \quad (24)$$

увеличены в 10 раз (см. рис. 4).

Поскольку время корреляции интенсивности условно-пуассоновского процесса обычно неизвестно, то представляет интерес исключить эту информацию из алгоритма оценки, приняв в (17) и (18) параметр  $A1 = a_1 \Delta t = 0$ , что существенно не ухудшит точности измерения, если время корреляции  $\tau_{\lambda_2}$  будет оставаться значительно больше шага дискретизации  $\Delta t$ . При этом формулы (22), (23) принимают более простой вид [7]:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mu}_{n+1} \\ (\hat{\mu}_2)_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mu}_n + \hat{\mu}_{2n} \\ \hat{\mu}_{2n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_n \\ \gamma_n \end{bmatrix} \times \frac{\Delta v_n - \hat{\mu}_n}{\hat{\mu}_n}; \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} m_{n+1} \\ \gamma_{n+1} \\ m_{n+1}^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_n + 2\gamma_n \\ m_n^{22} + \gamma_n \\ m_n^{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m_n^2 \\ \gamma_n m_n \\ \gamma_n^2 \end{bmatrix} \times \frac{\Delta v_n}{(\hat{\mu}_n)^2}. \quad (26)$$

Результаты моделирования фильтра в соответствии с алгоритмами (25), (26) представлены на рис. 5–9. На рис. 5 показаны зависимости среднеквадратичной ошибки измерения

$$\langle \hat{\mu} - Gs \rangle = \sqrt{\frac{1}{600-1} \sum_{n=1}^{600} (\hat{\mu}_n - Gs_n)^2} \quad (27)$$

от средней интенсивности  $Mu$  для двух вариантов реализации фильтра: априорные данные относительно параметра  $a_1 \Delta t$  имеются ( $A1 = a_1 \Delta t = 0,14$ ) и априорные данные относительно  $a_1 \Delta t$  отсутствуют ( $A1 = a_1 \Delta t = 0$ ).

Влияние параметра  $A1$  на оценку интенсивности  $\hat{\mu}_n$  условно-пуассоновского процесса показано на рис. 6.

На рис. 7–9 представлены зависимости от средней интенсивности усредненных во времени в соответствии с (24) и нормированных к  $Mu$  коэффициентов фильтра в установившемся режиме для случаев  $A1 = a_1 \Delta t = 0,14$  и  $A1 = a_1 \Delta t = 0$ .

**Условно-пуассоновское поле, заданное на решетке**

В одномерном (скалярном) случае измерения интенсивности фотоотсчетов условно-пуассоновского поля используется информация о корреляции интенсивности в одном направлении (вдоль траектории считывания). Если имеется возможность запоминания изображения, то необходимо учитывать более полную информацию, рассматривая интенсивность как двумерное случайное поле, имеющее корреляцию в двух ортогональных направлениях [5]. Поэтому при регистрации поля фотоотсчетов ТВ-датчиком матричного типа, например датчиком на ПЗС или диссекторным датчиком, для измерения интенсивности используем корреляцию интенсивности в связанной области.

Для измерения интенсивности (оценки изображения) используется скользящее окно в виде подрешетки из  $(M \times N)$  элементов. Измеритель осуществляет фильтрацию интенсивности центрального элемента подрешетки, анализируя входные данные с  $(M \times N)$  элементов датчика. Через каждый такт измерения происходит сдвиг подрешетки на один элемент вдоль строки. Таким образом, пространственные характеристики изменения интенсивности определяются сечением поля интенсивности в направлении строки.

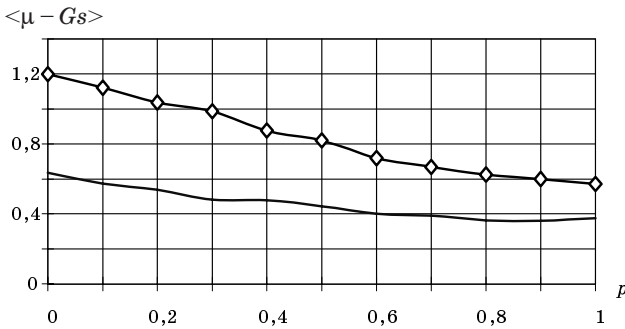
От входных данных  $\Delta v_n^{ij}$  перейдем к усредненным на подрешетке

$$\Delta v_n^* = \frac{1}{M \times N} \sum_{ij \in J_{MN}} \Delta v_n^{ij},$$

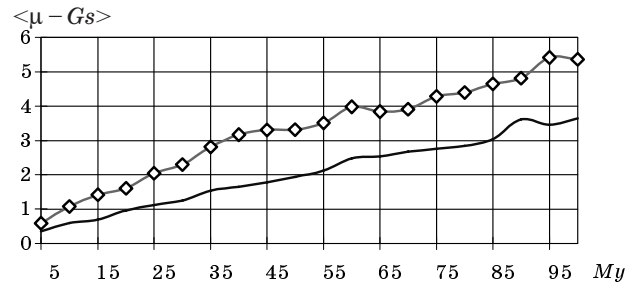
где  $J_{MN}$  – целочисленное множество индексов  $ij$ . Предполагается нечетное число элементов по строке и столбцу подрешетки. Результат усреднения используем для фильтрации. Можно показать, что при высокой взаимной корреляции компонентов переменной составляющей интенсивности (в пределах подрешетки) можно воспользоваться полученными ранее алгоритмами для случая скалярного наблюдения.

Уравнения относительно оценки интенсивности центрального элемента подрешетки  $\hat{\mu}_n$  и ковариаций ошибок принимают вид

$$\begin{bmatrix} \hat{\mu}_{n+1} \\ (\hat{\mu}_2)_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mu}_n + \hat{\mu}_{2n} \\ (1 - a_1 \Delta t) \hat{\mu}_{2n} - a_2 \Delta t^2 \hat{\mu}_{1n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_n \\ \gamma_n \end{bmatrix} (M \times N) \frac{\Delta v_n^* - \hat{\mu}_n}{\hat{\mu}_n};$$



■ Рис. 10. Зависимость средних ошибок измерения от коэффициента корреляции:  
 — —  $\langle \mu \rangle = 5$ ; —◇—  $\langle \mu \rangle = 10$



■ Рис. 11. Зависимость средних ошибок измерения от средней интенсивности:  
 — — решетка 3x3,  $p = 0.9$ ;  
 —◇— один элемент

$$\begin{bmatrix} m_{n+1} \\ \gamma_{n+1} \\ m_{n+1}^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_n + 2\gamma_n \\ m_n^{22} + (1 - a_1 \Delta t) \gamma_n \\ m_n^{22} (1 - 2a_1 \Delta t) + \frac{1}{2} (N_\xi \Delta t) (g \Delta t^2)^2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m_n^2 \\ \gamma_n m_n \\ \gamma_n^2 \end{bmatrix} (M \times N) \frac{\Delta v_n^*}{(\hat{\mu}_n)^2}.$$

Отличие заключается лишь в весовом коэффициенте  $(M \times N)$ . Для определения коэффициентов

передачи фильтра  $\frac{m_n}{\hat{\mu}_n}$  и  $\frac{\gamma_n}{\hat{\mu}_n}$  необходимо выпол-

нить рекуррентные вычисления в соответствии с полученными уравнениями.

Для оценки качественных показателей измерителя интенсивности условно-пуассоновского поля на решетке проведено его моделирование при  $a_2 \Delta t^2 = 0$ . Входными данными являются приращения  $\Delta v_n^{ij}$  условно-пуассоновского процесса  $\mathbf{v}_n$  для подрешетки из 3x3 элементов. Матрица 3x3 составлена из одноименных элементов верхней, нижней и центральной строк. Сканирование матрицы вдоль строки на один элемент за шаг временной дискретизации  $\Delta t$  задает новое положение подрешетки. Таким образом формируется скользящее окно. Временное поведение интенсивности центральной строки задается гауссовским случайным процессом  $Gs_i = \lambda_i \Delta t = \lambda_0 \Delta t + \lambda_{1i} \Delta t$  с параметрами  $\lambda_0 \Delta t, \sigma_{\lambda_1} \Delta t$ .

Исходные данные моделирования случайной составляющей интенсивности центрального элемента приняты такими же, как и в случае скалярного наблюдения.

Межстрочная взаимная корреляция элементов верхней и нижней строк относительно одноименных элементов центральной строки устанавливается за счет добавления белого шума  $\xi_{p1}$  и  $\xi_{p2}$  к интенсивностям элементов центральной строки.

Несложно определить уровень белого шума для обеспечения заданного коэффициента взаимной корреляции  $p$ . Дисперсия добавленного белого шума

$$\sigma_p^2 = \frac{1 - p^2}{p^2} \sigma^2.$$

Для того чтобы выровнять дисперсии верхней и нижней строк относительно центральной, дисперсия которой равна  $\sigma^2$ , интенсивности верхней и нижней строк  $Gs_{1n}$  и  $Gs_{2n}$  нормированы:

$$Gs_{1n} = \frac{(Gs_n + \xi_{p1})}{\sqrt{1 + [(1 - p^2) / p^2]}};$$

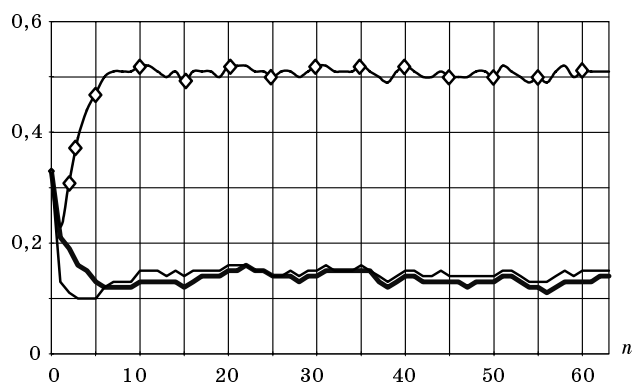
$$Gs_{2n} = \frac{(Gs_n + \xi_{p2})}{\sqrt{1 + [(1 - p^2) / p^2]}}.$$

Результаты моделирования представлены на рис. 10–12. На рис. 10 показаны зависимости средних ошибок измерения интенсивности от коэффициента взаимной корреляции  $p$  одноименных элементов верхней и нижней строк относительно центральной для средних интенсивностей  $\langle \mu \rangle = 5$  и  $\langle \mu \rangle = 10$ , где  $\langle \mu \rangle = \lambda_0 \Delta t = \mu_0$ , а усреднение ошибок проведено по 600 оценкам интенсивности в соответствии с формулой (27) вдоль строки.

На рис. 11 показаны зависимости средних ошибок измерения интенсивности в диапазоне изменения средних интенсивностей  $My = \langle \mu \rangle = \mu_0 = 5-100$  для подрешетки, состоящей из 3x3 элементов и одного элемента (скалярный случай).

На рис. 12 показано установление и результат последовательных вычислений коэффициентов фильтра  $m_n, \gamma_n, m_n^{22}$  для подрешетки 3x3. Коэффициент взаимной корреляции между интенсивностями одноименных элементов строк  $p = 0,9$ , а величина средней интенсивности  $\langle \mu \rangle = 5$ .

Учитывая, что коэффициент  $m_n$  есть апостериорная дисперсия ошибки измерения, т. е.  $\langle \hat{\mu}_n - Gs_n \rangle^2 = m_n$ , сравним результаты моделирования на рис. 11 и 12, конкретизировав числен-



■ Рис. 12. Коэффициенты фильтра:  
 — — —  $m$ ; — — —  $\gamma_{10}$ ; —◇—  $m_{22} \cdot 100$

ные результаты. При  $\langle \mu \rangle = 5$  средняя ошибка  $\langle \hat{\mu}_n - Gs_n \rangle = 0,36096$  или дисперсия  $\langle \hat{\mu}_n - Gs_n \rangle^2 = 0,1303$ . Усреднив результаты моделирования (см. рис. 12), получим  $\langle m_n \rangle = 0,12218$ , что под-

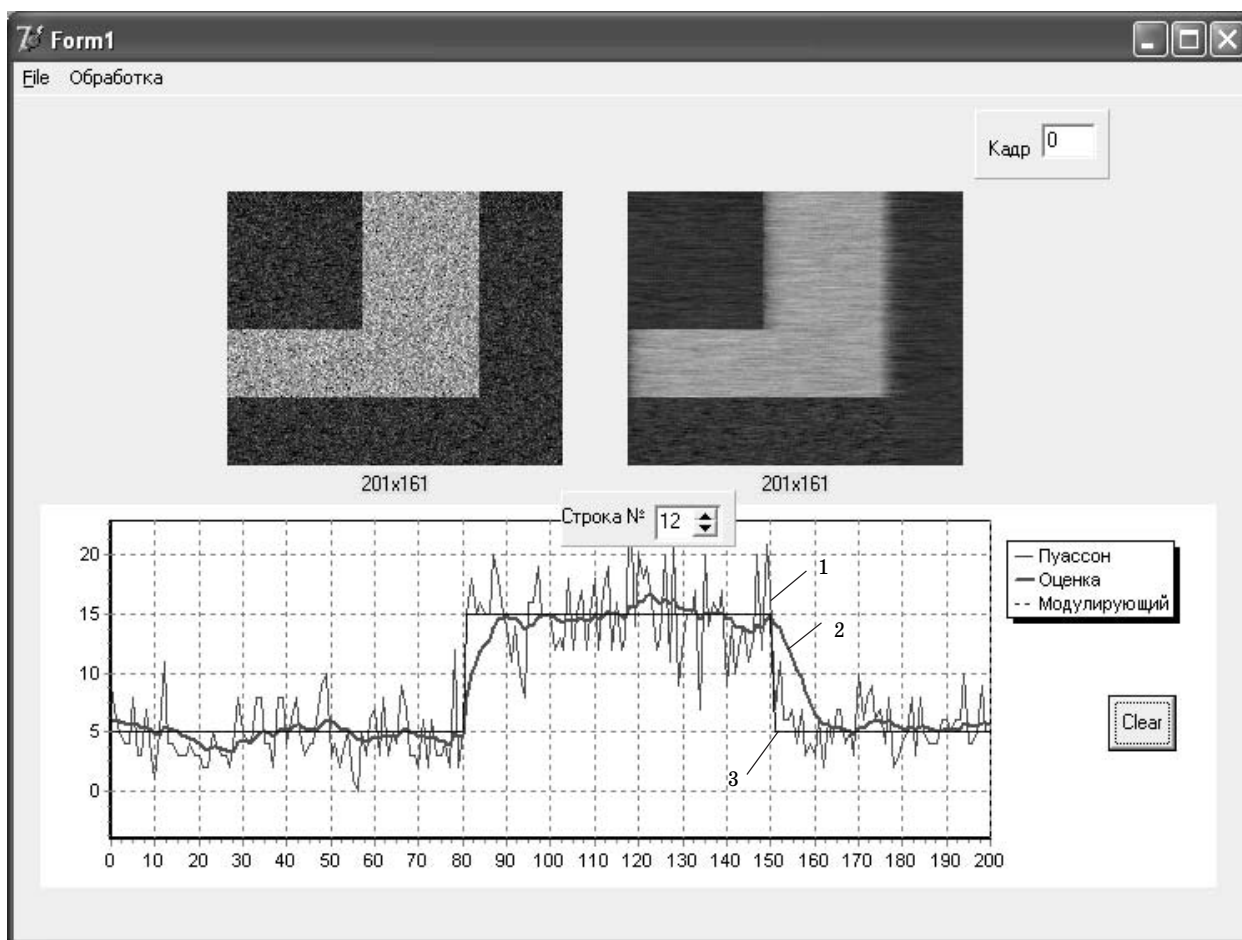
тверждает достоверность результатов фильтрации, полученных в работе.

### Заключение

В заключении проведем сравнение эффективности различных алгоритмов фильтрации, введя нормированную ошибку как отношение выборочного среднееквдратичного значения флюктуаций ошибки (27) к среднему значению измеряемой интенсивности  $\varepsilon_\mu = \sigma_\mu / \mu_0$ .

Первый алгоритм – оценка в точке. Измерение сводится к суммированию фотоотсчетов для одного элемента изображения за фиксированное время наблюдения и является оценкой максимального правдоподобия. Назовем этот алгоритм простейшим. Второй алгоритм – оценка в точке и фильтрация вдоль строки (случай скалярного наблюдения). Третий алгоритм – суммирование фотоотсчетов на подрешетке и последующая фильтрация интенсивности вдоль строки.

Сравнение будем проводить по возрастанию степени сложности алгоритмов, переходя от простей-



■ Рис. 13. Изображение пуассоновского поля с интенсивностью  $\mu_0 = 5$  и с импульсным перепадом интенсивности по строке и кадру (слева) и результат его фильтрации (справа):  
 1 – Пуассон; 2 – оценка; 3 – модулирующий

шего алгоритма – одноэлементного измерения к скалярному случаю измерения и затем к случаю подрешетки.

Для поля фотоотсчетов со средней интенсивностью  $\langle \mu \rangle = \mu_0 = 5$  и  $\sigma = \mu_0/6$  нормированная ошибка  $\epsilon_\mu$  в простейшем случае одноэлементного накопления равна 48% и уменьшается до 12,7% (в 3,8 раза) в случае скалярного измерения и до 7,2% (в 6,7 раза) для случая подрешетки 3×3.

То же сравнение для средней интенсивности  $\langle \mu \rangle = \mu_0 = 100$  дает следующие результаты: нормированная ошибка  $\epsilon_\mu$  для одноэлементного накопления равна 18,9% и уменьшается по сравнению с предыдущим случаем ( $\langle \mu \rangle = \mu_0 = 5$ ) за счет увеличения объема выборки. Для скалярного наблюдения нормированная ошибка  $\epsilon_\mu$  уменьшается до 6,1% (в 3,1 раза), а для случая подрешетки 3×3 – до 3,6% (в 5,2 раз) по сравнению со случаем одноэлементного накопления.

На рис. 13, слева, представлено изображение пуассоновского поля с интенсивностью  $M\mu = 5$  и импульсным перепадом интенсивности по строке

и кадру, а изображение справа – результат его фильтрации вдоль строки (случай скалярного наблюдения). Перепад интенсивности равен 10 единицам. Коэффициент усиления сигнала изображения для наблюдателя равен 10. Весь динамический диапазон сигнала изображения (0–255).

Внизу на графике представлена строка левого изображения (оценка в точке), результат его фильтрации вдоль строки и модулирующая интенсивность, которая и подлежит оценке.

Как видно из графиков, левое изображение имеет более высокую четкость, но значительную ошибку измерения интенсивности:  $\pm 8$ . Для изображения справа ошибка измерения интенсивности значительно меньше:  $\pm 2$ , но изображение имеет более низкую четкость вдоль строки. Переходный процесс установления и спада профильтрованного изображения вдоль строки равен  $\approx 10$  пикселям. Таким образом, повышение точности измерения интенсивности (фильтрации вдоль строки) происходит за счет потери четкости изображения.

## Литература

1. Snyder D. L. Filtering and Detection for Doubly Stochastic Poisson Processes // IEEE Trans. Inform. Theori. 1972. Vol. 18. N 1. P. 91–102.
2. Федосеев В. И., Широков Ф. В. Обнаружение и оценка положения источника сигнала, модулирующего пуассоновское случайное поле // Изв. вузов. Сер. Радиофизика. 1975. Т. 18. № 2. С. 246–252.
3. Федосеев В. И., Широков Ф. В. Пространственно-временная нелинейная фильтрация для пуассоновских случайных полей // Проблемы передачи информации. 1976. Т. 12. Вып. 1. С. 29–40.
4. K. Healy, A. O'Connell, A. P. Morrison. A complete stereo video imaging system for motion detection, person tracking and face recognition // The Engineers Journal. 2002. Sept. Vol. 57.
5. Вилесов Л. Д. Алгоритмы фильтрации параметров изображений в виде условно-пуассоновского случайного поля, регистрируемого матричным ТВ-датчиком // Телевидение. Видеотехника (Теория и практика): Сб. науч. тр. / СПбГААП. СПб., 1996. С. 51–57.
6. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. М.: Сов. радио, 1972. Т. 1. 744 с.
7. Вилесов Л. Д. Фильтрация изображений при наличии фотонных шумов: Тез. докл. // Тр. 1-й Междунар. конф. «Телевидение: передача и обработка изображений». 2000. С. 83–85.

УДК 681.3

## МАТРИЦЫ АДАМАРА НЕЧЕТНОГО ПОРЯДКА \*

**Н. А. Балонин,**

канд. техн. наук, доцент

**Л. А. Мироновский,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются классические матрицы Адамара и близкие к ним **C**-матрицы. Вводятся так называемые **M**-матрицы как возможное обобщение матриц Адамара на случай нечетных порядков  $n$ . Описан компьютерный алгоритм, облегчающий отыскание таких матриц. Приведены конкретные примеры **M**-матриц, найденных сочетанием аналитических и численных методов, и перечисляются их свойства.

Classical Hadamard matrices as well as a related class of **C**-matrices are considered. We introduce **M**-matrices as a possible generalization of Hadamard matrices in the case of odd order  $n$ . A computer algorithm for finding such matrices is described. Finally, we give concrete examples of **M**-matrices found by a combined analytic-numeric method, and list some of their properties.

### Введение

Матрицы Адамара находят широкое применение в теории кодирования (коды, исправляющие ошибки), теории планирования многофакторных экспериментов (ортогональные блок-схемы) и прочих областях. Они обладают рядом замечательных свойств, отличающих их от других ортогональных матриц. К ним относятся, в частности, минимальность первой (столбцовой) и чебышевской (строчной) норм, минимальность максимального по модулю элемента, а также максимальная близость элементов между собой.

К сожалению, матрицы Адамара существуют далеко не при всех четных порядках  $n$ , а при нечетных  $n$  вообще не существуют. Поэтому возникает задача отыскания ортогональных матриц, наиболее близких по своим свойствам к матрицам Адамара. В настоящей работе исследуется задача поиска ортогональных матриц, максимальный по модулю элемент которых минимален. Примером таких матриц для четных  $n$ , не кратных четырем, служат так называемые **C**-матрицы – симметричные ортогональные матрицы с нулевой диагональю и остальными элементами  $\pm 1$ . При нечетных  $n$  структура искомым ортогональных матриц (далее они называются **M**-матрицами) становится более сложной. Отыскание их для каждого нечетного  $n$  сопряжено со значительными трудностями.

Прежде чем приступить к решению этой задачи, приведем известные результаты для четных  $n$ , в первую очередь, для  $n$ , кратных четырем.

### Известные результаты

**Матрицы Адамара.** Напомним, что матрицей Адамара порядка  $n$  называется такая  $n \times n$ -матрица **A** с элементами  $\pm 1$ , что  $\mathbf{A}\mathbf{A}^T = n\mathbf{E}$ , где **E** – единичная матрица [1].

Простейшая матрица Адамара имеет вид

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix},$$

она ортогональна:  $\mathbf{A}\mathbf{A}^T = 2\mathbf{E}$  и симметрична.

Легко убедиться, что если **M** и **N** – матрицы Адамара порядков  $m$  и  $n$  соответственно, то их кронекерово произведение, т. е. матрица  $\mathbf{M} \otimes \mathbf{N}$ , является матрицей Адамара порядка  $mn$ . Например, если **A** – матрица Адамара 2-го порядка, то в результате кронекерова произведения  $\mathbf{A} \otimes \mathbf{A}$  получим матрицу Адамара 4-го порядка

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для существования матриц Адамара порядка  $n > 2$  необходимо, чтобы  $n$  делилось на 4. Гипотеза о том, что это условие является и достаточным,

\* Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты 04-01-00464, 04-07-90354.



пока не доказана. Для практического получения матриц Адамара можно использовать команду `hadamard` пакета `MATLAB`, она позволяет строить матрицы Адамара для случаев, если  $n$ ,  $n/12$  или  $n/20$  являются степенями двойки. К сожалению, сюда не входят такие  $n$ , кратные четырем, как 28, 36, 44, 52, 56, 60 и другие, хотя для них уже давно найдены матрицы Адамара.

**С-матрицы.** С-матрицей (Conference-Matrix) называется любая матрица  $C$  порядка  $n$  с нулями на главной диагонали и  $+1$  и  $-1$  на остальных местах, удовлетворяющая условию  $C^T C = (n-1)E$ .

Простейшие С-матрицы имеют вид

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Первая и третья из них симметричны, вторая и четвертая – кососимметричны.

Симметричные С-матрицы порядка  $n$  могут существовать лишь в том случае, если  $n-2$  делится на 4, а  $n-1$  представимо в виде суммы квадратов двух целых чисел. Например, при  $n = 2, 6, 10, 14, 18$  они существуют, а при  $n = 22$  – нет, так как число 21 не представляется суммой двух квадратов.

Нормированные С-матрицы, порядок которых отличается от адамаровых на два, обладают тем же экстремальным качеством, что и матрицы Адамара: максимальный по модулю элемент их минимален (на классе ортогональных матриц). Будем далее обозначать максимальный по модулю элемент ортогональной матрицы через  $\alpha$ . Величина

этого элемента для С-матриц равна  $\alpha = \frac{1}{\sqrt{n-1}}$ , т. е. лишь немного уступает матрицам Адамара,

у которых  $\alpha = \frac{1}{\sqrt{n}}$ . Например, при  $n = 6$  отличие составляет менее 10%.

Вместе обе эти формулы описывают точную нижнюю границу максимального по модулю элемента ортогональных матриц четного порядка: первая – для  $n$ , не кратных четырем, в частности, для 6, 10, 14, 18, 26; вторая – для  $n$ , кратных четырем, в частности, для 4, 8, 12, 16, 20.

В совокупности матрицы Адамара и С-матрицы дают решение задачи о поиске ортогональных матриц с минимальным по модулю элементом почти для всех четных  $n$ . Исключение составляют отдельные значения, такие как  $n = 22$  и  $n = 34$ , решение для которых авторам неизвестно.

Значительно хуже обстоит дело для нечетных  $n$ , где известно лишь несколько оптимальных (ортогональных, с минимальным по модулю максимальным элементом) матриц для небольших значений  $n$ . Информация о них приводится ниже.

### Оптимальные матрицы нечетного порядка (М-матрицы)

Назовем матрицы, доставляющие решение задачи о поиске ортогональных матриц с минимальным по модулю элементом для нечетных  $n$ , минимаксными или просто М-матрицами. Их главное свойство – минимальность величины  $\alpha$ , т. е. значения максимального по модулю элемента на классе всех ортогональных матриц данного размера. Здесь можно выделить три задачи.

**Задача 1.** Поиск конкретных М-матриц для различных значений  $n$ .

**Задача 2.** Определение точной нижней границы  $\alpha^*$  для величины максимальных по модулю элементов М-матриц  $\alpha$  в зависимости от  $n$ :  $\alpha \geq \alpha^* = f(n)$ .

**Задача 3.** Определение числа  $L$  уровней элементов в М-матрице при разных  $n$ .

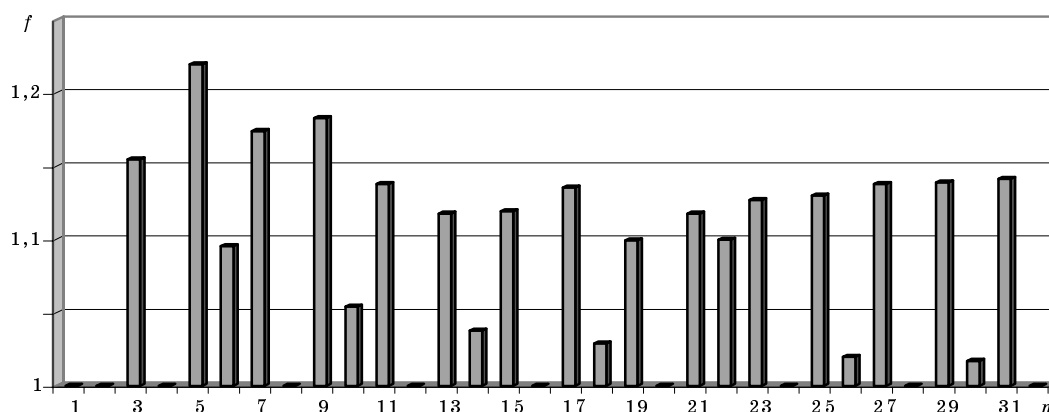
Так, матрицы Адамара могут быть названы одноуровневыми, поскольку все их элементы равны по абсолютной величине. С-матрицы – двухуровневые, модули их элементов равны 0 и 1. В общем случае М-матрицы оказываются  $L$ -уровневыми, причем  $L$  зависит от  $n$ .

Следует ожидать, что решение всех трех поставленных задач будет зависеть от того, какой остаток при делении на 4 дает нечетное число  $n$  (1 или 3). Соответственно, множество М-матриц распадается на два подмножества, отличающихся нижними границами, числом уровней  $L$  и типом матриц.

### Алгоритм поиска оптимальных матриц

Чисто аналитическое решение рассматриваемой задачи найти затруднительно, поэтому воспользуемся помощью персональных компьютеров и математических пакетов для того, чтобы провести исследование комбинированным способом – сочетанием вычислительных (для определения структуры матриц) и аналитических (для установления точных значений элементов) методов.

Опишем вычислительный алгоритм, который использовался для нахождения М-матриц. Он строился на основе итераций, в которых на каждом шаге максимальный по модулю элемент  $\alpha$  матрицы уменьшают по правилу  $\alpha_{k+1} = \alpha_k k / (k+p)$  для ее элементов, где  $k$  – номер итерации,  $p > 0$  –



■ Рис. 1. Зависимость величины максимального элемента  $f = \alpha\sqrt{n}$

некоторое число. Так как после этого матрица перестает быть ортогональной, ее снова ортогонализируют путем вычисления полярного разложения. Напомним, что полярное разложение представляет данную матрицу в виде произведения ортогональной и симметричной матриц. Именно первая из них используется в дальнейшем. При оптимизации максимальный элемент несколько возрастает, но, как правило, не настолько, чтобы достичь прежнего значения.

Итерационный процесс сходится к некоторой ортогональной матрице, после чего его многократно повторяют, изменяя начальную матрицу и запоминая лучшее из найденных ранее решений.

Указанный процесс может быть записан в виде следующего алгоритма:

- 1) в качестве начального приближения берется квадратная невырожденная матрица;
- 2) матрица заменяется ортогональным сомножителем ее полярного разложения;
- 3) уменьшается максимальный по модулю элемент матрицы;
- 4) производится возврат к п. 2 до тех пор, пока процесс не сойдется к определенной матрице.

Этот алгоритм был реализован в виде MATLAB-функции `procrust` (название функции связано со сходством рассматриваемой задачи с известной в теории матриц проблемой Прокруста [2]):

```
Function [alpha,Q]= procrust(n);
% program finds Procrust matrix with minmax(abs(a(:)))
alpha=1; gam=2; p=10;
for j=1:10
    A=rand(n);
    if rank(A)<n, A=A+eye(n)/10; end,
    for i=k:5000
        [U,S,V]= svd(A); Q=U*V'; M=max(abs(Q(:))); m=Q/M*(1+p/k); A=satlins(m);
        end
        a=Q; alpha=max(abs(a(:))); gamma=alpha*sqrt(n);
        if gamma<gam, X=a; y = alpha; gam=gamma; end
    end
    Q=X; alpha = y;
end
```

В качестве входного аргумента функции берется порядок  $n$ , а выходными являются искомая ортогональная матрица  $Q$  и ее максимальный элемент  $\alpha$ .

Функция `satlins` из тулбокса NNet (Neural Network Toolbox) ограничивает амплитудное значение элементов не выше 1.

Компьютерные эксперименты показали, что указанный численный алгоритм дает хорошие результаты для  $n < 20$ . С его помощью были найдены  $M$ -матрицы для всех нечетных  $n \leq 11$ .

Задача поиска  $M$ -матриц для  $n > 11$  остается открытой, так же как и вопрос о числе уровней этих матриц при разных  $n$ .

Некоторые представления о нижней границе для показателя  $\alpha$  (величине максимального элемента оптимальных матриц) можно получить из рис. 1. На нем показана зависимость величины максимального по модулю элемента  $\alpha$  оптимальной матрицы, умноженной на  $\sqrt{n}$ , от размера матрицы  $n$  для  $1 \leq n \leq 32$ . Точки, лежащие на уровне единицы, относятся к матрицам Адамара, несколько выше лежат точки для  $S$ -матриц.

Выше всего находятся точки для нечетных значений  $n$ . Очевидно, что с ростом  $n$  все точки окажутся ниже некоторого уровня, и одна из задач состоит в том, чтобы оценить его величину.

Как видно, величина максимального элемента  $M$ -матриц соответствует оценке  $c / \sqrt{n}$ , где константа  $c$  больше единицы приблизительно на 10%. Первая же матрица 22-го порядка, которая выпадает из последовательности чередующихся через 4 (по порядку 6, 10, 14, 18, 26, 30) двухуровневых  $S$ -матриц, отвечает как раз этой оценке. При  $n > 25$  график стабилизируется со значением  $c = 1,14$  (у матриц Адамара  $c = 1$ , а у  $S$ -матриц этот показатель стремится к 1 с ростом  $n$ , в этом принципиальное различие рассматриваемого случая). Поскольку и прочие матрицы следуют определенной тенденции, вряд ли оценка изменится существенно.

**Структура оптимальных матриц**

Перейдем к описанию конкретных М-матриц для  $n = 3, 5, 7, 9, 11$ . Поиск этих матриц производился путем сочетания численного и символьного моделирования в пакетах MATLAB и MAPLE с помощью описанной выше и прочих специально разработанных программ [3].

Для случая  $n = 3$  оптимальная матрица имеет вид

$$M_3 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Она ортогональна и симметрична, величина ее максимального элемента  $\alpha = 2/3$ . Матрица содержит два типа элементов, т. е. является двухуровневой. Она связана с геометрической задачей о вписывании данного правильного октаэдра в куб минимального размера [4].

Для случая  $n = 5$  оптимальная матрица оказалась трехуровневой:

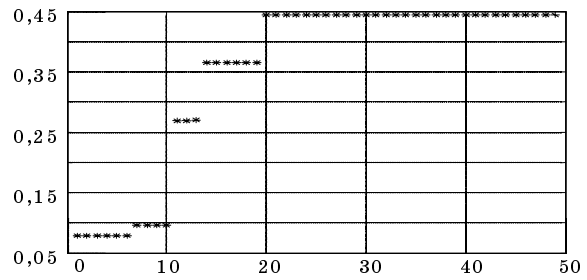
$$M_5 = \frac{1}{11} \begin{bmatrix} -2 & 3 & 6 & 6 & 6 \\ 3 & 6 & -6 & 6 & -2 \\ 6 & -6 & -3 & 2 & 6 \\ 6 & 6 & 2 & -6 & 3 \\ 6 & -2 & 6 & 3 & -6 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Она также ортогональна и симметрична, величина ее максимального элемента  $\alpha = 6/11$ . Из 25 ее элементов 15 равны  $6/11$ , т. е. находятся на верхнем уровне, и по пять элементов на двух других. Таким образом, элементы верхнего уровня составляют 60% от общего числа (у матрицы  $M_3$  – 67%, а у матриц Адамара – 100%).

При исследовании случая  $n = 7$  были найдены две матрицы: пятиуровневая матрица  $M_7$  со значением  $\alpha = \frac{5+7\sqrt{7}}{53} \approx 0,444$  и двухуровневая матрица

$N_7$  со значением  $\alpha = \frac{2+3\sqrt{2}}{14} \approx 0,446$ . Структура этих матриц такова:

$$M_7 = \begin{bmatrix} a & -d & c & a & -a & -a & -a \\ -d & c & a & a & a & a & -a \\ c & a & -d & a & -a & a & a \\ a & a & a & -c & b & -b & b \\ -a & a & -a & b & e & -a & -d \\ -a & a & a & -b & -a & -d & -e \\ -a & -a & a & b & -d & -e & a \end{bmatrix},$$



■ Рис. 2. Распределение абсолютных величин элементов матрицы  $M_7$

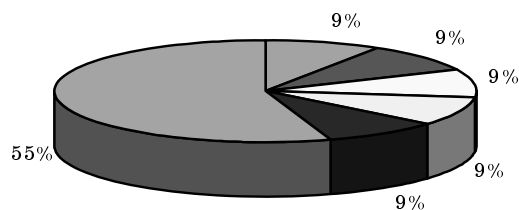
$$N_7 = \begin{bmatrix} a & a & a & a & b & b & -b \\ a & -b & -b & a & -a & b & a \\ a & -b & a & -b & b & -a & a \\ a & a & -b & -b & -a & -a & -b \\ b & -a & b & -a & -b & a & -a \\ b & b & -a & -a & a & a & b \\ -b & a & a & -b & -a & b & a \end{bmatrix}.$$

В отличие от предыдущих случаев, элементы этих матриц иррациональны. Для  $M_7$  они содержат  $\sqrt{7}$ :  $a = 3 + 3\sqrt{7}$ ,  $b = 9$ ,  $c = 5 - \sqrt{7}$ ,  $d = -6 + 3\sqrt{7}$ ,  $e = 4 + \sqrt{7}$ , при нормировке все их надо разделить на  $22 + \sqrt{7}$ . Элементы матрицы  $N_7$  содержат  $\sqrt{2}$ :  $a = 2 + \sqrt{2}$ ,  $b = 2$ . При нормировке их надо разделить на  $2 + 4\sqrt{2}$ .

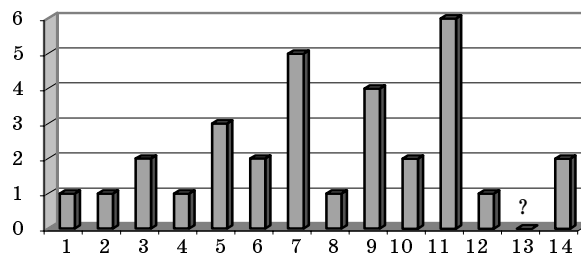
Распределение модулей элементов нормированной матрицы  $M_7$  по уровням, полученное в MATLAB с помощью команды `plot(sort(abs(M7(:))), '*')`, показано на рис. 2. На нем видно, что нижний уровень содержит 6 элементов, три следующих – 4, 3 и 6 элементов соответственно, наиболее многочисленный верхний уровень – 30 элементов, что составляет около 61% (примерно столько же, сколько и у матрицы  $M_5$ ).

В случае  $n = 9$  лучшая из найденных матриц имеет 4 уровня и показатель  $\alpha = \frac{3+\sqrt{3}}{12} = 0,3943$ . Ее структура и элементы таковы:

$$M_9 = \begin{bmatrix} d & b & b & b & b & b & b & b & b \\ b & a & a & a & -a & -a & -c & -c & -c \\ b & a & -c & -a & -c & a & a & -c & -a \\ b & a & -a & -c & a & -c & -a & -c & a \\ b & -a & -c & a & a & -c & a & -a & -c \\ b & -a & a & -c & -c & a & -c & -a & a \\ b & -c & a & -a & a & -c & -c & a & -a \\ b & -c & -c & -c & -a & -a & a & a & a \\ b & -c & a & a & -c & a & -a & a & -c \end{bmatrix},$$



■ Рис. 3. Распределение числа элементов матрицы M<sub>11</sub> по уровням



■ Рис. 4. Распределение количества уровней

$12a = 3 + \sqrt{3}$ ,  $a = 0,3943$ ,  $6b = \sqrt{6\sqrt{3}} - 6$ ,  
 $b = 0,3493$ ,  $4c = \sqrt{3} - 1$ ,  $c = 0,1830$ ,  $3d = 2\sqrt{3} - 3$ ,  
 $d = 0,1547$ . Максимальный элемент  $\frac{3 + \sqrt{3}}{12} = 0,3943375$ .

Здесь уже встречается иррациональность типа «корень из корня», возникающая при решении биквадратного уравнения.

Распределение модулей элементов матрицы M<sub>9</sub> по уровням весьма неравномерно. Так, на нижнем уровне находится один элемент, на двух следующих – 24 и 16 элементов соответственно. На верхнем уровне находится 40 элементов, что составляет около 49% от общего числа.

Для  $n = 11$  лучшая ортогональная матрица, найденная в MATLAB, имеет шестиуровневую структуру:

$$M_{11} = \begin{pmatrix} -b & a & f & a & a & d & c & e & a & -a & -a \\ -d & f & a & -a & e & -a & b & c & -a & -a & a \\ -a & -e & -c & a & d & -a & a & -a & f & a & b \\ a & -d & a & b & a & a & -f & -a & -e & -c & a \\ a & a & e & a & -b & -a & a & -d & -a & -f & -c \\ a & -a & a & -d & a & -e & a & f & c & b & -a \\ -f & b & d & -c & -a & a & a & -a & a & e & a \\ e & a & a & a & f & -c & -a & a & b & d & a \\ a & a & -a & -f & c & a & d & b & -a & a & e \\ a & -c & -b & e & -a & -f & a & a & a & -a & d \\ -c & -a & a & a & -a & b & e & a & -d & a & -f \end{pmatrix}.$$

Численные значения ее элементов следующие:  $a = 0,34295283$ ,  $b = 0,33572291$ ,  $c = 0,30893818$ ,  $d = 0,2439851$ ,  $e = 0,15671878$ ,  $f = 0,045364966$ . Показатель  $\alpha = 0,3429$  равен значению элемента  $a$ .

Распределение абсолютных величин элементов матрицы M<sub>11</sub> по уровням показано на рис. 3. Верхний уровень содержит 66 элементов, остальные – по 11 элементов, всего  $66 + 55 = 121$  элемент.

Распределение количества уровней в матрице в зависимости от их порядка показано на рис. 4.

Как видно, с ростом размерности матрицы происходит нерегулярное расслоение элементов, при том, что более половины от их количества совпадает по модулю с максимальным элементом – у матриц Адамара 100%. Количество уровней матрицы M<sub>13</sub> находится под вопросом, поскольку численно-аналитические методы перестают быть действенными и пока не позволяют однозначно ответить на этот вопрос. Вместе с тем иногда кроме оптимальных вариантов наблюдаются субоптимальные с меньшим количеством уровней – отсюда возникает предположение, что и такие задачи, связанные с оптимизацией не только норм элементов, но и структуры – можно решать.

### Заключение

Необходимость вычислять матрицы Адамара возникает при решении многих математических и технических задач. Однако классические матрицы Адамара и близкие к ним по свойствам C-матрицы не существуют при нечетных  $n$ . В статье выделен класс так называемых M-матриц, которые могут рассматриваться как обобщение матриц Адамара на случай нечетных  $n$ . Они представляют собой подмножество ортогональных матриц, у которых максимальный по абсолютной величине элемент минимален. Описан компьютерный алгоритм, облегчающий отыскание таких матриц, и приведены конкретные матрицы для  $n \leq 11$ .

### Литература

1. Hadamard J. Resolution d'une question relative aux determinants// Bull. sci. math. 1893. Vol. 2. P. 240–248.
2. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления: Пер. с англ. М.: Мир, 1999. 549 с.
3. Шинтяков Д. В. Алгоритм поиска матриц Адамара нечетного порядка: Сб. докл. // Девятая научная сессия ГУАП / ГУАП. СПб., 2006 (в печати).
4. Медяник А. И. Вписанный в куб правильный симплекс и матрицы Адамара полуциркулянтного типа // Матем. Физика, анализ, геометрия, 1997. Т. 4. № 4. С. 458–471.

УДК 681.5.013

# ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МНОГОСВЯЗНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ОБОБЩЕННЫМ МЕТОДОМ ГАЛЕРКИНА

**В. Ф. Шишлаков,**

доктор техн. наук, профессор

**Д. В. Шишлаков,**

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

*Предлагается метод параметрического синтеза непрерывных линейных многосвязных систем автоматического управления, математическую основу которого составляет обращение прямого вариационного метода анализа – обобщенного метода Галеркина – на решение задачи синтеза.*

*We propose a method of synthesis of linear continuous multiply connected automatic control systems. The mathematical foundation of this approach is the inversion of the direct variation method of analysis (Galerkin's generalized method) to solve the problems of parametric synthesis.*

## Введение

При решении технических задач достаточно часто объектами управления являются не отдельные звенья, а более сложные комплексы со многими регулируемыми переменными и внутренними взаимосвязями [1]. Это обусловлено непрерывным усложнением автоматизируемых технологических процессов, укрупнением мощности сложных комплексов, интенсивным развитием техники и многими другими причинами. Системы, в которых имеется несколько регулируемых величин, причем изменение какой-либо одной из них вызывает изменение других, если не предусмотрены средства, устраняющие в процессе регулирования указанную связь [2], относятся к классу многосвязных систем автоматического регулирования и управления (МСАУ).

Примерами МСАУ могут служить электроэнергетические системы, в которых осуществляется автоматическое регулирование частоты, напряжения, потоков активных и реактивных мощностей для большого числа работающих параллельно синхронных генераторов; системы автоматического регулирования турбо- и гидродвигателей, где требуется одновременная стабилизация скоростей вращения, параметров рабочего тела (температуры, давления и т. п.) на различных ступенях гидравлического тракта; системы автоматического управления (САУ) полетом летательных аппаратов, электроприводами в станах непрерывной про-

катки холодного и горячего металла и многие другие САУ технологическими процессами в химической, текстильной, угольной и других отраслях промышленности [3, 4].

Для преодоления многочисленных трудностей, возникающих при решении задачи синтеза МСАУ, обусловленных взаимодействием друг с другом нескольких управляемых величин, предлагается использовать обобщенный метод Галеркина (метод ортогональных проекций) [5, 6], который эффективно применяется для решения задач синтеза параметров линейных и нелинейных систем управления широкого класса: непрерывные, импульсные (с амплитудно-широотно- и частотно-импульсной модуляцией), дискретные, дискретно-непрерывные.

## Постановка задачи синтеза и общая схема ее решения

Задача синтеза МСАУ рассматривается в традиционной для обобщенного метода Галеркина постановке [5, 6]. Предполагается, что известна структура синтезируемой САУ и параметры объекта управления. Параметры регулятора (оператора управления), структура которого задана в самом общем виде, определяются из условия приближенного обеспечения заданных показателей качества работы САУ в переходном режиме (времени переходного процесса  $T_{п.п}$ , перерегулирования  $\sigma$ , колебательности  $\mu$ ). При этом, безусловно, должна обес-

печиваться устойчивостью и грубостью системы по варьируемому параметрам.

Как правило, задача синтеза решается при технических ограничениях, которые накладываются на значения варьируемых параметров:

$$c_k^- \leq c_k \leq c_k^+, \quad k=1, 2, \dots, m, \quad (1)$$

где  $c_k^-$ ,  $c_k^+$  – минимально и максимально допустимые значения варьируемых параметров.

Ограничения на грубость системы по варьируемому параметрам имеют вид

$$\Delta = \frac{\delta c_k}{c_k} \leq \Delta^0, \quad (2)$$

где  $\delta c_k$  – вариации параметров, в пределах которых обеспечивается устойчивость САУ;  $\Delta^0$  – заданное значение грубости системы.

Для определенности задачу синтеза рассмотрим при внешнем скачкообразном входном воздействии  $f(t) = H1(t)$  и нулевых начальных условиях для момента времени  $t = -0$ , т. е. до приложения к системе воздействия:

$$x_{-0} = 0, \quad \dot{x}_{-0} = 0, \quad \ddot{x}_{-0} = 0, \dots, x_{-0}^{(n-1)} = 0. \quad (3)$$

Поскольку при синтезированных параметрах система должна быть устойчива, то

$$x(\infty) = H, \quad \dot{x}(\infty) = 0, \quad \ddot{x}(\infty) = 0, \dots, x^{(n-1)} = 0. \quad (4)$$

Выбираем систему из  $m$  непрерывно дифференцируемых линейно-независимых координатных функций

$$\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_q(t), \dots, \varphi_m(t). \quad (5)$$

В соответствии с требуемыми показателями качества работы синтезируемой системы управления в переходном режиме зададимся желаемым программным движением в виде

$$x^0(t) = \Psi_0(t) + \sum_{i=1}^l a_i \Psi_i(t), \quad i=1, 2, \dots, l, \quad (6)$$

где  $\Omega_0(t) = \omega_0(t)1(t)$  – функция, удовлетворяющая заданным граничным [начальным (3) и конечным (4)] условиям;  $\Omega_i(t) = \omega_i(t)1(t)$  – функции, удовлетворяющие однородным граничным условиям;  $a_i$  – известные коэффициенты.

Обобщение результатов анализа частных случаев структур линейных МСАУ показывает, что многолучевые системы при наличии  $l$  входов и одного выхода описываются дифференциальным уравнением

$$x(t) \prod_{l=1}^{m1} Q_l(c_k, D) = \sum_{l=1}^{m2} f_l(t) S_l(c_k, D), \quad (7)$$

где  $x(t)$  – координата выхода многосвязной системы;  $f_l(t)$  – сигналы на входах системы управления;

$$Q_l(c_k, D) = \sum_{i=0}^{n_l} a_{li}(c_k) D^i; \quad S_l(c_k, D) = \sum_{i=0}^{v_l} e_{li}(c_k) D^i \quad -$$

полиномы оператора дифференцирования  $D$  с вещественными постоянными коэффициентами степеней  $n_l, v_l$  соответственно.

Многолучевые МСАУ при наличии одного входа и  $s$  выходов описываются в матричной форме уравнением вида

$$Qx = Sf(t), \quad (8)$$

где  $x = |x_1(t), x_2(t), \dots, x_s(t)|^T$  – вектор-столбец процессов на  $s$  выходах системы управления;  $f(t)$  – процесс на входе системы управления;  $Q, S$  – диагональные матрицы порядков  $s$  и  $r$  соответственно, которые являются функциями оператора обобщенного дифференцирования  $D$  и в общем случае функциями варьируемых параметров  $C = |c_k|^T$ ,  $k = 1, 2, \dots, m$ :

$$Q = \begin{pmatrix} Q_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & Q_3 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & Q_s \end{pmatrix};$$

$$S = \begin{pmatrix} S_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & S_r \end{pmatrix}.$$

Системы управления, имеющие в общем случае  $r$  входов и  $s$  выходов, также описываются уравнением вида

$$Qx = Sf, \quad (9)$$

где  $f = |f_1(t), f_2(t), \dots, f_r(t)|^T$  – вектор-столбец процессов на  $r$  входах системы управления.

Структура конкретной МСАУ определяет некоторые особенности решения задачи синтеза ее параметров обобщенным методом Галеркина. Так, в случае многосвязной системы управления с одним выходом и несколькими входами желаемое программное движение (6) подставляем в уравнение (7) и образуем невязку

$$\psi(c, t) = x^0(t) \prod_{l=1}^{m1} Q_l(c_k, D) - \sum_{l=1}^{m2} f_l(t) S_l(c_k, D).$$

Ортогональность невязки системе координатных функций приводит к следующей системе алгебраических уравнений:

$$\int_0^{\infty} \psi(\mathbf{c}, t) \varphi_q(t) dt = 0, \quad i = 1, 2, \dots, r.$$

В общем случае при нелинейной зависимости между варьируемыми параметрами и вследствие необходимости введения ограничений (1), (2), а также обеспечения устойчивости МСАУ, безусловная ортогональность невязки координатным функциям выполняться не будет. Поэтому задача синтеза системы управления данного класса произвольно высокого порядка в вычислительном плане сводится к задаче нелинейного программирования с целевой функцией, построенной на основе уравнений Галеркина:

$$J = \sum_{q=1}^m \left\{ \int_0^{\infty} \psi(\mathbf{c}, t) \varphi_q(t) dt \right\}^2, \quad i = 1, 2, \dots, r; \quad q = 1, 2, \dots, m. \quad (10)$$

Варьируемые параметры оператора управления (регулятора) определяются путем минимизации функционала (10) с помощью известных [5, 6] методов поиска экстремума целевой функции. На каждом шаге поиска параметров проверяется ограничение на устойчивость линейной многосвязной системы по критерию устойчивости Рауса.

В данном случае решение задачи синтеза линейных МСАУ с математической точки зрения не отличается от решения подобной задачи для одномерной системы [5, 6].

Если же рассматривается многосвязная система управления с несколькими выходами и в общем случае несколькими входами, вектор желаемого программного движения подставляем в уравнение (8) или (9) и образуем вектор невязки

$$\Psi(\mathbf{c}, t) = \mathbf{Q}\mathbf{x}^0 - \mathbf{S}\mathbf{f},$$

где  $\Psi(\mathbf{c}, t)$  – вектор-столбец невязки, определяемый следующим образом:

$$\Psi(\mathbf{c}, t) = \|\psi_1(\mathbf{c}, t), \psi_2(\mathbf{c}, t), \dots, \psi_r(\mathbf{c}, t)\|^T;$$

$\mathbf{x}^0 = |x_1^0(t), x_2^0(t), \dots, x_r^0(t)|^T$  – вектор-столбец желаемых процессов на выходах системы управления, здесь  $r$  – число выходов САУ.

При этом целевая функция

$$J = \sum_{i=1}^r \sum_{q=1}^m \left\{ \int_0^{\infty} \psi_i(\mathbf{c}, t) \varphi_q(t) dt \right\}^2, \quad i = 1, 2, \dots, r; \quad q = 1, 2, \dots, m.$$

Особенностью синтеза в данном случае является то, что при решении поставленной задачи формирование вектора желаемых программных движений на всех выходах системы осуществляется,

исходя из требований, предъявляемых к динамическим свойствам проектируемой МСАУ в соответствии с рекомендациями [5, 6].

### Пример решения задачи синтеза

В качестве примера рассмотрим решение задачи параметрического синтеза управления турбореактивным двигателем с форсажной камерой [3]. В двигателе регулирование скорости вращения вала турбины осуществляется посредством изменения подачи топлива в двигатель, а регулирование температуры газа – посредством изменения подачи топлива в форсажную камеру сгорания.

Регулятор синтезируемой САУ может быть построен с использованием жестких компенсирующих связей, техническая реализация которых является значительно более простой, чем точное соблюдение условий автономности [3]. На рис. 1 показана структурная схема синтезируемой многосвязной системы управления турбореактивным двигателем с форсажной камерой, в которой статическая автономность каналов регулирования обеспечивается с помощью жестких компенсирующих связей [3].

В случаях прямых перекрестных связей между объектами [3]

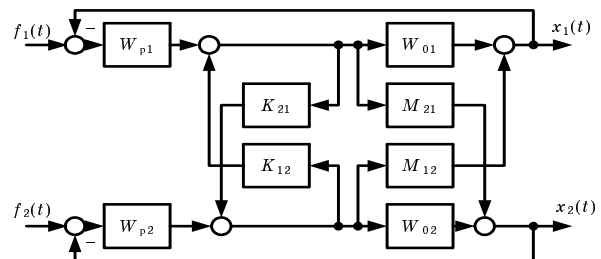
$$W_{p1} = \frac{1}{pT_s}; \quad W_{p2} = \frac{1}{pT_c}; \quad W_{01} = \frac{k_1}{1 + pT_d};$$

$$W_{02} = \frac{k_4(1 + pT_d) + k_2k_5}{1 + pT_d}; \quad M_{12} = -\frac{k_2}{1 + pT_d};$$

$$M_{21} = k_3 - \frac{k_1k_5}{1 + pT_d}.$$

В соответствии с приведенными выражениями для передаточных функций компенсирующих связей получают следующие величины коэффициентов усиления жестких компенсирующих связей:

$$K_{12} = \left( -\frac{W_{p2}M_{12}}{W_{p1}M_{21}} \right)_{p=0} = \frac{k_2T_s}{k_1T_c};$$



■ Рис. 1. Структурная схема МСАУ турбореактивным двигателем

$$K_{21} = \left( -\frac{W_{p1}M_{21}}{W_{02}W_{p2}} \right)_{p=0} = -\frac{T_c k_3 - k_1 k_5}{T_s k_4 + k_2 k_5}.$$

Таким образом, решение задачи параметрического синтеза рассматриваемой САУ заключается в определении значений варьируемых параметров  $k_1 \dots k_5$ , обеспечивающих в системе управления требуемые показатели качества ее работы по двум исследуемым координатам (скорости вращения и температуре) при одновременной подаче двух внешних скачкообразных входных воздействий.

### Построение желаемых программных движений

Для решения задачи синтеза параметров многосвязной системы автоматического управления обобщенным методом Галеркина требуется задать желаемыми программными движениями по двум исследуемым сигналам: скорости вращения и температуре.

В соответствии с рекомендациями [5, 6] в качестве желаемых программных движений целесообразно рассматривать процессы в виде решения дифференциального уравнения второго порядка

$$x^0(t) = [x_y + H^* \cos(\omega t - \varphi_0) e^{-\delta t}] 1(t), \quad (11)$$

где  $x_y$  – значение желаемого процесса  $x^0(t)$  при  $t = \infty$ ;  $H^*$  и  $\varphi_0$  определяются соотношениями

$$H^* = (x_0 - x_y) \sqrt{1 + \frac{1}{M^2}}; \quad \varphi_0 = \arctg \frac{1}{M}, \quad (12)$$

здесь  $x_0$  – начальное значение исследуемой координаты, относительно которой записано уравнение движения синтезируемой САУ в момент времени  $t = +0$ .

В случае задания желаемого движения вида (11) показатель затухания процесса  $\alpha$  определяется, исходя из соотношения

$$\delta = \frac{2 \div 4}{T_{п.п}}, \quad (13)$$

а связь перерегулирования  $\sigma_m$  с показателем колебательности  $\mu = \beta/\alpha$  устанавливается выражением вида

$$y_m = \frac{M}{\sqrt{M^2 + 1}} e^{-\frac{\rho}{M}}. \quad (14)$$

Тогда по заданным значениям перерегулирования  $\sigma_{ms} = 40\%$  и  $\sigma_{mc} = 10\%$  определяем [в соответствии с (14)] показатели колебательности процессов: для скорости вращения  $\mu_s = 3,5$ , для температуры  $\mu_c = 1,3$ . По заданному значению времени затухания процессов  $T_{п.п}$  [в соответствии с (13): по скорости вращения – 5 с, для температуры – 4 с,

определяем показатель затухания  $\alpha_s = 0,4-0,8$ ;  $\alpha_c = 0,5-1,0$ . Окончательно принимаем  $\alpha_s = 0,4$ ;  $\alpha_c = 0,9$ . Собственные частоты колебаний переходных процессов по скорости и температуре будут составлять:  $\beta_s = 1,40 \text{ с}^{-1}$ ;  $\beta_c = 0,91 \text{ с}^{-1}$  соответственно.

Амплитуда и начальный фазовый сдвиг процесса изменения скорости вращения [в соответствии с (12)] равны:

$$H^* = \sqrt{1 + \frac{1}{M^2}} = \sqrt{1 + \frac{1}{3,5^2}} = 1,04;$$

$$\varphi_0 = \arctg \frac{1}{M} = \arctg \frac{1}{3,5} = 0,278.$$

В результате желаемое программное движение изменения скорости вращения

$$x_s^0(t) = [1 - 1,04 \cos(1,4 t - 0,278) e^{-0,4 t}] 1(t).$$

Амплитуда и начальный фазовый сдвиг процесса изменения температуры [в соответствии с (12)] равны:

$$H^* = \sqrt{1 + \frac{1}{M^2}} = \sqrt{1 + \frac{1}{1,4^2}} = 1,22;$$

$$\varphi_0 = \arctg \frac{1}{M} = \arctg \frac{1}{1,4} = 0,62.$$

В результате желаемое программное движение изменения скорости вращения

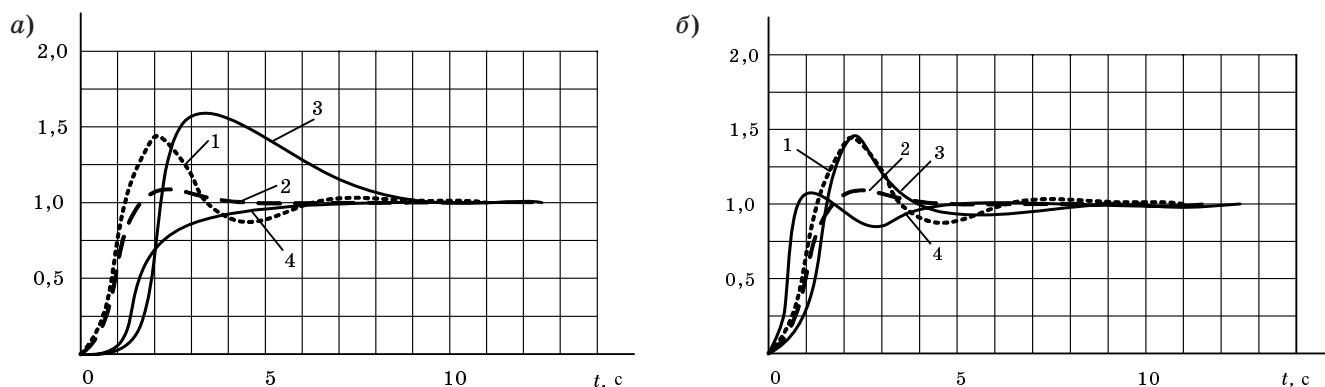
$$x_c^0(t) = [1 - 1,22 \cos(1,26 t - 0,62) e^{-0,9 t}] 1(t).$$

В результате решения задачи параметрического синтеза САУ были определены числовые значения варьируемых параметров  $k_1 = 0,102$ ;  $k_2 = 0,396$ ;  $k_3 = 0,511$ ;  $k_4 = 0,048$ ;  $k_5 = 0,183$  при неизменных значениях постоянных времени  $T_d = 0,7 \text{ с}$ ;  $T_s = 0,3 \text{ с}$ ;  $T_c = 0,1 \text{ с}$ . В результате в САУ с синтезированными параметрами имеют место переходные процессы.

Как видно из рис. 2, а, переходной процесс по скорости вращения для рассмотренного варианта наложения компенсирующих связей имеет перерегулирование более 50%, что не удовлетворяет динамическим свойствам САУ, следовательно, можно предположить, что для обеспечения заданных показателей качества работы многосвязной системы требуется изменение структуры регулятора.

Поскольку регулятор, построенный с использованием жестких перекрестных связей, соответствующих условиям статической автономности, не обеспечивает заданных показателей качества регулирования, то улучшения качества регулирования можно достигнуть применением односторонней корректирующей перекрестной связи [3].





■ Рис. 2. Переходные процессы: а – в синтезированной системе; б – в системе с динамической коррекцией: 1, 2 – желаемые процессы по скорости вращения и температуре соответственно; 3, 4 – процессы в системе управления с синтезированными параметрами по скорости вращения и температуре соответственно

Выберем вариант наложения корректирующих перекрестных связей, наиболее просто реализуемый при  $K_{21} = 0$  (односторонняя связь), для которого передаточная функция [3]

$$K_{12} = k \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2},$$

где  $k, T_1, T_2$  – варьируемые параметры.

В результате решения задачи синтеза обобщенным методом Галеркина были определены значения параметров:  $k = 2,583$ ;  $T_1 = 1,241$  с;  $T_2 = 1,408$  с. Переходные процессы по скорости вращения и температуре в САУ с синтезированными параметрами показаны на рис. 2, б).

Таким образом, показатели качества регулирования в линейной многосвязной САУ с синтезированными параметрами удовлетворяют заданным.

### Заключение

Таким образом, авторам удалось распространить обобщенный метод Галеркина на новый класс систем автоматического управления – многосвязные линейные системы. Пример решения задачи синтеза параметров многосвязной системы автоматического управления турбореактивным двига-

телем с форсажной камерой, осуществленный обобщенным методом Галеркина, показал его работоспособность применительно к САУ рассматриваемого класса.

### Литература

1. Пухов Г. Е, Жук К. Д. Синтез многосвязных систем управления методом обратных операторов. Киев: Наук. думка, 1966. 219 с.
2. Мееров М. В. Системы многосвязного регулирования. М.: Наука, 1965. 384 с.
3. Морозовский В. Т. Многосвязные системы автоматического регулирования. М.: Энергия, 1970. 288 с.
4. Васильев В. И., Шаймарданов Ф. А. Синтез многосвязных автоматических систем методом порядкового отображения. М.: Наука, 1983. 126 с.
5. Шишлаков В. Ф. Синтез нелинейных САУ с различными видами модуляции: Монография / ГУАП. СПб., 1999. 268 с.
6. Никитин А. В., Шишлаков В. Ф. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления: Монография / Под ред. В. Ф. Шишлакова; ГУАП. СПб., 2004. 358 с.

УДК 681.325.5

## ОБ ОСОБЕННОСТЯХ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ЧИСЕЛ ПРИ ЗНАКОРАЗЯДНОМ КОДИРОВАНИИ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ С НИМИ

**А. М. Сергеев,**

ассистент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

*Рассматриваются особенности знакоразрядного представления данных и результаты вычислительного эксперимента с ними на примере вычисления полиномов разрядным методом.*

*We discuss the properties of the signed-digit representation of data and the results of a computational experiment where polynomials are handled by means of bitwise operations.*

Разрядные методы вычислений, являясь альтернативой полноразрядным вычислениям, реализуемым в традиционной вычислительной технике, привлекают к себе внимание простотой реализации и наличием ряда полезных свойств [1, 2]. В отличие от двоичной системы счисления, в которой представление любого числа однозначно, а все арифметические и логические операции над данными производятся только при их полноразрядном представлении, в знакоразрядной системе счисления [3] имеется ряд преимуществ: локальное распространение переносов при выполнении арифметических операций; возможность организации обработки числовых данных от старших разрядов к младшим; наращиваемость разрядности вычислений и, соответственно, точности результатов вне зависимости от разрядности вычислительного средства и др. [2].

В совокупности преимущества разрядных методов и знакоразрядного представления данных позволяют организовать нетрадиционную для универсальных вычислительных средств обработку, в том числе сквозную поразрядную конвейеризацию процессов получения цифровых данных, их обработки и формирования результата [2].

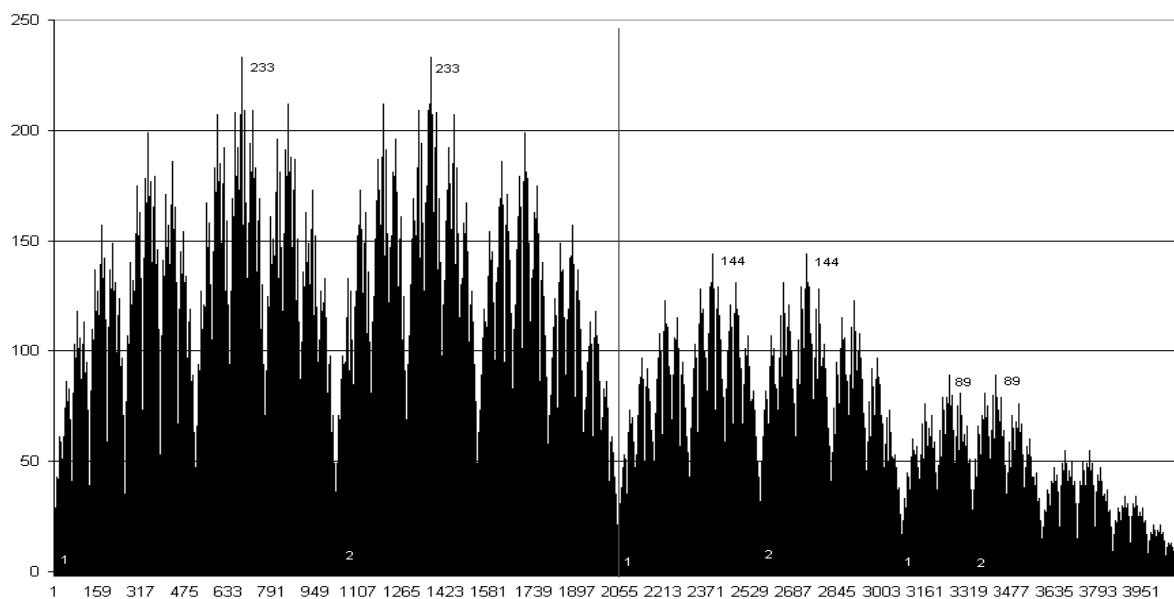
В работе [4] показано, что переход к алфавиту  $\{0, +1, -1\}$  дает для чисел множество вариантов их представления, количество которых в значительной степени зависит от выбранной разрядности. При этом имеется возможность гибкого варьирования структурой знакоразрядного кода числа — от минимального представления (с максимальным количеством нулей в коде числа) до максимального. Однако отсутствие экспериментальных данных и проверенных рекомендаций делает использова-

ние знакоразрядного кодирования малопривлекательным. Кроме того, при переходе к знакоразрядным вычислениям разработчику программно-аппаратных средств необходима уверенность в том, что наряду с получаемыми преимуществами не будут ухудшены другие параметры вычислительного процесса. Например, для итерационных вычислительных процессов, какими являются разрядные вычисления, — это точность результатов и требуемое для их достижения количество итераций.

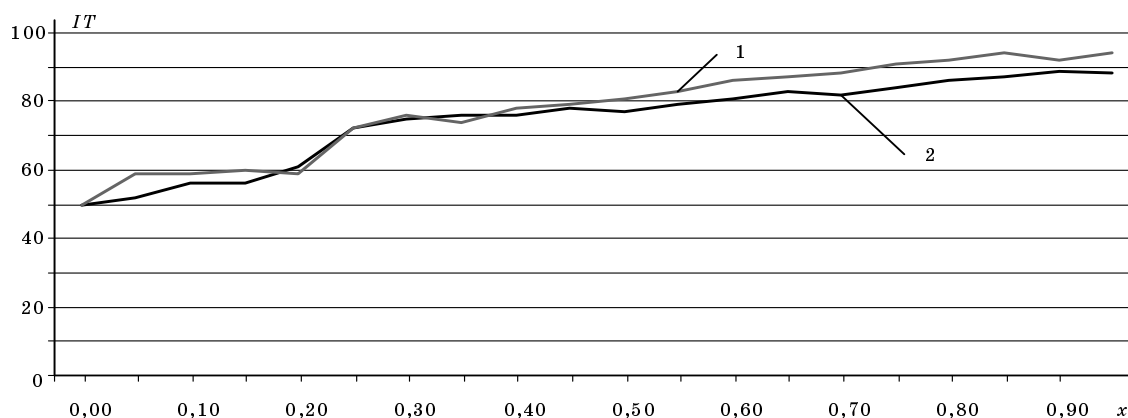
Полученный в результате вычислительного эксперимента график (рис. 1) показывает распределение количества представлений для 4096 целых чисел при разрядности вычислительного средства  $r = 12$ . Распределение периодически, и его характер повторяется для  $r - 1, r - 2, r - 3 \dots$ . Для чисел в диапазоне  $[0, 1]$  распределение аналогично.

В работе [5] предложен алгоритм вычисления полиномов в параллельной структуре с одновременной поразрядной обработкой их коэффициентов, представленных в виде «битовых срезов». Такая организация предполагает битовую конвейеризацию только при вводе данных, представленных в двоичной системе счисления, где любое число имеет лишь единственное представление, не всегда «удачное» для поразрядной обработки. Это, в частности, сказывается на количестве шагов вычислений.

На примере вычисления функции  $\sin$ , представляемой в виде полинома, был выполнен вычислительный эксперимент, моделирующий процесс вычисления в традиционной двоичной и знакоразрядной системах счисления на интервале изменения аргумента  $[0, 1]$ . Для перевода данных из указанного интервала в знакоразрядный код исполь-



■ *Рис. 1. Распределение количества представлений чисел от 1 до 4096*



■ *Рис. 2. Зависимости числа итераций, необходимых для вычисления  $\sin(x)$ : представление данных в двоичной (кривая 1) и избыточной (кривая 2) системах счисления*

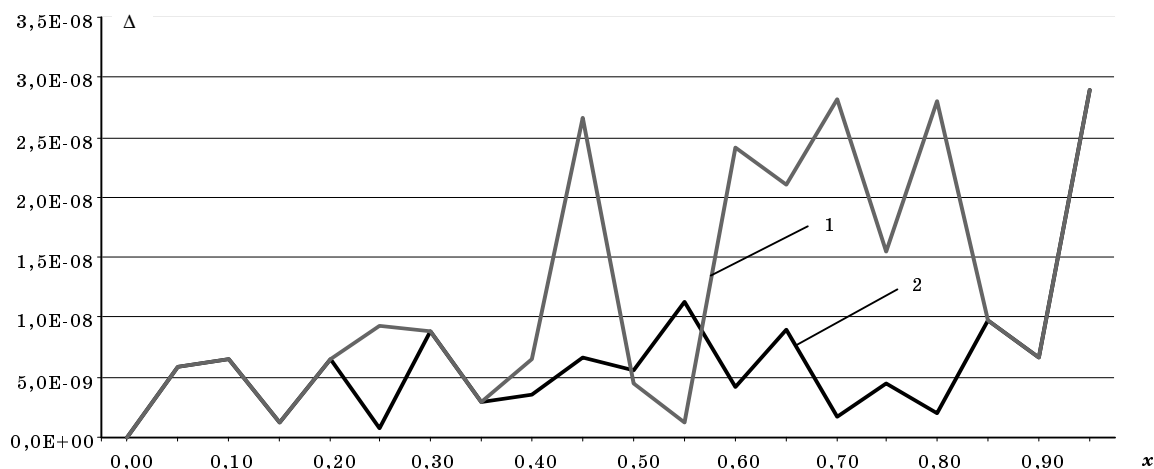
зовался один из множества известных алгоритмов, подробно описанный в книге [6]. Однако выбор данного алгоритма был обусловлен его особенностью, позволяющей естественным для поразрядной обработки способом (начиная со старших разрядов) получать знакоразрядный код из двоичного.

Для сравнения на представленных ниже рисунках приведены экспериментально полученные результаты вычислительного эксперимента, выполненного в традиционной и знакоразрядной системах счисления при одинаковых условиях.

График числа итераций ( $IT$ ), необходимых для вычисления функции  $\sin(x)$  с абсолютной точностью  $2^{-27}$  на интервале изменения аргумента  $[0, 1]$  с шагом  $10^{-4}$ , представлен на рис. 2.

Абсолютная погрешность ( $\Delta$ ), обеспечиваемая разрядным методом [5] при вычислении функции  $\sin(x)$  с точностью  $2^{-27}$  при представлении данных в двоичной и избыточной системах счисления, представлена на рис. 3.

Расширенный вычислительный эксперимент показал, что в традиционной и знакоразрядной арифметике итерационные затраты, необходимые для вычисления ряда элементарных функций с одинаковой точностью, очень близки при любых комбинациях разрядности представления членов полинома и их количестве. Это позволяет говорить о том, что скорость сходимости предложенного в работе [5] метода не зависит от выбора представления данных.



■ Рис. 3. Абсолютная погрешность вычисления функции  $\sin(x)$  при представлении данных в двоичной (ломаная 1) и избыточной (ломаная 2) системах счисления

Очевидно, что для осознанного использования разрядных методов и организации вычислительных структур, работающих в знакоразрядной арифметике, следует получить ответ на вопрос о выборе оптимального из множества представлений данных в знакоразрядной системе счисления и связанного с ним способа перекодирования из традиционной двоичной системы.

Тем не менее, полученные результаты позволяют уже сейчас использовать знакоразрядную систему счисления и арифметику для построения вычислительных алгоритмов и устройств с возможностями, свойственными только данной системе счисления [2, 5, 7].

### Литература

1. Байков В. Д., Вашкевич С. Н., Сергеев М. Б. Прикладные задачи микропроцессорных систем контроля и управления. СПб.: Политехника, 1992. 223 с.
2. Сергеев М. Б., Касем К. М. Алгоритмы разрядных вычислений в микропроцессорных системах. СПб.: Политехника, 1997. 96 с.
3. Бояринов И. М. Помехоустойчивое кодирование числовой информации. М.: Наука, 1983. 195 с.
4. Сергеев А. М., Мукучян А. А. Об особенностях представления чисел при знакоразрядном кодировании // Восьмая научная сессия аспирантов ГУАП: Сб докл.: В 2 ч. Ч. I. Технические науки / СПбГУАП. СПб., 2005. С. 209–210.
5. Сергеев М. Б., Сергеев А. М. Разрядная конвейеризация вычисления значений функций при полиномиальной аппроксимации // Микропроцессорные информационно-управляющие системы реального времени. СПб.: Политехника, 2000. С. 85–92.
6. Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов: Пер. с англ. / Под ред. С. Гуна, Х. Уайтхауса, Т. Кайлата. М.: Радио и связь, 1989. 472 с.
7. Сергеев А. М. О принципах выполнения арифметических операций с условно бесконечными двоичными дробями // Шестая научная сессия аспирантов ГУАП: Сб докл.: В 2 ч. Ч. I. Технические науки / СПбГУАП. СПб., 2003. С. 294–295.

**АСТРАТОВ  
Олег  
Семенович**



Профессор кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1962 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 1973 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций.

Область научных интересов – прикладные телевизионные и видеосистемы, цифровая обработка видеоизображений.

**БАЛОНИН  
Николай  
Алексеевич**



Доцент кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1982 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина).

В 1985 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 50 научных публикаций.

Область научных интересов – системы автоматического управления.

**ВИЛЕСОВ  
Леонид  
Дмитриевич**



Доцент кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1961 году окончил Уральский политехнический университет.

В 1969 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 57 научных публикаций.

Область научных интересов – статистическая обработка сигналов и изображений.

**КУЗЬМИН  
Сергей  
Александрович**



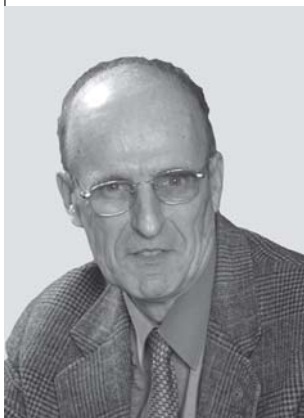
Аспирант кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2004 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.

Является автором шести научных публикаций.

Область научных интересов – прикладные телевизионные системы, цифровая обработка изображений.

**МИРОНОВСКИЙ  
Леонид  
Алексеевич**



Профессор кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

Действительный член академии навигации и управления движением, заслуженный работник высшей школы.

В 1962 году окончил Ленинградский политехнический институт.

В 1981 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 170 научных публикаций, соавтором пяти учебников и монографий, автором более 50 изобретений.

Область научных интересов – техническая диагностика и компьютерное моделирование динамических систем.

**ОБУХОВА  
Наталья  
Александровна**



Доцент кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1991 году окончила Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина).

В 1996 защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором более 30 научных публикаций.

Область научных интересов – системы и методы видеонаблюдения, обработка изображений с целью сегментации, сопровождения и классификации подвижных объектов.

**ПЕТРОВ  
Павел  
Николаевич**



Профессор, заведующий кафедрой электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1971 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов – акустоэлектроника, пространственно-временная обработка сигналов, локационные системы, ультразвуковые устройства.

**СЕНИН  
Андрей  
Викторович**



Аспирант кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2004 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Является автором семи научных публикаций. Область научных интересов – акустоэлектроника, пространственно-временная обработка сигналов, локационные системы, ультразвуковые устройства.

**СЕРГЕЕВ  
Александр  
Михайлович**



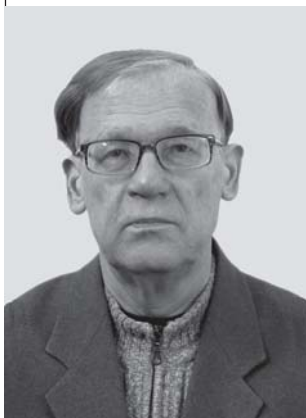
Ассистент кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2004 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». Является автором 12 научных публикаций. Область научных интересов – численные методы, теория вычислительных процессов, проектирование специализированных процессоров.

**СМИРНОВ  
Виктор  
Михайлович**



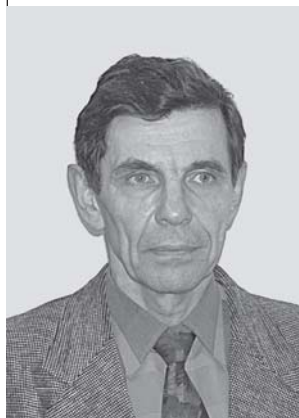
Доцент кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Награжден знаком «Изобретатель СССР». В 1974 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1989 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 20 научных публикаций, имеет 15 авторских свидетельств на изобретения. Область научных интересов – цифровая обработка сигналов и изображений, системы сжатия цифровых телевизионных сигналов, цифровая обработка звука.

**ТИМОФЕЕВ  
Борис  
Семенович**



Профессор кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1959 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1987 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 150 научных публикаций. Область научных интересов – разработка и исследование автоматизированных телевизионных комплексов различного назначения на базе микро-ЭВМ и персональных компьютеров.

**ФИЛАТОВ  
Владимир  
Николаевич**



Доцент кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1971 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1985 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 23 научных публикаций. Имеет 34 авторских свидетельства на изобретения, из которых 9 были внедрены в народном хозяйстве. Область научных интересов – прикладные видеосистемы, системы технического зрения, цифровая обработка сигналов и изображений.

**ШИШЛАКОВ  
Владислав  
Федорович**



Профессор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1982 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных и учебно-методических публикаций, в том числе двух монографий.

Область научных интересов – синтез нелинейных систем автоматического управления с различными видами модуляции сигнала.

**ШИШЛАКОВ  
Дмитрий  
Владиславович**



Аспирант Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2006 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.

Область научных интересов – синтез нелинейных многосвязных систем автоматического управления.

## ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья редактируется и рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (80x@mail.ru).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию. При необходимости доработать статью – рецензию. Рукописи не возвращаются.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*

УДК 681.883:629

Пространственно-временная обработка сигналов акустоэлектронными устройствами с масштабными переизлучающими решетками

*Петров П. Н., Сенин А. В.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 5–11.

Рассматриваются вопросы оптимизации пространственно – временной обработки сигналов малоизвестным классом акустоэлектронных устройств с переизлучающей решеткой. Основное внимание уделяется нахождению опорной функции, способствующей максимизации выходного эффекта в соответствии с выбранным критерием качества.

Список лит.: 6 назв.

УДК 621.397.13

Алгоритм сегментации объектов в последовательности видеок кадров методами нечеткой логики

*Обухова Н. А., Тимофеев Б. С.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 12–18.

Рассмотрен алгоритм автоматической сегментации изображений многих объектов интереса на базе математического аппарата нечеткой логики. Предложено учитывать достоверность векторов движения. Рассмотрены признаки и функции принадлежности блоков кластерам на начальном этапе кластеризации при неизвестном числе кластеров. Дана методика определения характеристик объектов. Определены признаки и функции принадлежности блоков объектам в ходе сопровождения. Показано разрешение ситуаций окклюзии (перекрывания объектов) и отождествления объекта после срыва сопровождения.

Список лит.: 4 назв.

УДК 621.397.6:502.55(203): 629

Обнаружение транспортных средств и оценка параметров транспортных потоков по видеопоследовательности

*Астратов О. С., Кузьмин С. А.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 19–28.

В автоматизированных видеосистемах контроля дорожного движения предлагается использовать вейвлет-преобразование с целью выделения и сегментации движущихся объектов. Для измерения параметров транспортных потоков применяется метод контрольных сечений с двойной пороговой оценкой присутствия транспортных средств в контрольной зоне. Приводятся результаты обработки реальных видеопоследовательностей.

Список лит.: 10 назв.

УДК 681.883:629

Space-time processing of signals by acoustoelectronic devices with scale retrodirective

*Petrov P. N., Senin A. V.* IUS, 2006. N 3. P. 5–11.

We study the problem of space-time processing of signals by means of a little-known class of acoustoelectronic devices with scale retrodirective array (SRA). Main attention is payed to finding the support function that maximizes the output effect in accordance with the chosen criterion of quality.

Pefs: 6 titles.

УДК 621.397.13

An algorithm of object segmentation in video sequences by methods of fuzzy logic

*Obukhova N. A. Timofeev B. S.* IUS, 2006. N 3. P. 12–18.

The paper concerns an algorithm of automatic segmentation for multiple objects of interest on the basis of fuzzy logic, taking into account the reliability of moving vectors. We study the attributes and membership functions for blocks and clusters at the initial segmentation stage in the case of the unknown number of clusters. Methods of finding the object characteristics, such as gravity centers, form parameters, movement models, are given. The attributes and membership functions for blocks and objects during tracking are determined. Resolution for situations of occlusion (overlapping objects) and object identification after tracking failure are shown.

Pefs: 4 titles.

УДК 621.397.6:502.55(203): 629

Vehicle detection and estimation of traffic parameters based on video-sequences

*Astratov O. S., Kuzmin S. A.* IUS, 2006. N 3. P. 19–28.

We propose the use of wavelet transformations for the extraction and segmentation of moving objects in automated video monitoring systems of traffic control. The method of control sections with double threshold estimation of vehicle presence inside of the control zone is applied for measurement of traffic flow parameters. Results of real-life video sequences processing are presented.

Pefs: 10 titles.



УДК 621.397.68

Формирование адаптивного строга в видеосистемах наблюдения

*Филатов В. Н., Смирнов В. М.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 29–36.

Дается обзор известных методов формирования адаптивных стробов в видеосистемах наблюдения и проводится их краткий сравнительный анализ. Более подробно рассматривается метод активных контуров, на основе которого предлагается алгоритм формирования прямоугольного строга, согласованного с наблюдаемым объектом. Определение окончателных размеров строга осуществляется по минимуму введенной решающей функции. Приводятся результаты экспериментов на ЭВМ.

Список лит.: 9 назв.

УДК 621.383.3

Фильтрация изображения при наличии фотонных шумов

*Вилесов Л. Д.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 37–45.

Рассматривается работа ТВ-систем на пороге их чувствительности, связанная с наблюдением слабых сигналов в фотонных шумах. При этом как сигнал, так и мешающий фон являются источниками мультипликативных фотонных шумов, которые возрастают с увеличением уровней как самого сигнала, так и фона. В работе синтезируются фильтры, позволяющие выделить сигнал изображения из фотонных шумов уже на уровне десятков фотоэлектронов на пиксель изображения. Для решения задачи используется теория нелинейной фильтрации и статистических оценок.

Список лит.: 7 назв.

УДК 681.3

Матрицы Адамара нечетного порядка

*Балонин Н. А., Мироновский Л. А.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 46–50.

Рассматриваются классические матрицы Адамара и близкие к ним  $C$ -матрицы. Вводятся так называемые  $M$ -матрицы как возможное обобщение матриц Адамара на случай нечетных порядков  $n$ . Описан компьютерный алгоритм, облегчающий отыскание таких матриц. Приведены конкретные примеры  $M$ -матриц, найденных сочетанием аналитических и численных методов, и перечисляются их свойства.

Список лит.: 4 назв.

УДК 621.397.68

Adaptive strobe formation in video observation systems

*Filatov V. N., Smirnov V. M.* IUS, 2006. N 3. P. 29–36.

A review of known methods for adaptive strobe formation in video observation systems is given together with a brief comparative analysis. The method of active contours is considered in detail, on its base we propose an algorithm of forming a rectangular strobe which agrees with the observed object. Final strobe sizes are determined by minimizing a suitable decision function. To confirm the serviceability of the algorithm we quote the results of computer experiments.

Pefs: 9 titles.

УДК 621.383.3

*Filtration of the image in the presence of photon noise*

*Vilesov L. D.* IUS, 2006. N 3. P. 37–45.

We examine the sensitivity-threshold operation of TV-systems, related to the observation of weak signals in the presence of photon noise. Both the signal and the hum are assumed to generate multiply photon noise which increases as soon as either the signal or the hum is increased. We synthesize the filters enabling to extract the picture signal from photon noise already on the level of tens photoelectrons per pixel of the image. For the solution of this problem the theory of nonlinear filtration and statistical estimations is used.

Pefs: 7 titles.

УДК 681.3

Hadamard matrices of odd order

*Balonin N. A., Mironovskii L. A.* IUS, 2006. N 3. P. 46–50.

Classical Hadamard matrices as well as a related class of  $C$ -matrices are considered. We introduce  $M$ -matrices as a possible generalization of Hadamard matrices in the case of odd order  $n$ . A computer algorithm for finding such matrices is described. Finally, we give concrete examples of  $M$ -matrices found by a combined analytic-numeric method, and list some of their properties.

Pefs: 4 titles.

УДК 681.5.013

Параметрический синтез многосвязных систем автоматического управления обобщенным методом Галеркина

*Шишлаков В. Ф., Шишлаков Д. В.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 51–55.

Предлагается метод параметрического синтеза непрерывных линейных многосвязных систем автоматического управления, математическую основу которого составляет обращение прямого вариационного метода анализа – обобщенного метода Галеркина – на решение задачи синтеза.

Список лит.: 6 назв.

УДК 681.325.5

Об особенностях представления чисел при знакоразрядном кодировании и вычислительный эксперимент с ними

*Sergeev A. M.* Информационно-управляющие системы, 2006. № 3. С. 56–58.

Рассматриваются особенности знакоразрядного представления данных и результаты вычислительного эксперимента с ними на примере вычисления полиномов разрядным методом.

Список лит.: 7 назв.

UDK 681.5.013

Parametric synthesis of multiply connected automatic control systems by a generalized Galerkin method

*Shishlakov V. F., Shishlakov D. V.* IUS, 2006. N 3. P. 51–55.

We propose a method of synthesis of linear continuous multiply connected automatic control systems. The mathematical foundation of this approach is the inversion of the direct variation method of analysis (Galerkin's generalized method) to solve the problems of parametric synthesis.

Pefs: 6 titles.

UDK 681.325.5

On the signed-digit representation of numbers and a related computational experiment

*Sergeev A. M.* IUS, 2006. N 3. P. 56–58.

We discuss the properties of the signed-digit representation of data and the results of a computational experiment where polynomials are handled by means of bitwise operations.

Pefs: 7 titles.

# Кафедре электронных и телевизионных систем ГУАП 60 лет



Коллектив кафедры.  
2006 год.



Сотрудники кафедры.  
1976 год.



Сотрудники кафедры - разработчики систем  
цифрового телевидения. 1977 год.

Преподаватели кафедры  
в 1959 году (слева направо  
и сверху вниз):  
Ребрин Ю. П., Красильников Н.  
Н., Филатов А. И., Михайлова  
Е. М.,

