

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ

На правах рукописи
УДК 621.397.2

Власюк Игорь Викторович

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ПАРАМЕТРОВ СТРУКТУРЫ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ В СИСТЕМАХ
ПРИКЛАДНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Специальность: 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и
устройства телевидения»

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., профессор Безруков В.Н.

Москва – 2007 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

СОКРАЩЕНИЯ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ СОВРЕМЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЕТА-СИГНАЛА.....	18
1.1 Основные характеристики и параметры датчиков сигналов ТВ изображений.....	18
1.2 Методы выделения структурных элементов изображений.....	24
1.3 Анализ и контроль пространственных характеристик твердотельных преобразователей свет-сигнал в системах прикладного телевидения.....	29
1.4 Специфика мультипликативных искажений внутрикадровой структуры сигналов изображений преобразователей «свет-сигнал» систем прикладного телевидения.....	43
1.5 Специфика оценки пространственных характеристик сигналов изображений в системах телевизионного контроля объектов.....	60
1.6 Выводы.....	74
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СЕЛЕКЦИИ НАРУШЕНИЙ ДЛЯ СИСТЕМ КОМПЛЕКСНОГО КОНТРОЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ	77
2.1 Принципы функционирования систем комплексного контроля безопасности объектов.....	77
2.1.1 Оценка влияния на утомляемость оператора коммутационной помехи при видеоконтроле.....	78
2.1.2 Структурная схема устройства формирования сигналов управления с эталонной памятью для ТВ систем безопасности объектов	87

2.2	Разработка метода селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов.....	90
2.2.1	Квазипериодическая четная структура отсчетов и ее пространственный спектр.....	91
2.2.2	Выбор и оптимизация ПИХ фильтра для формирования информационных отсчетов.....	100
2.2.3	Обработка информационных отсчетов и описание работы метода.....	115
2.3	Разработка метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений в системах видеоконтроля объектов.....	119
2.3.1	Оценка уровня шумов, вносимых входными цепями видеотракта.....	120
2.3.2	Выбор параметров пространственных фильтров для разделения структуры изображения частотные субполосы.....	127
2.3.3	Описание функционирования метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра.....	129
2.4	Разработка метода селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов.....	131
2.5	Выводы.....	141
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ СЕЛЕКЦИИ НАРУШЕНИЙ ДЛЯ СИСТЕМ КОМПЛЕКСНОГО КОНТРОЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ		144
3.1	Разработка устройства селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов.....	144
3.2	Разработка устройства селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений	149
3.3	Разработка устройства селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов.....	153
3.4	Выводы.....	159

ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВА-	
НИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ	
«НАРУШЕНИЙ».....	162
4.1 Выбор тестовых изображений, требований к разработке моделей и условиям проведения экспериментов	162
4.2 Программная реализация модели метода селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов.....	165
4.3 Программная реализация модели метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений.....	169
4.4 Программная реализация метода селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов.....	171
4.5 Оценка и сравнение эффективности разработанных методов в различных условиях.....	174
4.6 Выводы.....	178
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	180
ЛИТЕРАТУРА.....	182
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	190

СОКРАЩЕНИЯ

- АРУ – автоматическая регулировка усиления
- (П)АЧХ – (пространственная) амплитудно-частотная характеристика
- ВК – видеоконтроль
- ВКУ – видеоконтрольное устройство
- ДТВС – датчик телевизионного сигнала
- ЗСН – зрительная система наблюдателя
- (П)ИХ – (пространственная) импульсная характеристика
- КМОП – комплементарная структура метал-окисел-полупроводник
- ОС – оптическая система
- ОСШ – отношение сигнал-шум
- ПЗС – прибор с зарядовой связью
- (М)ПСС – (матричный) преобразователь свет-сигнал
- СКБО – система комплексного контроля и безопасности объектов
- ТВ – телевидение
- ТВЛ – телевизионная линия
- ТВС – телевизионный сигнал
- ТИ – тестовое изображение
- ФЧХ – фазово-частотная характеристика
- ЧКХ – частотно-контрастная характеристика
- ЭП – эталонная память

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Одно из важнейших направлений развития цифровых систем прикладного телевидения связано с созданием в настоящее время систем комплексной безопасности объектов, интегрирующих в своей структуре контроль разнородных составляющих, свойственных локальному или общему «нарушению» в пространстве, например, видеоконтроля. При этом должна быть обеспечена возможность адаптивной перестройки характеристик системы, обеспечивающая не только выявление «нарушений», но и классификацию объекта, являющегося его причиной. Сопоставление «нарушителя» с имеющимися архивными данными позволяет управлять реакцией системы комплексного контроля и безопасности объектов (СКБО) на данное конкретное нарушение. Поэтому одной из основных задач является селекция заданных составляющих видеоинформации и формированием соответствующих сигналов, позволяющих принять необходимое решение. С учётом многомерности контролируемого пространства (аргументы: время t , пространственные координаты x , y , глубина по оси оптического отображения z , длина волны электромагнитного излучения λ ,) имеется значительное многообразие параметров и характеристик, позволяющих реализовать полноценное описание данного объекта.

Задачей реальной системы СКБО является селекция ограниченного числа параметров и характеристик классификации объекта. Дальнейшее наращивание данного числа параметров должно обеспечивать опознавание в пределах конкретной классификации. Однако современные системы СКБО обычно работают в режиме интегрального выявления нарушения в контролируемом информационном пространстве. Опознавание объекта, являющегося причиной нарушения реализуется уже с привлечением оператора. Нарастание числа ложных тревог приводит к его утомляемости, что в последующем может привести в системе СКБО к игнорированию даже чрезвычайных нарушений. Поэтому важно последовательно вводить в систему

СКБО элементы опознавания «нарушений» с соответствующей обработкой сигнала по указанным выше направлениям видеоинформационного пространства. Соответственно, важными параметрами в реальных условиях являются размеры объекта-причины «нарушения», цвет, скорость перемещения, параметры формы и т.д. При их совокупном контроле должна проводиться ранговая оценка контролируемой ситуации с установлением приоритетов и с учетом специфики видеоинформационного пространства, что снижает степень утомления оператора и, соответственно, увеличивается эффективность функционирования реальной системы СКБО.

В связи с изложенным, актуальной в настоящее время является разработка взаимно сопряженных методов адаптивного контроля информационных параметров и характеристик сигналов объектов в системах прикладного телевидения, которые обеспечивают независимый контроль разнородных параметров и характеристик объекта-причины «нарушения» с интегральным принятием решения по результатам их контроля.

Настоящая диссертационная работа в основном ориентирована на телевизионную часть СКБО, хотя полученные в ней результаты могут быть использованы при решении других задач в области прикладного телевидения, систем машинного зрения, при реализации межкадрового сжатия изображений (определение вектора движения) и др.

Цель работы. Целью настоящей диссертационной работы является исследование и разработка методов адаптивного контроля информационных параметров и характеристик сигналов объектов в СКБО и разработка устройств для их реализации.

Для достижения поставленной цели решены следующие научно-практические задачи:

1. Проведён анализ основных характеристик и параметров датчиков сигналов телевизионных изображений (ДТВС), степени влияния различных параметров на качество работы системы СКБО.

2. Разработан и экспериментально исследован метод контроля частотно-контрастных характеристик (ЧКХ) ДТВС, приведены и проанализированы результаты измерения указанным методом ЧКХ различных современных ДТВС.

3. Реализована численная оценка степени снижения контраста сигналов изображений объектов на краях растра, обусловленная мультипликативными искажениями внутрикадровой структуры сигналов изображений в преобразователях «свет-сигнал» (ПСС).

4. Предложен метод относительной оценки пространственных характеристик ДТВС с введением параметра: «эквивалентная протяженность пространственной импульсной характеристики (ПИХ)».

5. Исследована степень влияния на оператора коммутационной помехи в зависимости от изменения частоты коммутации для случая последовательного периодического видеоконтроля нескольких изображений.

6. Проведён анализа функционирования устройств формирования сигналов управления для ТВ систем безопасности объектов с эталонной памятью.

7. Разработаны метод и устройство (устройство 1) селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов.

8. Разработаны метод и устройство (устройство 2) селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений.

9. Разработаны метод и устройство (устройство 3) селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов.

10. Проведено экспериментальное исследование методов по п.п. 7-9 в различных условиях функционирования.

Методы исследования. При решении поставленных задач в работе использованы современные методы анализа, основанные на элементах теории

телевидения и радиотехники, цифровой обработки и дискретизации многомерных сигналов, теории функций и функционального анализа, теории интегральных ортогональных преобразований современные методы численного анализа и др.

Научная новизна работы. Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Проведен анализ степени влияния основных параметров и характеристик ДТВС на работу СКБО, введен интегральный параметр для оценки пространственной импульсной характеристики ДТВС – эквивалентная протяженность ПИХ.

2. Предложен метод контроля сквозной частотно-контрастной характеристики ДТВС.

3. Разработан метод селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов и устройство для его реализации.

4. Разработан метод селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений в системах видеоконтроля объектов и устройство для его реализации.

5. Разработан метод селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов и устройство для его реализации.

Практическая ценность:

1. Разработан и экспериментально исследован метод контроля частотно-контрастных характеристик ДТВС, выполнены измерения и сопоставление с его использованием характеристик различных современных ДТВС, позволяющие осуществить выбор для конкретной СКБО соответствующий тип ДТВС и минимизировать число параметров для описания качественных показателей последнего.

2. Разработаны эффективные методы и устройства селекции нарушений: а) с относительной пороговой оценкой специфики структуры

сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов; б) с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений; в) с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов.

3. Выполнено экспериментальное исследование и сопоставление методов (устройств) по п.1-2 в различных условиях функционирования.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты работы использованы при разработке устройства контроля безопасности объекта ЗСГО Государственного унитарного предприятия Специальное пусконаладочное управление (ГУП СПНУ), при выполнении НИР в лаборатории “Цифровой обработки ТВ сигналов” научно – исследовательской части (НИЧ) МТУСИ, в учебном процессе кафедры телевидения МТУСИ.

Апробация результатов работы. Основные положения диссертационной работы доложены и обсуждены на Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», 25-28 октября 2005 г., научно – технических конференциях профессорско-преподавательского состава, МТУСИ, Москва, 2003-2006 г.г.

Публикации. По материалам диссертационной работы опубликовано 15 научных работ.

Личный вклад. Все основные научные результаты в диссертационной работе получены автором лично.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Результаты анализа основных характеристик и параметров датчиков сигналов ТВ изображений и степени влияния различных параметров на качество работы системы СКБО.

2. Метод контроля сквозной ЧКХ ДТВС, результаты экспериментального исследования и варианты его практического использования.

3. Методы селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов.

4. Метод селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов.

5. Устройства для реализации разработанных методов селекции нарушений для СКБО.

6. Результаты программного моделирования разработанных методов и сравнения их по эффективности.

Объем и структура работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и приложений. Работа изложена на 196 страницах машинописного текста. Список литературы включает 95 наименований.

Краткое содержание работы

Во введении обоснована актуальность темы настоящей диссертационной работы, охарактеризовано состояние исследуемого вопроса, определены цели, задачи и методы исследования. Сформулированы научная новизна, практическая значимость результатов работы и положения, выносимые на защиту. Представлены состав и краткое описание работы, приведены сведения об апробации работы и публикациях автора.

В первой главе «пространственно-временные характеристики и параметры современных преобразователей свет-сигнал» приводится перечень основных параметров датчиков ТВС на твердотельных ПСС и анализируется степень их влияния на качество работы систем прикладного телевидения. При этом выделяются существенные параметры и характеристики, влияющие на качество работы, прежде всего, систем с опознаванием контролируемых объектов в нормальных условиях (достаточный уровень освещенности, отсутствие мешающих засветок и т.д.). К ним следует отнести в первую очередь пространственные характеристики твердотельных преобразователей свет-сигнал, описываемые достаточно полно сквозной пространственной частотно-контрастной характеристикой, являющейся функцией координат на

плоскости светочувствительной матрицы и пространственных частот воздействия.

Кроме того, проводится аналитический обзор современных методов выделения структурных элементов изображений, результаты которого используются в следующих главах работы.

В связи с существенными недостатками используемых в настоящее время субъективных методов оценки сквозной пространственной ЧКХ ДТВС предлагается новый метод, позволяющий повысить точность измерений и сделать результат более информативным. Приводятся также результаты практического использования данного метода - получены горизонтальные и вертикальные сечения модуля сквозной частотно-контрастной характеристики в центре и на краю растра. Поскольку измерялись параметры ДТВС различных типов, их усредненные значения используются в последующих главах при разработке методов селекции сигналов «нарушений».

В первой главе работы также рассматривается специфика мультипликативных искажений внутрикадровой структуры сигналов изображений преобразователей «свет-сигнал» систем прикладного телевидения, искажения данного типа могут превышать в реальных ДТВС величину 20%, что приводит к искажениям на крупных объектах в пространстве ВК, а движущиеся объекты меняют свою контрастность, что в некоторых условиях приводит к ошибкам опознавания и формирования сигнала тревоги. Проанализированы причины возникновения искажений указанного типа, в результате чего, основываясь на геометрических построениях, для введенного случая ортогонального контроля получено выражение для определения величины мультипликативных искажений и, соответственно, их компенсации. Указанные выражения являются приближенными, погрешность расчетов возрастает с углом зрения ДТВС, достигая 1% при угле 130°.

Оптическая система ДТВС вносит существенный вклад в качество сигнала изображения на его выходе, особенно в системах прикладного телевидения, где требования габаритам ОС не позволяют реализовать хорошие

параметры. Фактически пространственные характеристики ОС определяются протяженностью и формой ее ПИХ. Однако целесообразно описывать качество ОС не многомерной характеристикой, а одним параметром – эквивалентным радиусом, как предложено в настоящей работе. Методика определения этого параметра по известной ПИХ основана на ступенчатой аппроксимации последней.

Вторая глава «разработка методов селекции нарушений в системах комплексного контроля объектов» содержит анализ принципов построения и работы современных телевизионных систем контроля безопасности объектов. Рассмотрены системы, в которых видеоконтроль осуществляется оператором, при этом оценено влияние на оператора так называемой коммутационной помехи, возникающей при смене изображения на экране ВКУ или последовательном контроле оператором различных изображений. Для этого рассмотрены характеристики зрения в области временных частот и сопоставлены со спектром коммутационной помехи. В результате выработаны рекомендации для разработки новых и настройки существующих систем видеоконтроля, обоснована целесообразность перехода к автоматизированным СКБО, при этом отмечено, что важнейшее значение при разработке телевизионной части таких систем имеет создание эффективных устройств селекции сигналов «нарушений» в видеоинформационном пространстве. Необходимость локализации «нарушений» в пространстве и требования к вычислительной сложности разрабатываемых методов определили целесообразность создания блочных методов. Однако разбиение изображения на блоки и формирование из них информационных отсчетов является дополнительной двумерной пространственной дискретизацией, и может вызвать соответствующие искажения, проявляющиеся в виде ложных срабатываний. Поэтому в работе выводится выражение, описывающее спектр структуры отсчетов блока для случая четного числа отсчетов по вертикали и горизонтали с учетом пространственной дискретизации, осуществляемой в ДТВС.

Предложенный и разработанный метод селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов основан на формировании информационных отсчетов в пространственной области и сравнении их во временной области с эталонными значениями. Для сочетания достаточной помехоустойчивости, разрешающей способности и приемлемой вычислительной сложности было предложено формирование в пределах блоков размерами 16×16 элементов двух информационных отсчетов, формируемых из блоков пикселей 4×16 и 16×4 . При этом в протяженной части должна осуществляться низкочастотная фильтрация изображения для устранения эффектов субдискретизации. В связи с этим определяются требования к характеристикам фильтра и проводится аналитический обзор существующих вариантов «окон». При этом в условиях малого числа отсчетов было принято решение получать ПИХ не умножением функции $\text{sinc}(x)$ на функцию ограничения, а непосредственным подбором функции ПИХ. По совокупности требований выбрана форма ПИХ – параболоид на цилиндрическом пьедестале. Отдельно рассмотрены варианты параболоида на отрицательном и положительном пьедестале, с размерами пьедестала больше и меньше размеров основания усеченного параболоида. Высота и протяженность пьедестала оптимизируются по минимуму побочных лепестков модуля ПАЧХ для каждого варианта. Три оптимальных варианта ПИХ сравниваются по значению побочных максимумов и объему основного лепестка ПАЧХ.

Второй метод - метод селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений в системах видеоконтроля объектов основан на учете снижения значений ОСШ на выходе ДТВС при росте пространственной частоты и состоит в следующем. Диапазон входных пространственных частот разделяется на несколько (например, две) частотных полос равной ширины. Сигналы во всех полосах, кроме низкочастотной, детектируются. Поскольку детектирование (взятие модуля) – нелинейная операция, следует подавить комбинационные пространственные

частоты, что выполняется фильтром с той же характеристикой, что и для выделения НЧ-полосы. Продетектированные сигналы подвергаются пороговой обработке с целью подавления шумовой составляющей в каждой субполосе, такой, что все значения сигнала яркости ниже уровня порога приравниваются к нулю. При этом важное значение имеет выбор порогов (порога). Для нахождения оптимального значения порога рассматриваются основные факторы снижения ОСШ с ростом пространственной частоты - спад ЧКХ объектива, влияние размеров элемента матрицы и шумов видеотракта определяются количественные значения и динамика их изменений с ростом пространственной частоты. Для оценки влияния последнего фактора приведена и проанализирована эквивалентная схема входного каскада видеотракта, вследствие минимального уровня сигнала данный участок видеотракта определяет его шумовые характеристики. На основе найденной общей динамики изменения ОСШ определяются значения порогов, коэффициент анизотропии, вводимый в ПИХ фильтров для компенсации анизотропного характера изменения ОСШ. После пороговой обработки сигналы со всех каналов обработки могут быть суммированы. В результате получается сигнал, содержащий частоты в соответствии с частотой среза ПФНЧ, однако содержащий информацию о наличии интенсивных пространственных ВЧ-составляющих (в нелинейно искаженном виде). Этот сигнал может подаваться вместо сигнала от ДТВС на устройства селекции сигналов «нарушений» без опознавания внутрикадровой структуры, что увеличивает эффективность их работы за счет повышения эффективности использования пространственного спектра ТВ сигнала.

Третий разработанный метод - метод селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов. Сущность метода состоит в разбиении исходного изображения на блоки, классификации структуры изображения а пределах каждого блока, присвоении каждому блоку некоторого значения – позиции алфавита межкадровом сравнении присвоенных значений. При ненулевой разности формируется

сигнал «нарушения» в соответствующем блоке. При разработке метода предложен вариант предварительной дифференциально-интегральной обработки, обоснован размер блока для данного метода - 8×8 пикселей, рассмотрены варианты типичных структур фрагментов изображения, на основании чего предложены варианты алфавитов классификации. Предложен вариант адаптивной межкадровой обработки с разделением спектра временных частот последовательности кадров на субполосы, отдельным формированием в них сигнала нарушения и последующей логической обработкой.

В третьей главе проводится разработка устройств для реализации предложенных в работе методов селекции нарушений. Приведены синтезированные структурные схемы по каждому из методов, рассмотрено их функционирование. Для второго метода осуществлен синтез ПФНЧ для осуществления двухканального варианта, приведены значения коэффициентов его ПИХ. Пространственная ВЧ-составляющая получается вычитанием НЧ-составляющей из исходного сигнала. Для третьего метода выбраны и приведены ПИХ фильтров дифференциальной и интегральной обработки, определено значение порога, выбран алфавит классификации из числа предложенных – шестипозиционный и приведены логические функции для осуществления классификации.

В четвертой главе приводятся данные о результатах экспериментальных исследований. Для проведения исследований подготовлены: тестовая последовательность кадров, программа для добавления аддитивных шумов в последовательность, тестовое изображение для демонстрации промежуточных результатов работы методов.

Для оценки качества работы трех методов разработаны соответствующие программные модели. Выходные данные представляются в трех моделях в единообразном виде – блоки, в которых отсутствует сигнал «нарушения», заштриховываются. Приводятся промежуточные результаты внутрикадровой обработки – вертикальная и горизонтальная составляющая информационных отсчетов, а также их разностный сигнал (информационный

отсчет) – по первому методу, процесс преобразования пространственного спектра изображения на разных стадиях по второму методу и изображение с нанесенными на нее в схематическом виде результатами опознавания внутрикадровой структуры в пределах блоков 8×8 . Работа методов оценивается параметром «относительный коэффициент ошибочного детектирования нарушения», а также временем обработки тестовой последовательности.

В заключении приведены основные выводы и результаты выполненной работы.

В приложении представлена структурная схема блоков УРБ, БПНВФ, БПНГФ, УВ и БПСС устройства селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов, фрагменты программных моделей для оценки качества работы предложенных методов селекции сигналов нарушений и акты о внедрении результатов диссертационной работы.

ГЛАВА 1. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ СОВРЕМЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЕТ-СИГНАЛ

1.1 Основные характеристики и параметры датчиков сигналов ТВ изображений

Качество работы телевизионной системы, в частности системы прикладного телевидения, во многом определяется применяемым в ней преобразователем свет-сигнал, поскольку он является первым звеном в тракте передачи и преобразования ТВ сигналов. Оптимальный выбор ДТВС для данной системы обеспечивается, очевидно, при соответствии параметров и характеристик преобразователя требованиям предъявляемым при разработке системы для данных конкретных условий. Рассмотрим основные параметры ДТВС.

Чувствительность. Одним из важных параметров ДТВС, является (интегральная) чувствительность, характеризующая его способность преобразовывать излучение источника, попадающее на поверхность ПСС в электрический сигнал. Она соответствует минимальному уровню освещенности, при котором уже обеспечивается заданное качество ТВС на выходе преобразователя (минимально допустимое ОСШ). Измерение чувствительности ДТВС производится при известных контрасте ТИ, составляющем обычно около 90%, цветовой температуре источника света, светосиле объектива и при максимальном усилении видеотракта. Как правило, производители ДТВС под чувствительностью понимают минимальную освещённость ТИ, при которой амплитуда полного видеосигнала составляет 1 В [44,37,79]. Выходной сигнал определяется общим числом фотонов, преобразованных в элементах ПЗС, которое, в свою очередь, определяется освещённостью, пропорциональной числу фотонов в единицу времени и временем накопления. На основании этого введен параметр, характеризующий чувствительность ДТВС – крутизна светосигнальной характеристики –

выходное напряжение, нормированное на экспозицию (размерность - [В/(лк·с)]).

По известному уровню освещенности ТИ и зная параметры ОС можно определить освещенность матрицы ПСС E_M :

$$E_M = E \frac{k_r \tau}{4F^2 (1+m)^2} \quad (1.1)$$

где E – уровень освещенности на объекте ВК, k_r – коэффициент отражения ТИ в его белой части, τ – коэффициент пропускания света ОС, F – относительное отверстие объектива (отношение фокусного расстояния f объектива к диаметру его входного зрачка D)

Чувствительность ДТВС ограничивается шумами, имеющими в данном случае два источника – шум вследствие квантовой структуры света и собственный шум и помехи ДТВС.

Первая составляющая – фотонный шум – флуктуации числа фотонов относительно среднего значения ограничивает максимально теоретически возможную чувствительность ПСС. При этом может быть вычислена величина предельной пороговой чувствительности для конкретного объекта ВК с использованием (1.2) [79].

$$E_{i\delta} = \frac{2 \cdot q_{i\delta}^2 \cdot (k_{r,i} + k_{r,\delta}) \cdot F^2}{(k_{r,i} - k_{r,\delta})^2 \cdot \tau \cdot \eta \cdot S \cdot T_i \cdot N} \quad (1.2)$$

где $q_{i\delta}$ – пороговое значение ОСШ на выходе ДТВС, при котором еще обеспечивается нормальное функционирование СКБО, $k_{r,o}$ – коэффициент отражения объекта ВК; $k_{r,\phi}$ – коэффициент отражения фона; η – квантовый выход, усредненный по длине волны; S – площадь элемента разложения матрицы ПСС; T_n – время накопления; $N = 2 \cdot 10^{12}$ – потенциально доступное количество фотонов на 1 см^2 в секунду при равномерном спектре освещенности

в видимом диапазоне и ее уровне в 1 лк. При подстановке в (1.2) средних для объектов ВК значений получается величина $\sim 0,2$ лк.

Вторая составляющая ограничения чувствительности ДТВС – внутренние шумы и помехи – складывается из многих составляющих. К ним относятся шумы, вносимые в матрице преобразователя – шум считывания, темновой шум, свечение элементов матрицы, помехи вследствие рассеяния света в ОС и микролинзах матрицы.

Отношение сигнал-шум. Отношением сигнал-шум называется отношение амплитуды видеосигнала на выходе ДТВС к среднеквадратичному значению шума в эффективной шумовой полосе. Данный параметр связан с чувствительностью, однако среди шумовых составляющих имеются как аддитивные, так и мультипликативные. Можно считать, что при возрастании уровня входного воздействия на ДТВС ОСШ возрастает только до определенного значения. В шумах и помехах в ДТВС на основе ПЗС-матриц можно выделить следующие составляющие: фотонный шум - данный вид шума был рассмотрен выше; шум темнового сигнала. ПЗС-матрицы работают как правило при нормальной температуре и при этом проявляется действие тепловых шумов и термоэлектронной эмиссии; шум переноса – следствие того, что при переносе теряется некоторая часть зарядов, данная помеха содержит также и детерминированную составляющую; шум считывания – при выводе из текущей позиции матрицы, преобразовании и усилении вносятся шумы, которые относят к этому виду. Приведенные выше виды шумов расположены в порядке убывания их вклада в сигнал на выходе современных ПСС. В аналоговых ДТВС число градаций яркости, которые можно различить на изображении ограничивает отношение сигнал-шум.

Спектральная чувствительность ДТВС. Спектральной ДТВС характеристикой называется зависимость чувствительности от частоты (или длины волны) входного воздействия. Для повышения верности передачи изображения следует использовать ДТВС с как можно более близкой к кривой видности глаза спектральной характеристикой, это является необходимым

требованием для цветных ДТВС, однако одним из путей повышения чувствительности ПСС является расширение их рабочего диапазона частот входных воздействий (спектральной характеристики).

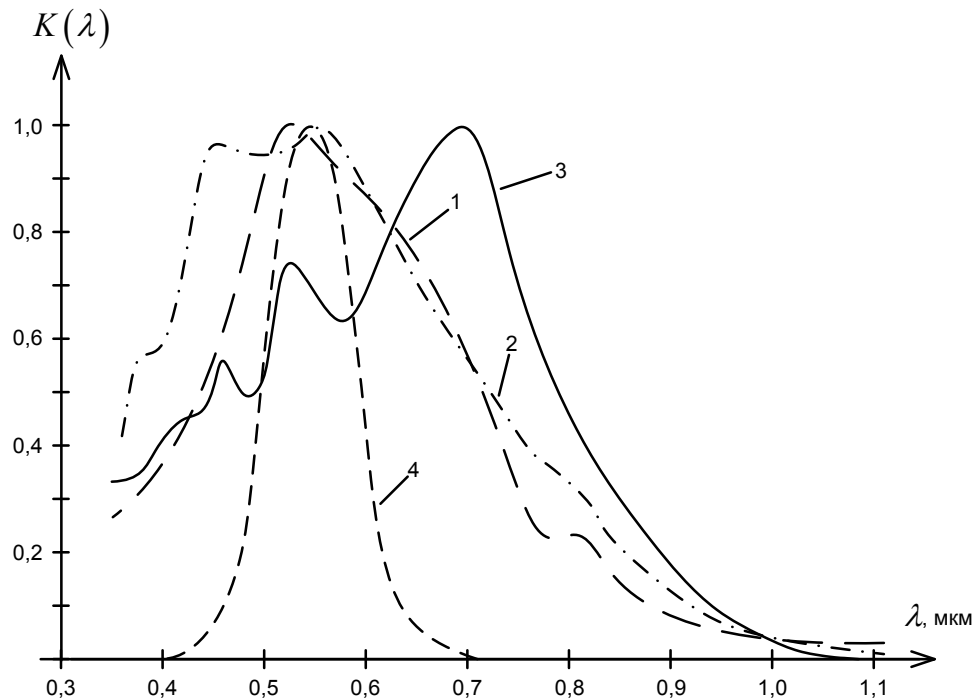


Рис. 1.1 спектральные характеристики преобразователей свет-сигнал различных типов

Спектральные характеристики (нормированные) различных типов ПЗС-матриц приведены на рис. 1.1: 1 – ПЗС со строчным переносом, 2 – ПЗС матрица технологии фирмы SONY – ExView, 3. ПЗС со строчно-кадровым переносом. 4. – кривая видности человеческого зрения. Форма спектральной характеристики определяется технологией изготовления матрицы ПЗС, для ее корректировки перед матрицей устанавливаются цветофильтры, что позволяет привести изображение к более естественному для человека виду. В цветных ДТВС применяют цветоделительный блок, спектральные характеристики цветофильтров которого совместно с характеристиками МПСС соответствуют спектральной чувствительности зрения. Однако в СКБО такие ДТВС находят ограниченное применение в связи с большими габаритными размерами и повышенной стоимостью. В данном случае находят применение МПСС с нанесенными на поверхность элементов матрицы цветофильтрами. Такой

вариант проигрывает по чувствительности, разрешающей способности и качестве цветопередачи, но за счет компактности и относительно невысокой стоимости находит применение в СКБО, если требуется контроль цвета. В современных ДТВС для систем охранного телевидения иногда применяется механически удаляемый при недостаточном уровне освещенности цветофильтр.

Разрешающая способность. К важным характеристикам ДТВС относится частотно-контрастная характеристика. Она определяет зависимость коэффициента передачи ДТВС от пространственной частоты предъявляемого изображения. Кроме того, она зависит и от угла отклонения предъявляемого изображения от оптической оси. Если считать, что форма ЧКХ всех преобразователей одинакова, отличается только ее протяженность, можно оценивать ЧКХ одним параметром – граничной частотой по некоторому определенному уровню. При предъявлении миры с прямоугольным законом изменения яркости переходов от штрихов к фону и, задавшись порогом уменьшения глубины модуляции сигнала на выходе ДТВС при увеличении пространственной частоты следования штрихов миры равном 10%, находят удвоенное количество штрихов, размещаемое по всей высоте (или ширине) раstra, и считают это значение разрешающей способностью, измеряемой в телевизионных линиях (ТВЛ).

Очевидно, что разрешающая способность определяет возможность различения мелких деталей на изображении и в нормальных условиях наблюдения является определяющей качество изображения.

Гамма-коррекция. Наиболее распространенными преобразователями сигнал – свет остаются электронно-лучевые трубки, отличающиеся нелинейной модуляционной характеристикой – зависимостью яркости экрана I от подводимого модулирующего напряжения U , которую принято аппроксимировать выражением (3):

$$I = k \cdot U^\gamma \quad (1.3)$$

где γ – параметр, определяющий нелинейность преобразования. Для электронно-лучевых трубок принимают $\gamma = 2,2$ k – коэффициент пропорциональности, показывающий эффективность преобразования [54].

Современные твердотельные ПСС (ПЗС и КМОП – матрицы) имеют практически линейную характеристику преобразования, Для устранения нелинейных искажений при передаче изображений требуется компенсация – γ -коррекция. В вещательном телевидении она производится на передающей стороне по экономическим соображениям (количество ПСС много меньше, чем преобразователей сигнал-свет), в системах прикладного телевидения сохранена совместимость и используются общие стандарты. Для компенсации нелинейности необходимо вводить на передающей стороне коррекцию с $\gamma = 1/2,2 = 0,45$. В СКБО следует, однако, применять специальную гамма-коррекцию, целью которой является выделение малоcontrastных объектов относительно фона в конкретных участках области ВК. При этом на других уровнях яркости получается пониженное число градаций, а относительная амплитуда соответствующих составляющих ТВС возрастает. Последнее обуславливает увеличение чёткости видеоконтроля малоcontrastных объектов в условиях архивирования текущей видеоинформации с предварительным сжатием спектра сигналов изображений, применяемым в современных цифровых СКБО.

Выше были рассмотрены лишь некоторые основные параметры и характеристики ДТВС, которые будут обсуждаться в последующих главах диссертации. Кроме них качество работы ДТВС определяется множеством других характеристик и параметров, например, стандарт выходного сигнала, ограничивающий разрешающую способность как в яркостной, так и цветоразностных составляющих и определяющий их специфические искажения, тип применяемой матрицы, определяющий характер искажений, связанных с неэффективностью переноса заряда, паразитной засветкой элементов или неидеальной чересстрочностью развертки (при чересстрочной развертке), действие и наличие автоматических регулировок, а также наличие

специфических блоков обработки изображений, имеющих у некоторых образцов ДТВС. Данные параметры и характеристики рассмотрены в литературе [2,37,41,44,45], а также приводятся в технической документации, поставляемой с ДТВС.

1.2. Методы выделения структурных элементов изображений

В системах прикладного, в частности, охранного телевидения наиболее широко распространен визуальный контроль объекта наблюдения оператором. При этом многократно отмечалась низкая эффективность работы оператора системы из-за невозможности сосредоточения его внимания на объекте видеоконтроля в течение всего времени работы. Чтобы иметь возможность принимать меры хотя бы по факту нарушения и повысить эффективность применения систем видеоконтроля применяется архивирование видеоинформации. Кроме того, обычно применяется также детектор активности, который позволяет несколько сократить объем записанного материала за счет включения записи при наличии активности. Применение детектора активности нельзя считать достаточным, так как он не способен классифицировать причину срабатывания, что ведет к существенной частоте ложных срабатываний. Таким образом, каждое срабатывание детектора активности требует вмешательства оператора. Снижение частоты ложных срабатываний можно получить за счет снижения общей чувствительности детектора, что ведет к увеличению вероятности ошибок типа «пропуск цели».

Современные системы видеоконтроля и видеорегистрации часто строятся на основе видеосервера, часто построенного на базе персонального компьютера. Производительность процессоров персональных компьютеров постоянно возрастает, кроме того, на рынке появились доступные по цене микросхемы, осуществляющие аппаратное видеосжатие и на базе них уже начинают выпускаться многоканальные платы видеоввода для систем

охранного телевидения. Применение подобных плат видеоввода позволяет снизить нагрузку на процессор видеосервера.

Таким образом, производительность современных видеосерверов позволяет проводить дополнительную обработку изображений, в частности, ввести алгоритмы распознавания объектов и за счет этого автоматизировать работу системы видеонаблюдения, повысив тем самым ее эффективность.

На работу алгоритмов распознавания объектов существенное влияние оказывает качество предварительной обработки изображений – методы контрастирования изображений, сегментации (обнаружение точек, линий, перепадов) [5]. Рассмотрим более подробно эти методы.

В качестве методов контрастирования перепадов наиболее часто используются двумерное дискретное дифференцирование, метод Маклеода, методы Робертса, Собела и Кирша.

Двумерное дискретное дифференцирование является одним из самых распространенных линейных методов контрастирования перепадов яркости. Его достоинство заключается в том, что он позволяет контрастировать перепады различных направлений, т.е. метод обладает пространственной анизотропией. Двумерное дискретное дифференцирование выполняется при помощи операции свертки массива изображения с матрицами, задающими направление выделения перепадов:

$$C(x, y) = I(x, y) \otimes Dir, \text{ где} \quad (1.4)$$

$$Dir = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{èèè} \quad Dir = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{èèè} \quad Dir = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 4 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix}$$

Первая матрица выделяет горизонтальные перепады яркости, вторая – вертикальные. Третья матрица – изотропная. Такая матрица выделяет контура любых направлений.

В методе Маклеода [70] для контрастирования перепадов используется весовые функции гауссовой формы.

$$Mac(x, y) = \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{y}{t}\right)^2\right\} \left[\exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-p}{p}\right)^2\right\} - \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{x+p}{p}\right)^2\right\} \right] \quad (1.5)$$

p и t – постоянные рассеяния. Функция подавляет влияние элементов изображения в области перепада яркостей и влияние других перепадов, расположенных выше и ниже основного перепада, который необходимо обнаружить.

Усиление высокочастотного пространственного шума накладывают ограничение на использование линейных методов выделения перепадов. Уменьшение влияния шума в этих методах достигается сверткой изображения с усредняющей функцией. Однако помимо положительного эффекта уменьшения шума возникает увеличение протяженности перепадов и, соответственно, ошибочное определение границ перепада.

Методы Робертса, Собела и Кирша относятся к нелинейным методам выделения перепадов яркости, в которых используются нелинейные комбинации значений яркости элементов изображения.

В методе Робертса [71] для выделения перепадов яркости используется нелинейная операция двумерного дискретного дифференцирования:

$$C(x, y) = \sqrt{[I(x, y) - I(x+1, y+1)]^2 + [I(x, y+1) - I(x+1, y)]^2} \quad (1.6)$$

Данный метод позволяет определить направление перепада, если при пороговой обработке порог выделяется тот элемент изображения, который имеет наибольшее значение яркости.

В методе Собела используется нелинейный оператор с окном из 3x3 элементов. Для выделения перепада вычисляется величина:

$$C(x, y) = \sqrt{A(x, y)^2 + B(x, y)^2},$$

$$A(x, y) = (I(x+1, y-1) + 2I(x+1, y) + I(x+1, y+1)) - (I(x-1, y-1) + 2I(x-1, y) + I(x-1, y+1)); \quad (1.7)$$

$$B(x, y) = (I(x-1, y-1) + 2I(x, y-1) + I(x+1, y-1)) - (I(x-1, y+1) + 2I(x, y+1) + I(x+1, y+1)).$$

В отличие от оператора Робертса, оператор Собела является изотропным и позволяет выделять перепады яркостей любых направлений.

В методе Кирша [72], также как и в методе Собела используется нелинейный оператор с окном 3×3 . Значение $C(x, y)$ определяется как:

$$C(x, y) = \max \left\{ 1, \max_{i=0 \div 7} [|5S_i - 3T_i|] \right\}, \quad (1.8)$$

где $S_i = A_i + A_{i+1} + A_{i+2}$; $T_i = A_{i+3} + A_{i+4} + A_{i+5} + A_{i+6} + A_{i+7}$.

$A_{0 \div 7}$ - смежные элементы изображения $I(x, y)$ с текущим элементом изображения см. рис. 1.2.

A_0	A_1	A_2
A_7	$I(x, y)$	A_3
A_6	A_5	A_4

Рис. 1.2. Обозначение элементов изображения для оператора выделения перепада

Индексы слагаемых A_i вычисляются по модулю 8. Оператор Кирша дает максимальное значение градиента в некоторой точке изображения без учета значения текущего элемента изображения.

Обнаружение точек и линий основано на цифровой фильтрации аналогично (1.4), но с использованием соответствующих масок. Обнаружение точек происходит при использовании маски рис. 1.3 а, которая представляет собой пространственный ФВЧ. Учитывая, что шумы на изображении будут давать отклик на выходе такого фильтра, необходимо проводить пороговую

обработку, таким образом, могут быть выделены только точки, существенно отличающиеся по интенсивности от прилегающих к ним пикселей. Обнаружение линий с помощью масок рис. 1.3 является более помехозащищенным, поскольку в этом случае вдоль линии реализуется интегрирование.

-1	-1	-1
-1	8	-1
-1	-1	-1

а)

-1	-1	-1
2	2	2
-1	-1	-1

б)

2	-1	-1
-1	2	-1
-1	-1	2

в)

-1	2	-1
-1	2	-1
-1	2	-1

г)

-1	-1	2
-1	2	-1
2	-1	-1

д)

Рис. 1.3. Маски фильтров для обнаружения: а) точек; линий: б) горизонтальных, в) под углом -45° , г) вертикальных, д) под углом 45° .

За счет того, что сумма коэффициентов всех фильтров равна нулю, их отклик на фоновые области изображений равен нулю. Результаты выделения точек и линий на тестовом изображении «Лена» представлены на рис. 1.4.

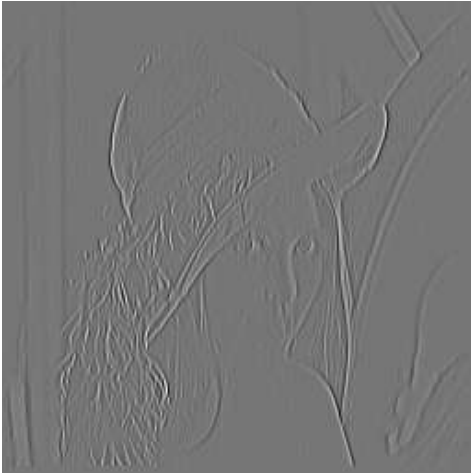
После проведения пороговой обработки создаются замкнутые контура, например, с использованием локальной обработки, и ведется распознавание областей, охваченных контурами.



а)



б)



в)

Рис. 1.4. Результаты моделирования методов селекции структурных элементов изображения.

а). Исходное тестовое изображение «Lena»; б). Иллюстрация работы метода обнаружения точек. Проведена пороговая обработка по уровню 170; в). Иллюстрация работы метода обнаружения линий. В данном случае обнаруживаются вертикальные линии.

1.3 Анализ и контроль пространственных характеристик твердотельных преобразователей свет-сигнал в системах прикладного телевидения

В настоящее время в качестве датчиков телевизионного сигнала практически во всех телевизионных системах и, в частности, в системах прикладного телевидения используются твердотельные преобразователи свет-сигнал. К преимуществам преобразователей этого типа относятся хорошие массогабаритные показатели, малое энергопотребление, низкое напряжение питания, невысокая стоимость за счет технологичности производства, в особенности для матриц, выполняемых на основе технологии КМОП. Следует также отметить особенность формы спектральной характеристики твердотельных преобразователей. Данная характеристика весьма протяженна в инфракрасную область. В условиях достаточного уровня освещенности данная особенность не является полезной, в данном случае необходимо применять специальный цветофильтр для приведения в соответствие спектральной характеристики с кривой видности глаза. Кроме того, не удастся использовать данную особенность спектральной характеристики в случае цветных ТВ камер, однако в условиях низкого уровня освещенности расширенная спектральная характеристика позволяет получить выигрыш в чувствительности за счет интегрирования входного воздействия на светочувствительной матрице в

частотной области. Кроме того, в данном случае имеется возможность осуществления подсветки в инфракрасной области частот. Современные датчики на основе ПЗС отличаются достаточно высокой чувствительностью и высоким ОСШ, в результате чего в системах прикладного телевидения все чаще находят применение цветные ТВ камеры на ПЗС, в которых в результате действия цветофильтров существенно ослабляется световой поток, попадающий на светочувствительную поверхность преобразователя, и повышенная чувствительность последнего требуется для компенсации этого ослабления. Для задач, где одновременно требуется высокая чувствительность и желательна передача цвета, применяются ТВ камеры, в которых производится механическая установка или удаление цветофильтра в зависимости от уровня освещенности.

При выборе и использовании ТВ камер необходимо иметь сведения об их основных параметрах и характеристиках. Усложнение систем видеоконтроля, ввод элементов опознавания объектов повышают требования к ТВ камерам. Так объекты должны быть опознаны одинаково вне зависимости от положения в поле видимости камеры (на краю, в центре), что особенно важно при относительном движении объекта и датчика телевизионного сигнала. Кроме того, изменение масштаба объекта не должно вызывать соответствующих изменений его характеристик, вызываемых искажениями в датчике телевизионного сигнала – изменение интенсивности и формы объекта. При этом одним из важных критериев выбора ТВ камер для подобной системы является форма ее сквозной пространственной частотно-контрастной характеристики. Спад данной характеристики в области больших углов по отношению к оптической оси (на краях изображения, получаемого с ДТВС) приводит к снижению к краям контрастности объектов ВК, сигналы объектов, имеющих при проецировании большие пространственные угловые размеры, будут в этом случае искажены таким образом, что уровень яркости объекта при ВК будет изменяться по градиенту от центра изображения к краям. Таким образом, учитывая, что, как правило, объективы и ТВ камеры для систем

прикладного телевидения приобретаются отдельно, необходимо контролировать пространственную частотно-контрастную характеристику этих узлов в отдельности и учитывать ее в ходе подбора элементов ДТВС при реализации конкретной системы.

Основными причинами возникающих искажений на выходе ДТВС, таким образом, являются:

- Усредняющее действие объектива.
- Усреднение видеоинформации в пределах светочувствительных элементов матрицы ПСС.
- Неэффективность переноса зарядовых электродов. За счет этого имеет место ухудшение четкости ТВ изображений.
- Биения частот. Дискретная периодическая структура матрицы взаимодействует с дискретной периодической структурой контролируемого объекта. Возникают биения и сигналы разностных частот, которых нет в структуре исходного контролируемого объекта.

Влияние биений и системах видеоконтроля может быть снижено при выборе объективов с более резким спадом частотно-контрастной характеристики в области высоких пространственных частот, превышающих $f_d/2$, где f_d - пространственная частота следования элементов ПЗС по горизонтали или по вертикали. Следует, однако, отметить, что в некоторых системах видеоконтроля биения могут нести и полезную нагрузку при обнаружении «нарушений».

Учитывая, что неравномерность пространственной ЧКХ имеет существенное влияние на качество работы систем с элементами опознавания, измерение соответствующей характеристики необходимо и для последующей коррекции на этапе предварительной обработки сигналов. При этом, однако, следует иметь в виду, что в результате подобной коррекции будет получено неравномерное распределение шумов в ТВ сигнале.

Обычно сквозная частотно-контрастная характеристика (ЧКХ) ТВ камеры оценивается параметром «разрешающая способность» [2].

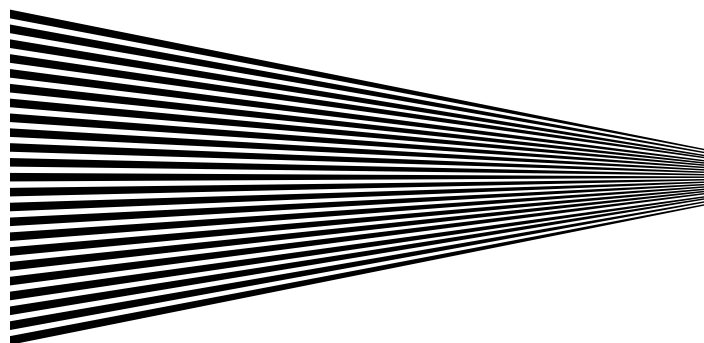


Рис. 1.5. Пример штриховой миры для оценки разрешающей способности.

Контроль качества изображения ведется с помощью ВКУ, разрешающая способность которого должна быть достаточно высокой для обеспечения точности проводимых измерений. Предъявляемая таблица имеет реперные метки, которые должны быть совмещены с краями растра. При измерениях плоскость фокусировки объектива должна совпадать с плоскостью предъявляемой таблицы. Эксперт оценивает изображение штриховой миры на ВКУ и находит место на изображении, где настолько снижается контрастность сужающейся миры, что невозможно различить отдельные штрихи и по имеющейся шкале определяет разрешающую способность. Штрихи мир могут быть нанесены в разных направлениях, а сами изображения мир находиться в разных частях растра (в центре, на краях). На рис. 1.5 приведен пример миры для оценки разрешающей способности в вертикальном направлении. Измерение разрешающей способности ТВ камеры данным способом имеет субъективный характер, поскольку оценку качества изображения таблицы дает эксперт, которому предъявляется ТВ изображение на ВКУ. С помощью данного метода оценивают граничную частоту ЧКХ, однако ее форма существенно влияет на результаты измерений описанным способом. Например, подъем АЧХ видеотракта в области верхних частот вызывает ощущение того, что испытываемая ТВ камера имеет существенно более высокую разрешающую способность. Причиной этого являются искажения субдискретизации – «биения» структуры изображения штриховой миры и периодической структурой светочувствительных элементов матрицы. Известны и другие

недостатки описанного способа измерений, но и описанные выше позволяют сделать вывод о необходимости разработки новых методов контроля пространственной ЧКХ ТВ камер.

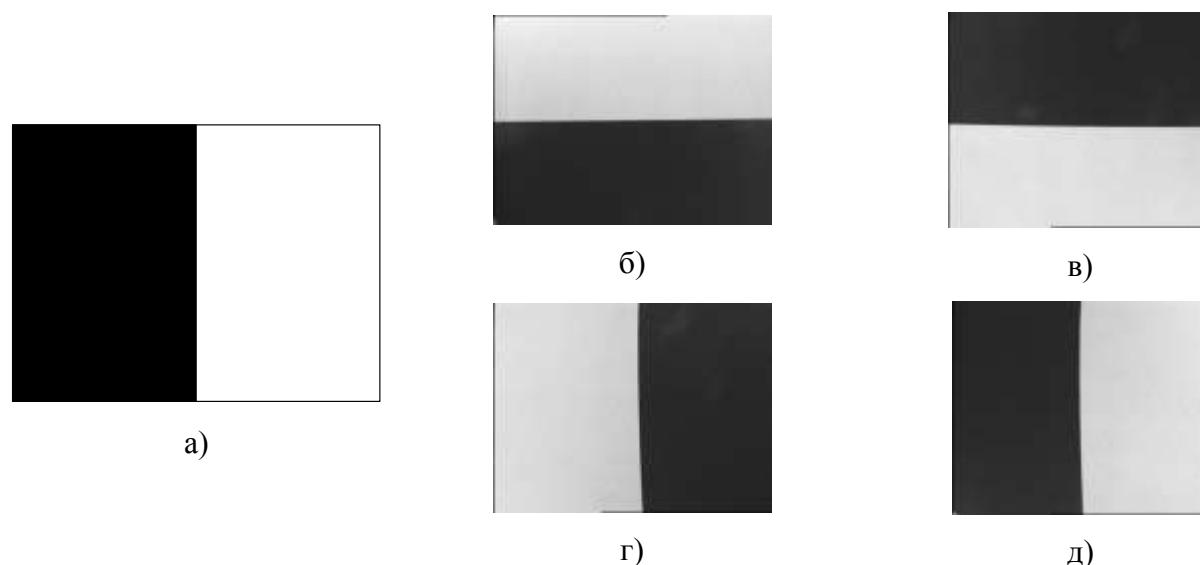


Рис.1.6. Тестовое изображение. а) – исходное изображение, б) - д) – изображения на выходе ДТВС при различных вариантах предъявления изображения а).

Предлагаемый метод измерения частотно-контрастной характеристики камеры является косвенным. Фактически при этом контролируется сквозная переходная характеристика камеры, по форме которой определяют искомую ЧКХ. Контроль реализуется с использованием тестового изображения, представленного на рис. 1.6 а. Следует отметить, что переход от черного к белому должен быть достаточно резким по отношению к разрешающей способности камеры, то есть протяженность перехода должна быть, по крайней мере, меньше $1/1440$ от общей ширины тестового изображения при оценке параметров ТВ камер стандартной четкости, то есть менее половины размера элемента, что достаточно легко практически реализуется. При проведении эксперимента данное изображение предъявлялось в четырех различных вариантах, как представлено на рис.1.6 б - д. При проведении эксперимента необходимо обеспечивать достаточную равномерность освещенности, а уровень освещенности следует выбирать таким, чтобы не сказывались нелинейные эффекты в камере (ограничение сигнала по уровню), вместе с тем,

недостаточный уровень освещенности вызывает снижение ОСШ, то есть, следует выбирать уровень освещенности таким, чтобы размах ТВ сигнала на белой части тестового изображения, контролируемый, например, с помощью осциллографа, не превышал максимального значения для данной ТВ камеры, но находился близко к нему.

По изображению рис. 1.6 д переходная характеристика может быть оценена с использованием осциллографа с блоком выделения строки, однако в полной мере проведение измерений может быть выполнено с использованием цифровой обработки изображений, которая реализуется, например, на персональном компьютере с платой видеозахвата. Следует отметить, что при этом к плате видеозахвата предъявляются особые требования – достаточно широкая полоса пропускания входного сигнала, соответственно, повышенная частота дискретизации. Выбор этого параметра определяется требуемым диапазоном измерений. Кроме того, существенна линейность амплитудной характеристики для получения неискаженных результатов измерения. Линейность АЧХ видеотракта также имеет большое значение, но нелинейность данной характеристики может быть измерена и учтена при обработке результатов измерений. К разрядности АЦП особых требований не предъявляется – при представлении результатов в графическом виде восьмиразрядное преобразование можно считать вполне достаточным. В ходе эксперимента в память компьютера записываются изображения в виде массивов данных вида $g(x,y)$. Зафиксировав одну из переменных (x для рис. 1.6 б, v и y для рис. 1.6 г, д), нетрудно получить переходные характеристики камеры в вертикальном направлении – $g(x_0,y)$ или в горизонтальном направлении по растру – $g(x,y_0)$ как в его центре, так и на краях в зависимости от значений зафиксированных переменных. На рис. 1.7 представлены примеры полученных переходных характеристик для трех различных образцов ТВ камер. На рис. 1.7 а представлены кривые для горизонтального направления, а на рис. 1.7 б – для вертикального.

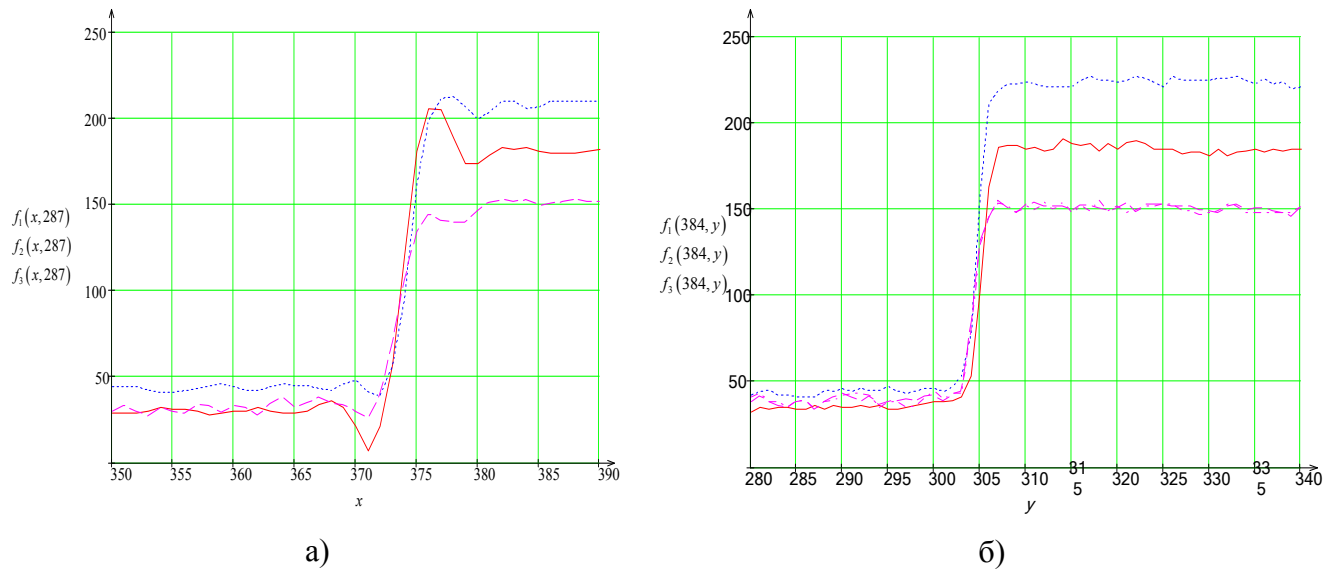


Рис. 1.7 Измеренные переходные характеристики трех реальных ДТВС для горизонтального (а) и вертикального (б) направлений по растру.

Как можно заметить из приведенных на рис. 1.7 характеристик, уровень шумов на выходе камеры оказывается существенным и может исказить результаты измерения. Для уменьшения влияния шумов использовалось усреднение по пяти строкам в горизонтальном и по пяти «столбцам» в вертикальном направлении. Число усредняемых строк выбрано эмпирически, из компромиссных соображений – меньшее количество не дает существенного эффекта, а при большем количестве может сказываться неравномерность уровня и контрастности изображения, кроме того, повышаются требования точности позиционирования камеры и тестового изображения. В данной работе применяется усреднение без весовой функции. Введение весовых функций позволит в дальнейшем при сохранении точности измерений сделать подавление шумов более эффективным. При этом с успехом может быть применена весовая функция, предложенная в п. 2.2.2 настоящей работы.

Под $g_y(x, y)$ понимается переходная характеристика изображения с горизонтально расположенной линией границы, а под $g_x(x, y)$ – соответственно, с вертикально расположенной:

$$g_{\Sigma x}(x, y) = \frac{\sum_{i=y-2}^{y+2} g_x(x, i)}{5}; \quad g_{\Sigma y}(x, y) = \frac{\sum_{i=x-2}^{x+2} g_y(i, y)}{5}. \quad (1.9)$$

По имеющимся переходным характеристикам получим импульсные реакции. Как известно, для этого их необходимо продифференцировать. Используя определение производной при величине dx в один пиксель, получим:

$$h_x(x, y) = g_{\Sigma x}(x, y) - g_{\Sigma x}(x-1, y); \quad h_y(x, y) = g_{\Sigma y}(x, y) - g_{\Sigma y}(x, y-1). \quad (1.10)$$

Далее осуществляется переход к непрерывному виду функции (1.10) за счет выполнения интерполяции. В данном случае был выбран интерполяционный многочлен Ньютона второго порядка, имеющий в нашем случае вид (1.11):

$$h_{xi}(x, y) = h(x_{i-1}, y) + (x - x_{i-1})(h(x_i, y) - h(x_{i-1}, y))h(x_{i-1}, y) + \frac{1}{2}(x - x_{i-1})(x - x_{i-1} - 1)(h(x_{i+1}, y) - h(x_i, y) - h(x_{i-1}, y)), \quad (1.11)$$

\$\$\$ x_{i-1} \leq x < x_i\$

Для импульсной реакции изображения с горизонтально расположенной границей записывается выражение, аналогичное (1.6).

Для получения частотных характеристик воспользуемся преобразованием Фурье. Учитывая конечность импульсной характеристики и особенности интерполяционного многочлена, следует перейти к конечным пределам интегрирования.

$$H_x(j\omega, y) = \int_0^{\infty} e^{j\omega x} h_{xi}(x, y) dx \approx \int_0^{x_{\max}-2} e^{j\omega x} h_{xi}(x, y) dx \quad (1.12)$$

При практических расчетах можно брать и существенно более узкие пределы интегрирования, поскольку для реальных ТВ камер, как правило, протяженность отклика границы достаточно мала по сравнению с размерами изображения. В формуле (1.12) y является параметром. Задав его конкретные

значения, можно получать частотно-контрастные характеристики в различных областях изображения (на краю, в центре).

Рассмотрим упрощенную структурную схему ДТВС для анализа специфики искажений пространственной ЧКХ в отдельных ее блоках:

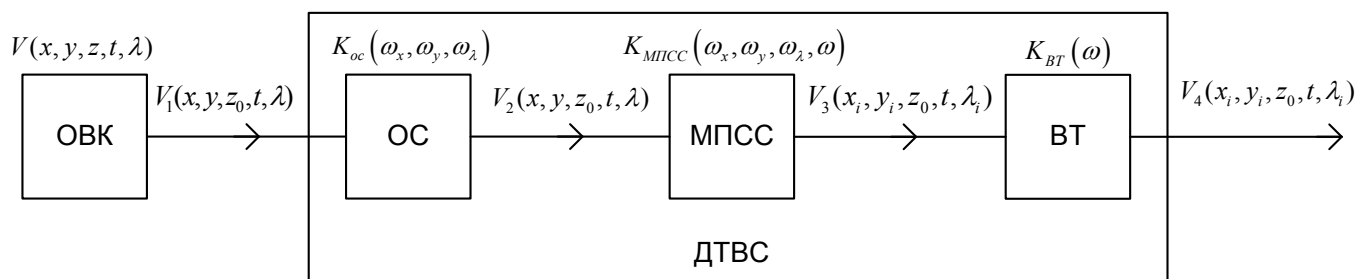


Рис. 1.8. Упрощенная структурная схема ДТВС

Данная схема адекватна в стационарном режиме работы ДТВС, как в нашем случае контроля ТИ, при этом действие различных обратных связей постоянно и может не учитываться, поскольку осуществляется нормировка, и все блоки работают в линейном режиме. Согласно этой схеме, ДТВС контролирует электромагнитное излучение видеоинформационного пространства $V(x, y, z, t, \lambda)$, где x, y, z – координаты данной точки в пространстве, t – текущее время λ – длина волны текущей составляющей электромагнитного излучения. В нашем же случае предъявляется плоскость тестового изображения, таким образом, координата z , соответствующая расстоянию по оптической оси до объекта ВК принимает фиксированное значение z_0 . Излучение контролируемой области объекта видеоконтроля ОВК ограничивается оптической системой, имеющей коэффициент передачи $K_{oc}(\omega_x, \omega_y, \lambda)$, то есть оптическая система не вносит искажений в области временных частот, но за счет несовершенства материала, а также по физическим законам – вследствие проявления волновой природы видимого электромагнитного излучения ОС имеет спад коэффициента передачи в области высоких пространственных частот, причем зависящий от угла отклонения от оптической оси ОС. Известно также что, за исключением небольших отклонений вследствие неоднородности, коэффициент передачи ОС является,

как правило, изотропным по радиусу относительно оптической оси, что следует также и из внешнего вида конструкции ОС. Фактически проецируемое на светочувствительную поверхность матрицы исходное изображение $V(x,y,t,\lambda)$ первоначально подвергается интегральному преобразованию (усреднение пространственной структуры) в оптической системе. Интегральное усреднение в объективе может быть учтено за счет преобразования функции $V(x,y,t,\lambda)$ в область пространственных частот, умножения преобразованной функции на пространственную частотную характеристику объектива и обратного преобразования результата умножения.

Таким образом, имеем спектр исходного объекта как результат преобразования Фурье:

$$S_{v1}(\omega_x, \omega_y, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} V(x, y, t) e^{-j\omega_x x - j\omega_y y} dx dy \quad (1.13)$$

$$S_{v2}(\omega_x, \omega_y, t) = S_{v1}(\omega_x, \omega_y, t) K_{i\bar{n}}(\omega_x, \omega_y) \quad (1.14)$$

Изображение $V_2(x,y,t,\lambda)$ на выходе объектива может быть получено обратным преобразованием Фурье функции $S_{v2}(\omega_x, \omega_y)$.

Цветоделительный блок, мозаичный светофильтр и ИК-фильтр, если какое-либо из этих устройств установлено перед матричным преобразователем свет-сигнал, рассматривается нами здесь совместно с собственно преобразователем. Матрица ПСС реализует дискретизацию как в горизонтальном, так и в вертикальном направлении по растру.

Представим функцию дискретизации в пределах светочувствительной поверхности матрицы в виде произведения δ - функций:

$$d(x, y) = \sum_{j=-k}^k \sum_{i=-n}^n \delta(x - j \cdot x_1) \cdot \delta(y - i \cdot y_1) \quad (1.15)$$

где x_1, y_1 – периоды следования светочувствительных элементов по соответственно горизонтальному и вертикальному направлениям в пространстве светочувствительной поверхности.

Если x_0 – размер светочувствительного элемента по горизонтали, а y_0 – размер светочувствительного элемента матрицы по вертикали, то функция светочувствительного элемента может быть представлена соотношением следующего вида:

$$\text{rect}(x, y) = \text{rect}\left(\frac{x}{x_0}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{y}{y_0}\right) \quad (1.16)$$

Тогда спектр светочувствительного элемента отражается следующим соотношением:

$$S(\omega_x, \omega_y) = x_0 \cdot y_0 \cdot \frac{\sin(\omega_x \cdot x_0/2)}{\omega_x \cdot x_0/2} \cdot \frac{\sin(\omega_y \cdot y_0/2)}{\omega_y \cdot y_0/2} \quad (1.17)$$

При расчетах имеется возможность учитывать дискретность структуры твердотельных преобразователей свет-сигнал. Рассмотрим конкретный пример учета дискретности структуры ПСС. Примем, что форма элемента светочувствительной матрицы – квадрат со стороной, равной расстоянию между элементами, то есть, светочувствительные элементы занимают всю поверхность матрицы. Для реальных матриц это утверждение не вполне соответствует действительности, при наличии сведений о структуре светочувствительной матрицы исследуемой камеры, эти сведения можно использовать для получения более точной формы частотно-контрастной характеристики в области верхних частот. Считая элемент однородным, его можно описать как $\text{rect}(x, y)$ с соответствующими смещением и протяженностью. Для учета влияния блочной структуры следует вычислять его свертку с импульсной характеристикой, однако, учитывая, что в спектральной области свертка функций соответствует их произведению, умножим частотную

характеристику на спектр прямоугольного импульса, соответствующего размерам элемента. Получим:

$$H_x(j\omega, y) = \frac{\sin(\omega/2)}{\omega/2} \int_0^{x_{\max}-2} e^{j\omega x} h_{xi}(x, y) dx \quad (1.18)$$

Выражение (1.17) позволяет исключить влияние структуры матрицы преобразователя на форму ЧКХ. Отметим, что для получения собственно сквозной ЧКХ ПСС необходимо использовать (1.12), а соотношение (1.18) позволяет оценивать характеристики отдельных элементов ПСС.

Полные выражения позволяют рассчитывать сквозные ЧКХ исследуемых ТВ камер, взяв модуль передаточной функции (1.12) или (1.18).

С использованием рассмотренной выше методики были получены сквозные частотно-контрастные характеристики нескольких ТВ камер для систем охранного телевидения. На все исследованные камеры была заявлена четкость 380 ТВЛ.

На рис. 3 представлены сквозные ЧКХ одной из них.

На приведенном на рис. 1.9 графике представлены ЧКХ: 1 – для горизонтального направления в центре раstra 2 – для горизонтального направления на расстоянии 10 пикселей от края раstra, 3 – для вертикального направления в центре раstra, 4 – для горизонтального направления на расстоянии 10 пикселей от края раstra. Частота f на графике приведена в соответствие с известным понятием «телевизионные линии» (ТВЛ).

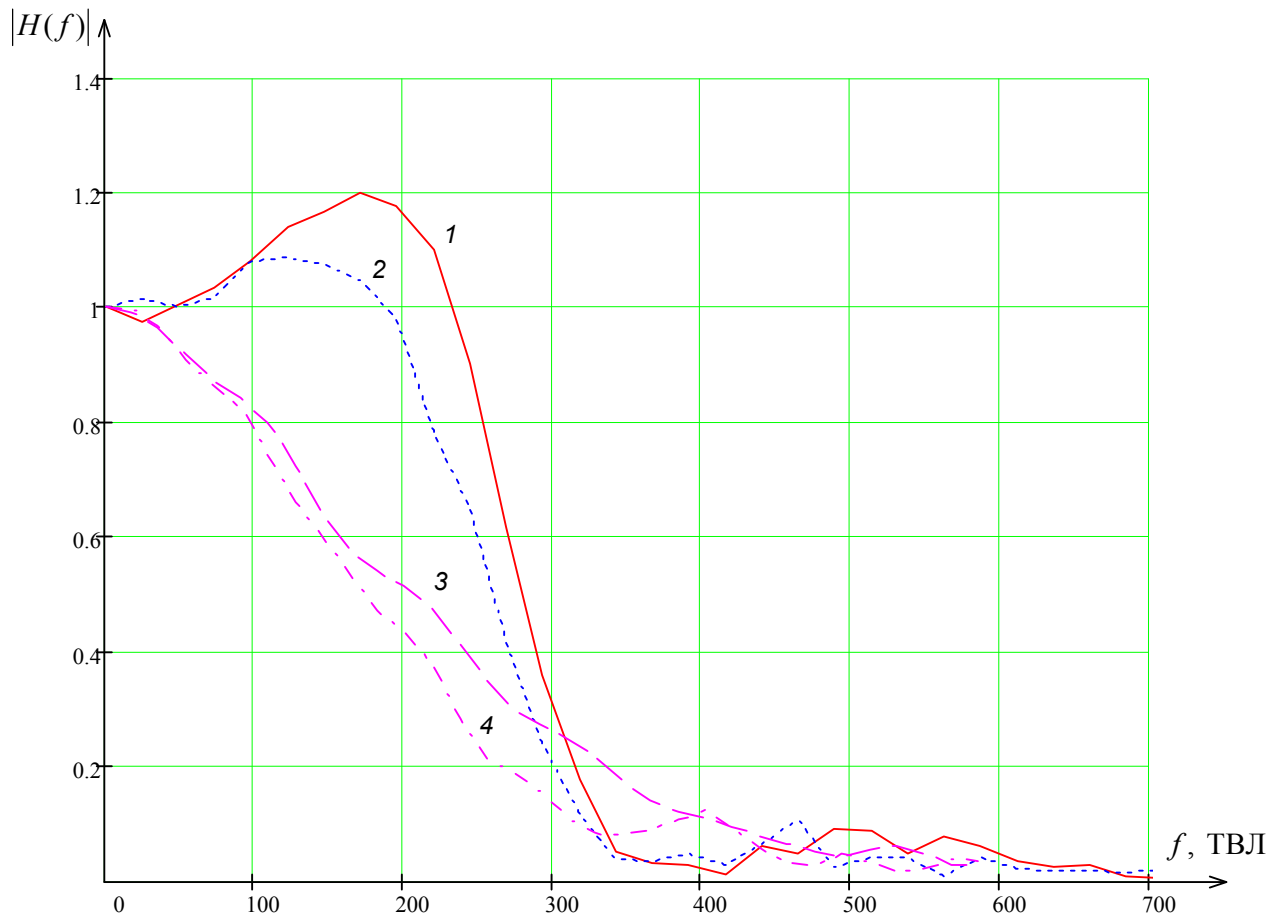


Рис. 1.9. Сечения измеренной ЧКХ ДТВС в различных направлениях по растру.

При этом для оценок в горизонтальном направлении учитывается используемый формат получаемого при захвате кадра (4/3) и количество активных строк разложения (576). Учитывая, кроме того, что один период изменения яркости соответствует паре ТВЛ, для перевода нормированных частот, которые необходимо подставлять в выражение (1.18) в частоты, соответствующие ТВЛ следует использовать соответственно для вертикального и горизонтального направления следующие соотношения:

$$f_v(\omega) = 2 \cdot 576 \frac{\omega}{2\pi} = \frac{576\omega}{\pi} \quad (1.19)$$

$$f_h(\omega) = \frac{4}{3} f_h(\omega) = \frac{768\omega}{\pi} \quad (1.20)$$

Как видно из приведенного на рис. 1.9 графика, реальная разрешающая способность данной ТВ камеры несколько ниже заявленной производителем.

Кроме того, следует отметить, что пространственная ЧКХ имеет существенную анизотропию за счет подъема верхних частот в видеотракте камеры для компенсации спада ЧКХ оптической системы, а также придания изображению большей «резкости», что вызывает ощущение повышенной четкости изображения. В вертикальном же направлении такая коррекция, очевидно, отсутствует вследствие более сложной реализации, однако, в вертикальном направлении характеристика несколько более протяженная, поскольку отсутствует влияние спада АЧХ видеотракта. Таким образом, для данной ТВ камеры имеется возможность получения АЧХ видеотракта, для чего следует разделить ЧКХ горизонтального направления на ЧКХ вертикального.

В области верхних частот, как в горизонтальном, так и в вертикальном направлении можно заметить колебательный процесс, связанный с возникновением искажений субдискретизации в датчике ПЗС, имеющем периодическую структуру светочувствительных элементов.

Различия пар кривых 1, 2 и 3, 4 обусловлены влиянием спада ЧКХ оптической системы в зависимости от угла смещения контролируемого объекта от оптической оси. Приведенные характеристики позволяют вычислить величину этой неравномерности.

Дальнейшим развитием описанного метода является разработка универсального тестового изображения, позволяющего контролировать следующие характеристики:

- амплитудную характеристику ДТВС за счет наличия участков со ступенчато меняющимся уровнем яркости,
- ЧКХ в вертикальном, горизонтальном направлениях и под 45° к ним, за счет наличия границ в направлениях, ортогональным указанным, что дает возможность получать данную характеристику с некоторой точностью в произвольном направлении по растру
- Величину неравномерности переноса зарядов ПЗС-матрицы за счет наличия двух границ в каждом направлении

В соответствии с изложенным, разработано тестовое изображение, представленное на рис. 1.11.

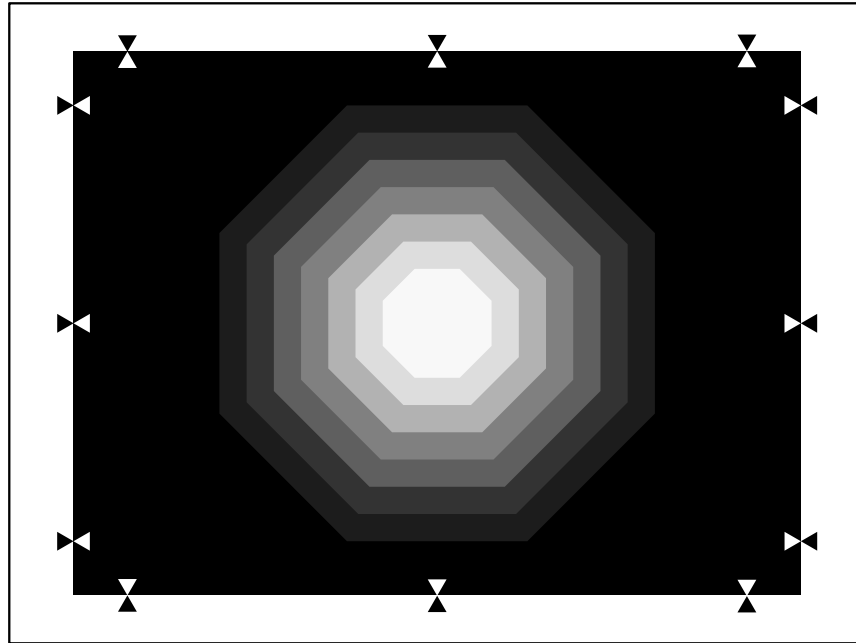


Рис. 1.11. Универсальное тестовое изображение.

К недостаткам проведения измерений с использованием рассматриваемого ТИ относится необходимость точного позиционирования ДТВС по реперным меткам, и, соответственно, ДТВС должен обладать достаточно правильной геометрией растра и его высокой линейностью. Описанный метод контроля рассмотрен также в [11, 88].

1.4 Специфика мультипликативных искажений внутрикадровой структуры сигналов изображений преобразователей «свет-сигнал» систем прикладного телевидения

Для систем прикладного телевидения имеет существенное значение такой параметр, как амплитудно-пространственная характеристика. Под амплитудно-пространственной характеристикой телевизионной камеры будем понимать зависимость, определенную следующим образом: зависимость отношения уровня выходного сигнала в точке на плоскости кадра к уровню освещенности

контролируемого объекта в соответствующей точке от координат данной точки, выраженных как углы отклонения от оптической оси ПСС по ортогональным направлениям, нормированная к соответствующему отношению на оптической оси. Неравномерность данной характеристики приводит к ошибкам при сегментации изображения и осложняет распознавание контролируемых объектов, имеющих достаточно большие угловые размеры. При сегментации, которая выполняется на начальной стадии распознавания образов, и представляет собой разделение изображений на некоторые составляющие, такие как фон, границы различных направлений, текстура, возможно и другие составляющие, для последующей отдельной обработки возможно возникновение ошибок классификации, например, фон за счет градиентных изменений уровня яркости может быть ошибочно классифицирован.

Рассматриваемые искажения являются мультипликативными, таким образом, не проявляясь значительно на низких уровнях яркости, они вызывают изменение контрастности изображения, получаемого с ДТВС

Следует отметить, что зрительная система человека весьма нечувствительна к искажениям амплитудно-пространственной характеристики, искажения величиной 10 – 15% практически незаметны при видеоконтроле, а более значительные искажения не вызывают ощущения дискомфорта у наблюдателя [38, 35]. В системах вещательного телевидения, где используется относительно небольшое количество ТВ камер к общему количеству оборудования, имеется возможность использования наиболее сложные и совершенные ДТВС, а также имеется квалифицированный персонал для их обслуживания, широко применяется коррекция искажений амплитудно-пространственной характеристики за счет имеющегося режима калибровки. Однако и в этом случае искажения указанного типа возникают в процессе работы устройства, поскольку применяемые вариообъективы, изменяя фокусное расстояние, одновременно изменяют и величину искажений амплитудно-пространственной характеристики. В системах прикладного, в частности, наиболее распространенного охранного телевидения подобные

ДТВС практически не применяются, поскольку, как правило, нет возможности создания условий для их калибровки (равномерная освещенность, обеспечивающая, совместно со спектральной характеристикой испытательной таблицы, получение белого фона) и применение сложной системы калибровки в данном случае не оправдано. Некоторые производители ДТВС для систем прикладного телевидения вводят коррекцию для усредненной величины искажений, однако, учитывая, что в прикладном телевидении применяются объективы с большим диапазоном значений фокусных расстояний, такое решение, хотя его следует признать целесообразным при видеоконтроле объектов оператором, неприемлемо в случае применения автоматизированных устройств СКБО.

Эффективная конкретизация реального положения, габаритных параметров и параметров формы позволяет осуществлять опознавание конкретного из объектов, позиционируемых в видеоинформационном пространстве, сравнить структуру и характеристики полученного сигнала изображения с номинальными требованиями и в конечном итоге осуществить относительную оценку величины текущих изменений качественных характеристик самой системы видеоконтроля. При этом важно осуществить оценку качества формирования и передачи сигнала с учётом его реальных относительных габаритов в пространстве изображения, учесть реальный уровень вносимых искажений с учётом всех преобразований структуры сигнала, обусловленных спецификой (координатами) его позиционирования в контролируемом видеоинформационном пространстве.

Для современных датчиков телевизионного сигнала на приборах с зарядовой связью (ПЗС) характерно существенное влияние на качество изображений аддитивных, мультипликативных и пространственных (масштабных) искажений, связанных со спецификой функционирования преобразователей свет-сигнал на ПЗС, видеоинформационного сигнала.

Мультипликативные амплитудно-пространственные искажения видеоинформации определяются изменениями условий оптического

отображения видеоинформации в пределы светочувствительной поверхности ПСС систем телевизионного контроля объектов. Даже при идеально ортогональном варианте установки телевизионной камеры по отношению к области распределения объектов по пространству видеоконтроля имеет место объективное изменение угла проецирования для каждой из точек в пределах указанной области. Реально это изменение определяется расстоянием между центром оптической системы и контролируемой точкой.

Рассмотрим специфику оптического отображения участков видеоинформационного пространства, распределённых в пределах поверхности ортогонального контроля (ПОК), в пространство изображений (ПИ). При этом воспользуемся принципом анализа с дискретизацией и последовательным приближением.

Первоначально рассмотрим проецирование объектов, имеющих протяжённость в сечении по радиусу, равную исходной конечной величине r_0 в пределах всей области видеоконтроля для ортогонального варианта проецирования (рис. 1.12) с последовательным их проецированием на светочувствительную поверхность датчика ТВ сигнала, например, в радиальном направлении от точки O в пространстве видеоконтроля. Тогда для данного варианта справедливы соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{r_0}{R}, \quad \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) = \frac{2r_0}{R}, \quad \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) = \frac{3r_0}{R} \text{ и т. д., где } \varphi_0, \varphi_v, \varphi_w - \text{ углы}$$

последовательного проецирования (видеоконтроля) объектов размера, равного r_0 , с их удалением по радиусу в ПОК от оптической оси на интервалы, кратные величине r_0 , а R – расстояние между точками $O'I'$. Используем также понятие угловых координат проецирования объектов, которые определяются наименьшими с оптической осью углами отображения в пространство светочувствительной поверхности объекта.

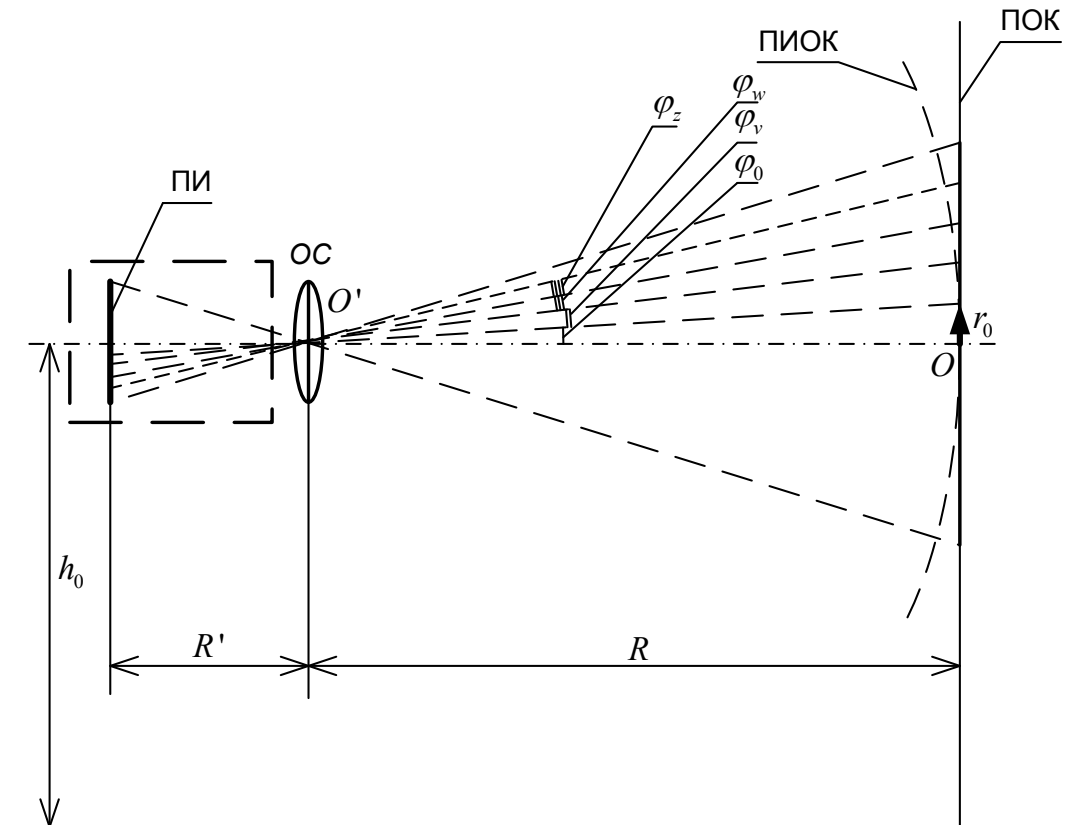


Рис. 1.12. Ортогональный телевизионный контроль объектов

С учётом введённых обозначений получим:

$$\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) - \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{x_0}{R}; \quad \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) - 2\operatorname{tg} \varphi_0 = 0.$$

В связи с тем, что $\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) = \frac{\operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg} \varphi_v}{1 - \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v}$, произведение $\operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \ll 1,0$,

имеем:

$$\operatorname{tg} \varphi_v - \operatorname{tg} \varphi_0 + 2\operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v = 0. \quad (1.21)$$

Обычно половина общего угла проецирования оптической системы

$$\varphi_z/2 < \frac{\pi}{2}, \text{ а}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \varphi + \frac{\varphi^3}{3} + \frac{2\varphi^5}{15} + \frac{17\varphi^7}{315} + \dots + \frac{(-1)^{n-1} \cdot 2^{2n} \cdot (2^n - 1) \cdot B_{2n} \cdot \varphi^{2n-1}}{(2 \cdot n)!} + \dots = \varphi + \varepsilon \quad (1.22)$$

где B_{2n} – число Бернулли ($B_0=1, B_1 = -1/2, B_2=1/6, B_4= -1/30$),

При $n \geq 10$ углы $\varphi_0, \varphi_v, \varphi_w < 1,0^\circ$ и, согласно (1.22), тангенс угла в таком случае фактически равен величине последнего ($\varphi \gg$). Это позволяет представить равенство (1.21) в следующем виде:

$$\varphi_v - \varphi_0 + 2\varphi_0^2 \cdot \varphi_v = 0 \quad (1.23)$$

Соответственно имеем:

$$\varphi_v = \frac{\varphi_0}{1 + 2\varphi_0^2}. \quad (1.24)$$

Полученное соотношение (1.24) показывают, что объекту, смещенному по отношению к точке (центр) пересечения оптической оси со светочувствительной поверхностью датчика ТВ сигнала на интервал, равный его протяжённости, при всех прочих равных условиях, соответствует меньший угол проецирования по сравнению с объектом, локализованным в самом центре.

Аналогичным образом найдём угол проецирования, соответствующий объекту, смещенному от центра на интервал $2 \cdot r_0$.

Имеем исходное равенство:

$$\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) - \operatorname{tg} \varphi_0 = 0. \quad (1.25)$$

Осуществим его последовательные преобразования:

$$\frac{\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) + \operatorname{tg} \varphi_w}{1 - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w} - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) - \operatorname{tg} \varphi_0 = 0;$$

$$\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) + \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) - \operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w = 0$$

$$\begin{aligned}
& \operatorname{tg} \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_w - \frac{(\operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg} \varphi_v)^2}{(1 - \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v)^2} \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \frac{(\operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg} \varphi_v)}{(1 - \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v)} \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w = 0; \\
& \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot (1 - \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v)^2 - \operatorname{tg} \varphi_w \cdot (1 - \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v)^2 - (\operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg} \varphi_v)^2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \\
& \quad - (\operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg} \varphi_v) \cdot (1 - \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w = 0; \\
& \operatorname{tg} \varphi_0 - 2\operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v + \operatorname{tg}^3 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v - \operatorname{tg} \varphi_w + 2\operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \\
& \quad - \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v - 2\operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg}^2 \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \\
& \quad - 2\operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg}^3 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \\
& \quad + \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w = 0; \\
& \operatorname{tg} \varphi_0 - 2\operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v + \operatorname{tg}^3 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v - \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v - \\
& \quad - 2\operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg}^2 \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \\
& \quad + \operatorname{tg}^3 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w = 0.
\end{aligned} \tag{1.26}$$

В полученном уравнении (1.21) пренебрегаем влиянием составляющих, имеющих более высокий порядок малости:

$$\operatorname{tg}^3 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v; \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v; \operatorname{tg}^3 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w; \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w.$$

С учётом этого имеем:

$$\operatorname{tg} \varphi_0 - 2\operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v - \operatorname{tg} \varphi_w - 2\operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg}^2 \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w = 0. \tag{1.27}$$

Так как $\varphi_0 > \varphi_v > \varphi_w < 1,0^\circ$, то из уравнения (1.27) получим:

$$\varphi_0 - 2\varphi_0^2 \cdot \varphi_v - \varphi_w - 2\varphi_0^2 \cdot \varphi_w - \varphi_v^2 \cdot \varphi_w - \varphi_v \cdot \varphi_0 \cdot \varphi_w = 0.$$

Соответственно последнему соотношению:

$$\begin{aligned}
\varphi_w &= \frac{\varphi_0 - 2\varphi_0^2 \cdot \varphi_v}{1 + 2\varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0} = \frac{\varphi_0 \cdot \frac{1 + 2\varphi_0^2}{1 + 2\varphi_0^2} - 2\varphi_0^2 \cdot \varphi_v}{1 + 2\varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0} = \\
&= \frac{\varphi_0}{(1 + 2\varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0)(1 + 2\varphi_0^2)} = \frac{\varphi_v}{(1 + 2\varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0)}.
\end{aligned} \tag{1.28}$$

Запишем очередное уравнение

$$\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w + \varphi_z) - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) - \operatorname{tg} \varphi_0 = 0 \quad (1.29)$$

Осуществим, как и выше, его последовательные преобразования, в конечном результате которых пренебрегаем влиянием составляющих более высокого порядка малости. Осуществим его последовательные преобразования:

$$\begin{aligned} & \frac{\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) + \operatorname{tg} \varphi_z}{1 - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z} - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) - \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \\ & \operatorname{tg} \varphi_z - \operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z + \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \\ & \operatorname{tg} \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_z - \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \\ & \operatorname{tg} \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_z - \frac{(\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) + \operatorname{tg} \varphi_w)^2}{(1 - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w)^2} \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - \frac{\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) + \operatorname{tg} \varphi_w}{(1 - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w)} \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \\ & \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot (1 - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w)^2 - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot (1 - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w)^2 - (\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) + \operatorname{tg} \varphi_w)^2 \times \\ & \quad \times \operatorname{tg} \varphi_z - (1 - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w) \cdot (\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) + \operatorname{tg} \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \\ & \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot (1 - 2\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w) - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot (1 - 2\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \\ & \quad + \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w) - (\operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) + 2\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg}^2 \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - \\ & \quad - (\operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) - \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \\ & \operatorname{tg} \varphi_0 - 2\operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_z + \\ & \quad + 2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w - \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \times \\ & \quad \times \operatorname{tg} \varphi_z - 2 \cdot \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - \operatorname{tg}^2 \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \times \\ & \quad \times \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 - \\ & \quad - \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \\ & \operatorname{tg} \varphi_0 - 2\operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w + \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_z - \\ & \quad - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w - \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 + \\ & \quad + \operatorname{tg}^2(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 + \operatorname{tg}(\varphi_0 + \varphi_v) \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w \cdot \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 = 0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \operatorname{tg} \varphi_0 - 2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_0^2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v - \operatorname{tg} \varphi_z + 2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - 2 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \\
& - 2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_0 - \\
& - 2 \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - \operatorname{tg}^2 \varphi_v \cdot \operatorname{tg} \varphi_z - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi_w - \operatorname{tg} \varphi_z \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cdot \operatorname{tg} \varphi_w = 0.
\end{aligned} \tag{1.31}$$

С учётом того, что $\varphi_0 > \varphi_v > \varphi_w < 1,0^\circ$, упростим уравнение (1.26):

$$\begin{aligned}
& \varphi_0 - 2 \cdot \varphi_0^2 \cdot \varphi_v - \varphi_z + 2 \cdot \varphi_0 \cdot \varphi_v \cdot \varphi_z - 2 \cdot \varphi_0^2 \cdot \varphi_w - \\
& - 2 \cdot \varphi_0 \cdot \varphi_v \cdot \varphi_w - \varphi_z \cdot \varphi_0^2 - \varphi_z \cdot \varphi_v \cdot \varphi_0 - \varphi_z \cdot \varphi_0^2 - \\
& - 2 \cdot \varphi_0 \cdot \varphi_v \cdot \varphi_z - \varphi_v^2 \cdot \varphi_z - \varphi_z \cdot \varphi_w^2 - \varphi_z \cdot \varphi_0 \cdot \varphi_w = 0.
\end{aligned} \tag{1.32}$$

Из (1.27) определим величину угла φ_z :

$$\begin{aligned}
\varphi_z &= \frac{\varphi_0 - 2 \cdot \varphi_0^2 \cdot \varphi_v - 2 \cdot \varphi_0^2 \cdot \varphi_w - 2 \cdot \varphi_0 \cdot \varphi_v \cdot \varphi_w}{1 + 2 \cdot \varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0 + \varphi_w^2 + \varphi_0 \cdot \varphi_w} = \\
&= \frac{(\varphi_0 - 2 \cdot \varphi_0^2 \cdot \varphi_v) \cdot (1 + 2 \cdot \varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0) - 2 \cdot \varphi_0^2 \cdot \varphi_w - 2 \cdot \varphi_0 \cdot \varphi_v \cdot \varphi_w}{(1 + 2 \cdot \varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0)} = \\
&= \frac{\varphi_w + \varphi_w \cdot \varphi_v^2 - \varphi_0 \cdot \varphi_v \cdot \varphi_w}{1 + 2 \cdot \varphi_0^2 + \varphi_v^2 + \varphi_v \cdot \varphi_0 + \varphi_w^2 + \varphi_0 \cdot \varphi_w}.
\end{aligned} \tag{1.33}$$

Сопоставление выражений (1.24, 1.28 и 1.33) показывает, что последовательное возрастание угловых координат при проецировании объектов, имеющих эквивалентную протяжённость, равную исходной конечной величине r_0 , сочетается с падением величины угла проецирования. При этом величины изменения угла проецирования на каждом этапе последовательного возрастания угловых координат пропорциональны значению предшествующего текущего (для данной позиции последовательных увеличений) угла проецирования. Аналогичным образом могут быть проанализированы изменения условий видеоконтроля при дальнейшем возрастании числа ступеней проецирования.

На рис. 1.13 а, б показаны результаты оценки функций ошибки представления тангенса от угла самим углом и соответствующей производной, полученные с использованием соотношения (1.23).

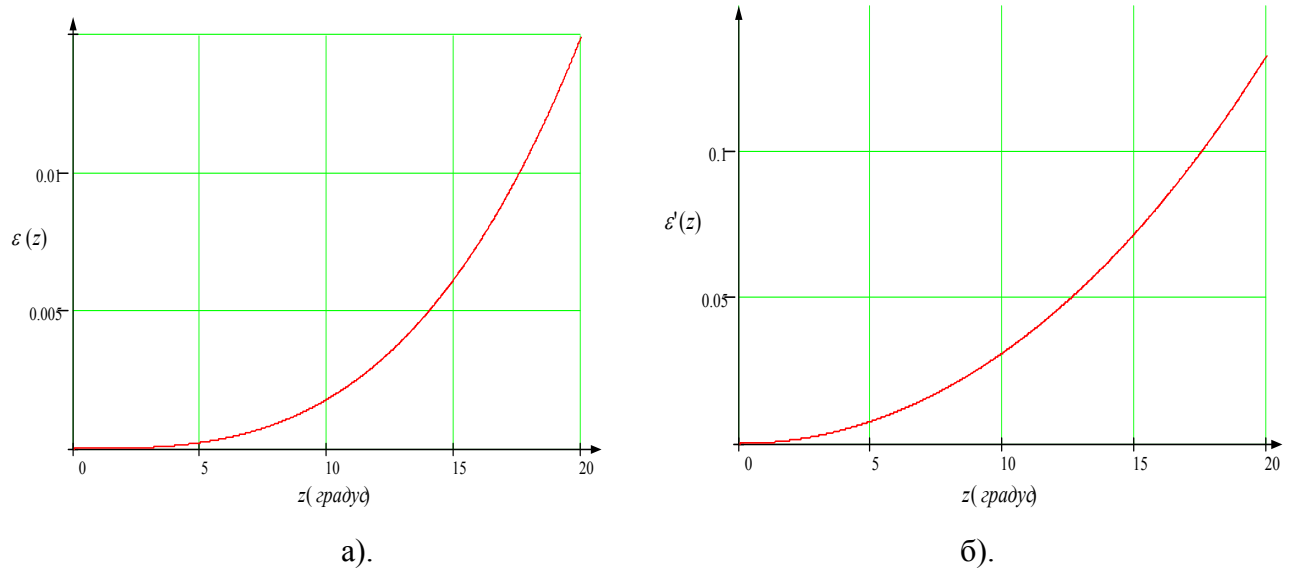


Рис. 1.13. Функция ошибки представления тангенса от угла самим углом а) и ее производная б).

Как следует из графика рис. 1.13 а, ошибка представления составляет величину 0,01 при восемнадцати градусах. Будем считать это значение предельно возможным и найдём усреднённое по крутизне изменения значение угла в диапазоне от 0 до 18° . В соответствии с графиком рис. 1.13 б функция производной при 18° имеет значение $\varepsilon' = 0,1$.

Следовательно, среднему по диапазону значению функции производной $\varepsilon' = 0,05$ соответствует, согласно графику рис. 1.13 б, величина угла в $\sim 12,5^\circ$. Полученное значение является средним по диапазону изменения угла с учётом крутизны изменения функции представления тангенса от угла самим углом. С учетом результата проведённых вычислений выбираем граничным значение угла φ , равным $12,5^\circ$. В пределах изменения углов оптического проецирования от $\varphi = 0^\circ$ до $\varphi = 12,5^\circ$, таким образом, полностью гарантирована необходимая точность расчетных соотношений (1.19, 1.23, 1.28 и 1.29), полученных в данной работе с заменой при анализе тангенса от угла самим углом.

Оценку угла проецирования в радиальном направлении при увеличении координат позиционирования в пространстве кадра эквивалентных по протяжённости объектов осуществим на основе вычисления функции, отражающей изменения его общей (суммарной) величины по отношению к потенциально возможному значению. С этой целью вычислим отношение:

$$\beta(\varphi_{\Sigma 0}) = \frac{\varphi_{\Sigma}}{\varphi_{\Sigma 0}} = \frac{\varphi_0 + \varphi_v + \varphi_w + \varphi_z}{\varphi_0 + \varphi_0 + \varphi_0 + \varphi_0}. \quad (1.34)$$

Результаты расчёта функции изменения общей реальной величины угла проецирования по отношению к его потенциальному значению $\varphi_{\Sigma 0}$, полученные в соответствии с соотношением (1.34) показаны на рис. 1.14.

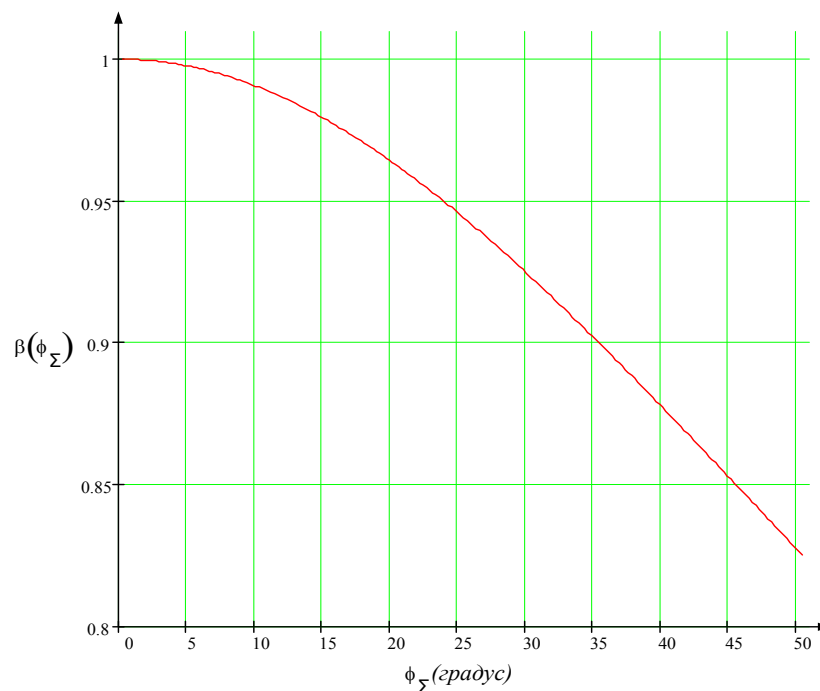


Рис.1.14 Функция изменения угла оптического отображения в пределах кадра.

С учётом того, что $r_0 = R \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cong R \cdot \varphi_0$, полученный график рис. 1.14 отражает изменение угла оптического отображения по радиусу в зависимости от координат в пространстве кадра (растра) на светочувствительной поверхности датчика телевизионного сигнала. Пропорционально этому изменяется и коэффициент отображения освещённости для данной точки

контролируемого пространства. Если, например, протяжённость r_0 объекта в пространстве видеоконтроля оптически отображается по радиусу величиной r'_0 в пределах светочувствительной поверхности датчика телевизионного сигнала, то $r'_0 \cong R' \cdot \operatorname{tg} \varphi_0 \cong R' \cdot \varphi_0$ (R' – расстояние от точки O' до центра светочувствительной поверхности), а координаты объекта определяются расстоянием от центра светочувствительной поверхности до точки центра контролируемого объекта по площади (точка пересечения двух ортогонально-направленных линий, разделяющих площадь объекта по каждому из указанных направлений на две равные части). Практически угол проецирования объекта определяет его положение в пределах графика рис. 1.14.

На рис. 1.15 показан расчётный график $\varphi_\Sigma(\varphi_0)$, позволяющий по величине φ_Σ конкретизировать значение $\varphi_0, 4\varphi_0$ или, наоборот.

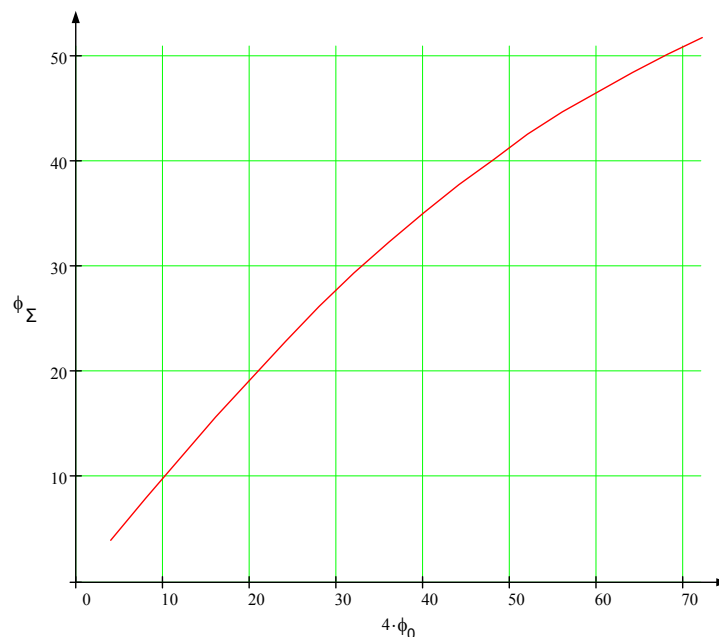


Рис. 1.15. Расчётная зависимость реального угла поля зрения оптической системы от его потенциального значения

С некоторым приближением можно считать, что размеры контролируемого пространства, соответствующие по радиусу диагонали раstra на светочувствительной поверхности датчика отображаются в пределах общего реального угла поля зрения оптической системы $\varphi_{os} = 2 \cdot \varphi_\Sigma$. Если, например,

реальный угол поля зрения оптической системы $\varphi_{os} = 2 \cdot \varphi_{\Sigma} = 78^\circ$, то $\varphi_{\Sigma} = 39^\circ$. По графику рис. 1.15 находим соответствующую данному значению точку потенциального значения угла проецирования $\varphi_{\Sigma 0} = 48^\circ$ ($\varphi_0 = 12^\circ$), которая определяет позиционирование центра объекта. Предположим, что размер самого объекта, контролируемого под таким углом, не превышает 2° по всем возможным радиальным направлениям в пространстве видеоконтроля. Согласно динамике графика рис. 1.14 (участок от $\varphi_{\Sigma 0} = 47^\circ$ до $\varphi_{\Sigma 0} = 49^\circ$), изменение освещённости, обусловленное искажениями оптического отображения, в пределах объекта такого размера не является значительным и во многих случаях может не учитываться. Следовательно, падение освещённости реально определяется здесь лишь углом позиционирования и составляет величину в 17%.

Реально угол поля зрения оптической системы определяется максимальным размером проецируемого изображения и должен быть согласован с диагональным размером прямоугольной светочувствительной поверхности датчика ТВ сигнала $r'_d = 4R' \cdot \varphi_0$, где φ_0 представлено в радианах. В связи с этим, одним из основных параметров является угол поля зрения использованного объектива.

Если начало координат в пределах раstra на светочувствительной поверхности совместить с его центром (центр раstra), то оптическая система вносит мультипликативные искажения изотропного типа по отношению к указанному центру. Поэтому координаты позиционирования конкретного объекта целесообразно определять при этом уже лишь координатой его центра по соответствующему радиусу и можно не учитывать угол α , определяющий направление данного радиуса по отношению, например, к горизонтальному. Предельными по углу проецирования являются конечные по диагоналям точки раstra. Искажения по уровню сигнала соответственно в данных точках являются максимальными и определяются, как было показано, с использованием угла поля зрения оптической системы φ_{os} . Искажения в других

участках растра имеют относительно меньшую величину в зависимости от их относительного по радиусу удаления от центра растра. Определим расстояние от центра светочувствительной поверхности до предельной по диагонали точки растра:

$$r'_d = 4R' \cdot \varphi_0 = R' \cdot \varphi_{\Sigma 0} = \sqrt{(x'_d)^2 + (y'_d)^2}. \quad \text{Если же расстояние до центра}$$

контролируемого объекта составляет в данном случае величину

$$r'_c = 4R' \cdot \varphi_{0c} = R' \cdot \varphi_{\Sigma 0c} = \sqrt{(x'_c)^2 + (y'_c)^2}, \text{ то отношение}$$

$$\beta = \frac{r'_c}{r'_d} = \frac{\varphi_0}{\varphi_{0c}} = \frac{\varphi_{0\Sigma c}}{\varphi_{0\Sigma}} = \frac{\sqrt{(x'_c)^2 + (y'_c)^2}}{\sqrt{(x'_d)^2 + (y'_d)^2}}. \quad (1.35)$$

определяет изменение условий проецирования конкретного объекта в его центре по площади по отношению к предельной точке растра по диагонали.

В соответствии с расчётными результатами, представленными на рис. 1.14, минимальный уровень мультипликативных амплитудных искажений оптического отображения видеоинформации в пространство кадра при телевизионном контроле объектов соответствует варианту проецирования объекта в центр экрана. Вплоть до углового размера объектов $\approx 10^\circ$ уровень перепада освещённости в пределах подобного объекта не превышает величину в 1%. В диапазоне углов проецирования оптической системы $> 55^\circ$ имеет место резкое увеличение крутизны спада функции изменения угла оптического отображения в пределах кадра, что отражается увеличением уровня вносимых по радиальным направлениям в пространстве растра амплитудным искажениям сформированного ТВ сигнала. При углах проецирования по радиальному направлению в пространстве растра, например, $> 45^\circ$ перепад освещённости в пределах объекта в $\sim 5^\circ$ начинает превышать 3%. Имеет место и соответствующее изменение амплитуды сформированного ТВ сигнала.

Разработанная дискретно-ступенчатая методика анализа и полученные результаты в основном справедливы для ортогонального последовательного проецирования объектов, имеющих в пределах растра относительно небольшие

угловые ($< 10^\circ$) и, следовательно, вертикальные и горизонтальные размеры x_0, y_0 . Однако полученные результаты в основном справедливы и для объектов значительного углового размера. В конечном итоге, любой контролируемый реальный объект может быть с достаточной для поставленной цели точностью аппроксимирован в пределах “видимой по направлению видеоконтроля” поверхности конечной (минимально возможным числом) последовательностью смежных, эквивалентных по форме и минимальных по размеру, например, квадратных участков. В связи с минимизацией размера уровень электромагнитного излучения, отражённого от каждого из таких участков поверхности контролируемого объекта, является практически постоянной величиной. Приблизительно, постоянной величиной в данном случае является и уровень сформированного в пределах данного участка сигнала изображения. С учётом полученных данных угловые размеры каждого из таких участков не должны превышать $\sim 2^\circ$.

Если ограничивать, в связи с действием различных факторов (паразитная, неравномерная по фону, засветка светочувствительной поверхности в датчике ТВ сигнала, распределённые в пределах светочувствительной поверхности датчика ТВ сигнала низкочастотные пространственные искажения, нелинейные в видеотракте низкочастотные помехи и т.д.) предельно возможный по минимуму уровень чёрного, то возникает сопутствующее увеличению угловых координат падение контрастности соответствующих деталей изображения при видеоконтроле. Рассмотренное падение контрастности существенно усугубляется при телевизионном контроле весьма удалённых объектов, когда минимальный уровень чёрного дополнительно задаётся, и даже в основном, фоновым рассеянием в среде между контролируемым объектом и датчиком сигнала изображения. Общий нелинейный характер изменений фона и уровня телевизионного сигнала изображения, который имеет место в зависимости от угловых координат в пространстве кадра и от влияния указанных выше искажений, ограничивает в реальных системах точность локального в пространстве кадра контроля фона и уровня сигнала изображений.

Представленные выше результаты позволяют во многих случаях оптимизировать решение такой задачи [10].

На рис. 1.16 приведена амплитудно-пространственная характеристика реального ДТВС типа КРС300ВН совместно с объективом «Computar», обеспечивающим с данным ДТВС угол обзора около 70° по диагонали. Можно видеть, что применяется коррекция в вертикальном направлении, в то время как в направлении по строке коррекция отсутствует. В вертикальном направлении можно заметить некоторую избыточность коррекции, видимо, она рассчитана на использование более широкоугольных объективов.

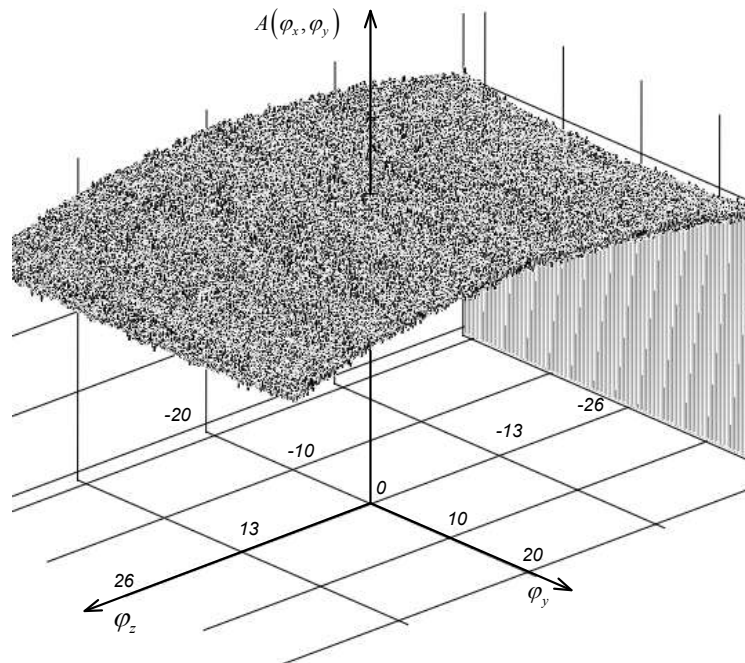


Рис. 1.16. Амплитудно-пространственная характеристика ДТВС.

Углы φ_x φ_y выражены в градусах.

Для большей наглядности ниже, на рис. 1.17, приведено сечение амплитудно-пространственной характеристики ДТВС в горизонтальной плоскости в области центра экрана по вертикали. Характеристики получены по методу [11].

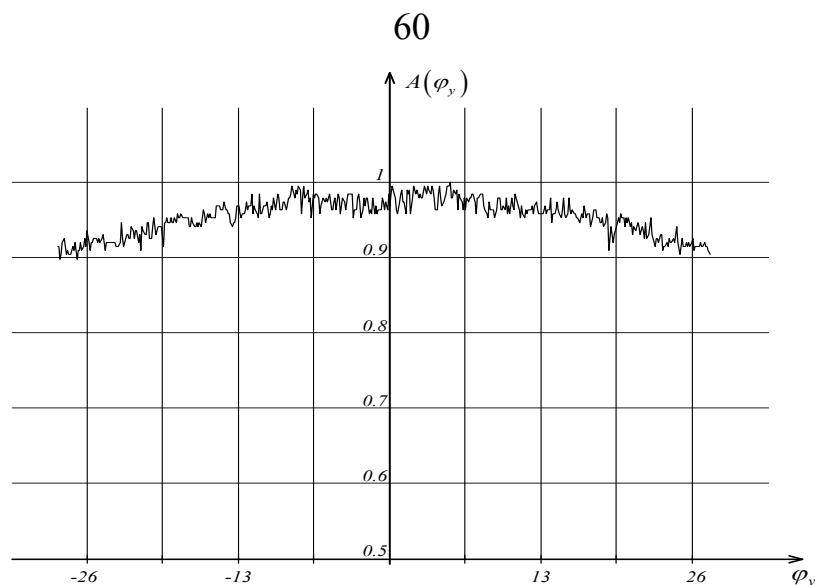


Рис 1.17. Сечение амплитудно-пространственной характеристики в горизонтальной плоскости.

На рис. 1.17 можно видеть падение уровня сигнала при угле в 26° до относительного уровня около 0,95 (учитывая неидеальность нормировки из-за влияния шумов), что достаточно точно соответствует расчетным значениям на графике рис. 1.14.

1.5 Специфика оценки пространственных характеристик сигналов изображений в системах телевизионного контроля объектов

Относительные изменения пространственной структуры в пределах отдельного кадра позволяют выделять видеоинформационные параметры (признаки) отдельных элементов ТВ изображений, подвергать их оценке, сравнивать полученные при этом результаты с накопленной базой данных и в конечном итоге идентифицировать объекты не только в условиях простейшего визуального контроля, но и в автоматическом режиме функционирования системы телевизионного контроля. Основным преимуществом последнего варианта является устранение влияния на результат оценки субъективных характеристик оператора, выполняющего текущий визуальный видеоконтроль. Полный массив элементов в каждом кадре отражает при этом пространственную внутрикадровую структуру ТВ изображений, а в

последовательности кадров ТВ сигнала представлены изменения изображений во времени, т.е. текущие изменения их пространственной структуры.

Эффективное решение задачи автоматизированного видеоконтроля невозможно без последовательного учёта условий работы соответствующей системы в конкретном видеоинформационном пространстве, специфики искажений, вносимых при выполнении всего комплекса операций формирования и преобразования (линейного и нелинейного), соответствующего, например, ТВ сигнала. Сопутствующие искажениям изменения пространственного спектра и информационных параметров контролируемых объектов могут приводить в реальных условиях к нарушениям идентификации объектов. В связи с этим необходимо выявить специфику появления искажений пространственной структуры изображений, которые возникают в системах наземного ТВ контроля, и учесть их влияние на общие параметры и структуру пространственного спектра контролируемых объектов,

Если известна в прямоугольной системе координат функция, отражающая распределение мощности электромагнитного излучения от объектов $q(x, y, z, \lambda)$, то операция селекции видеоинформационного сигнала, соответствующего заданному диапазону длин волн, определяется зависимостью чувствительности системы наземного ТВ контроля удалённых объектов от длины волны, т.е. по направлению λ . Форма соответствующей функции $f(\lambda)$ в реальных системах определяется последовательным действием спектральных характеристик промежуточной, между объектом и ТВ камерой, среды, элементов оптической системы и цветофильтров (зональных по направлению λ фильтров). В условиях параллельного анализа зональных составляющих от общего воздействия такая функция общей спектральной чувствительности системы может быть представлена в виде соотношения:

$$f(\lambda) = \sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot f_i(\lambda), \quad (1.36)$$

где $f_i(\lambda)$ - характеристика зональной чувствительности отдельного параллельного канала системы видеоконтроля. Тогда общий интегральный телевизионный сигнал $q_0(x,y,z,\lambda)$ или его отдельные (интегрального или дифференциального типа) составляющие в таком случае могут быть сформированы за счет алгебраического суммирования зональных составляющих (сигналов изображения) $q_i(x,y,z,\lambda)$ дискретного типа:

$$\begin{aligned} q_0(x,y,z,t) &= \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot q(x,y,z,t,\lambda) d\lambda = \int_0^{\infty} \sum_{i=1}^n \alpha_i f_i(\lambda) \cdot q(x,y,z,t,\lambda) d\lambda = \\ &= \sum_{i=1}^n q_i(x,y,z,t) \end{aligned} \quad (1.37)$$

За счет относительной взаимной весовой обработки зональных составляющих могут быть также оптимизированы характеристики их селекции.

Пространственно-временной спектр сигнала $q_0(x,y,z,\lambda)$ определяется в соответствии с преобразованием Фурье:

$$Q_0(\omega_x, \omega_y, \omega_z, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} q_0(x,y,z,t) \cdot \exp(-j\omega_x x + j\omega_y y + j\omega_z z + j\omega t) dx dy dz dt, \quad (1.38)$$

где $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ – пространственные частоты (пер / градус), ω – частота изменений во времени. Любая, в текущем времени, мгновенная выборка общего интегрального сигнала $q_0(x,y,z,\lambda)$, т.е. его отсчёт во времени при $t = t_i$, отражается в частотной области уже лишь трёхмерным пространственным спектром.

При ортогональном видеоконтроле обычно имеет место фронтальное позиционирование ТВ камеры по отношению к наблюдаемым объектам. Телевизионная камера устанавливается в таком случае на высоте, значение которой чаще всего обеспечивает симметрирование положения камеры по отношению к наиболее важным из объектов, распределённых в контролируемом пространстве. При этом оптическое отображение контролируемого пространства в плоскость светочувствительной поверхности

датчика ТВ сигнала реализуется с соответствующими преобразованиями координат реального пространства. За счёт относительного фронтального симметрирования положения датчика в данном случае может несколько упрощаться структура многомерного спектра, соответствующая совокупности наиболее значимых для видеоконтроля объектов. При этом в общей структуре преобразованного спектра за счёт симметрирования положения контролируемого объекта по отношению к оптической оси чаще всего имеет место весовое увеличение доли пространственных косинусных составляющих по отношению к исходному спектру $Q_0(\omega_x, \omega_y, \omega_z, \omega)$. В условиях, когда оптическая система установлена стационарно, т.е. не изменяет во времени своего положения и положения поверхности фокусировки, то имеет место зависимость характеристики пространственного фильтра, соответствующего действию оптической системы от расстояния между оптической системой и контролируемым объектом. Специфику оптического отображения с изменением пространственного масштаба проекции объекта целесообразно рассматривать с учётом его позиционирования в контролируемом пространстве по отношению к точкам контролируемой области, совокупность которых (оптическая ось) реально проецируется, например, в центр светочувствительной поверхности датчика сигнала изображения. Анализ целесообразно выполнить с использованием условных понятий центров оптической системы, светочувствительной поверхности преобразователя свет-сигнал, контролируемого объекта. Координаты позиционирования деталей (участков), контролируемых в пространстве наблюдения объектов в пределах телесного угла видеоконтроля, будем оценивать с ограниченной точностью в радиальном направлении и по глубине, в соответствии с их реальным положением в пределах соответствующих плоскостей, например, ортогональных по отношению к оптической оси. При этом центром проекции контролируемого объекта, в пределах соответствующей области изменения в пространстве угла проецирования, будем считать точку, в которой пересекаются, например, ортогональные линии, разделяющие в проекции

объекта на плоскость, параллельную светочувствительной поверхности, её общую площадь на две равные половине части .

Чаще всего положение центра поверхности фокусировки оптической системы совмещают с центром светочувствительной поверхности и с наиболее важным из контролируемых объектов или устанавливают в среднее положение по отношению к их распределению в пространстве видеоконтроля. Оптическое отображение в пределы светочувствительной поверхности (плоскость $\bar{x}\bar{0}\bar{y}$) датчика ТВ сигнала точек (или участков, или элементов) объектов, сопряженных с поверхностью фокусировки, реализуется в соответствии с изменениями двумерной функцией распределения освещённости в пределах функции “кружка рассеяния” оптической системы (другими словами, с её импульсной характеристикой как входного фильтра нижних пространственных частот). Фактически такая пространственная импульсная характеристика (ПИХ) отражает собой результат оптического отображения из пространства видеоконтроля идеализированного точечного воздействия вида дельта-функции:

$$\delta(x - x_V, y - y_V, z - z_V, \lambda - \lambda_V) = \delta(x - x_V) \cdot \delta(y - y_V) \cdot \delta(z - z_V) \cdot \delta(\lambda - \lambda_V) \cdot \delta(t - t_V)$$

соответственно, с координатами локализации x_V, y_V, z_V, λ_V , в пространство светочувствительной поверхности. С изменением координат локализации дельта функции в пространстве видеоконтроля изменяются параметры формы и преобразованные при отображении координаты локализации $\bar{x}_{VP}, \bar{y}_{VP}$ характеристики $G_{OS}(\bar{x} - \bar{x}_{VP}, \bar{y} - \bar{y}_{VP}, x_V, y_V, z_V, \lambda_V, t_V)$ в пределах светочувствительной поверхности (плоскости). При этом координаты локализации x_V, y_V, z_V, λ_V в пространстве видеоконтроля определяют амплитуду и форму импульсной характеристики, а центр поверхности фокусировки отображается в центр светочувствительной поверхности датчика ТВ сигнала. Совместим начало координат в пространстве видеоконтроля с точкой пересечения оптической оси и поверхности фокусировки, а начало координат

плоскости $\bar{x}\bar{0}\bar{y}$ с центром светочувствительной поверхности датчика ТВ сигнала. Тогда оптическое отображение точек пространства видеоконтроля в пределы светочувствительной поверхности датчика ТВ сигнала реализуется в условиях ортогонального контроля в соответствии с иллюстрационным рис. 1.18

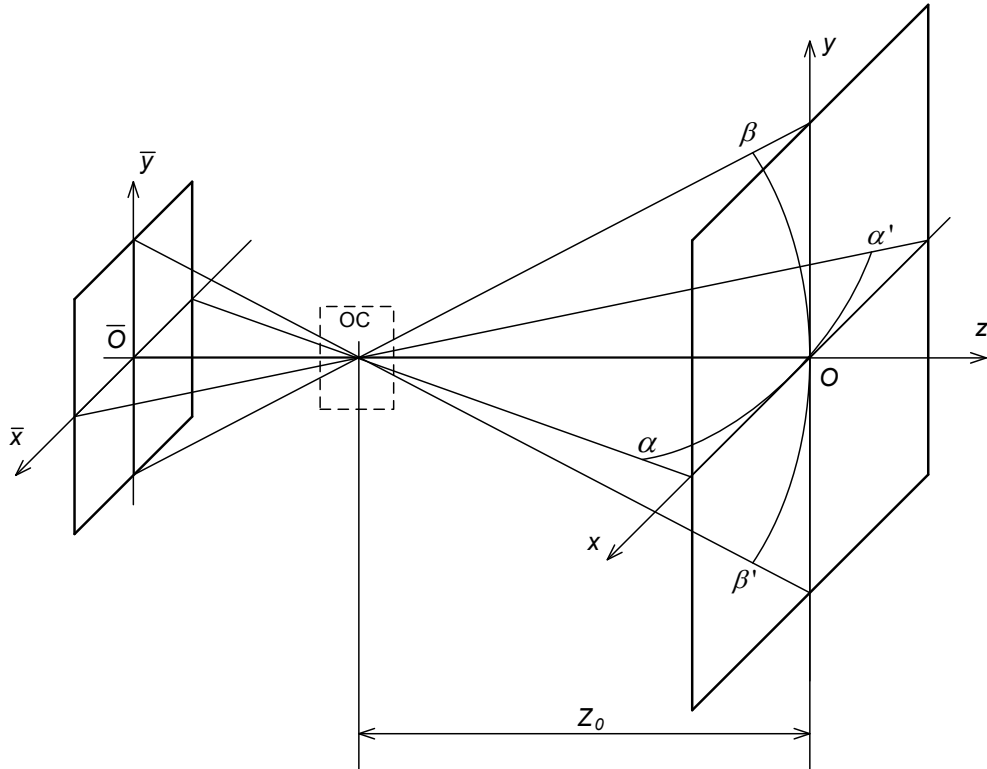


Рис.1.18. Ортогональное отображение элементов пространства видеоконтроля в пределы светочувствительной поверхности датчика ТВ сигнала.

Представим характеристику оптического отображения точек пространства видеоконтроля в пределы светочувствительной поверхности в виде произведения амплитудного множителя на относительную (нормированную по амплитудному множителю) функцию ПИХ:

$$G_{OS}(\bar{x}-\bar{x}_{VP}, \bar{y}-\bar{y}_{VP}, x_V, y_V, z_V, \lambda_V, t_V) = A_{OS}(x_V, y_V, z_V, \lambda_V, t_V) \times G_{OS0}(\bar{x}-\bar{x}_{VP}, \bar{y}-\bar{y}_{VP}, x_V, y_V, z_V, \lambda_V, t_V) \quad (1.39)$$

С учётом соотношения (1.39), амплитуда и форма функции ПИХ и, следовательно, объём, зависят от длины волны, перестройки параметров

оптической системы во времени и от изменений координат контролируемого элемента в пространстве видеоконтроля. Фактически пропорционально объёму ПИХ изменяется уровень ТВ сигнала при передаче составляющих изображений, которым соответствует при отображении в пределы светочувствительной поверхности относительно низкочастотный пространственный спектр. Такие составляющие многократно превышают ПИХ по протяжённости в пространстве раstra. Низкоградиентные, по отношению к протяжённости реальных ПИХ, изменения её объёма по пространству раstra отражаются (как результат интегрирования в пространстве светочувствительной поверхности смежных ПИХ) возникновением сопутствующих неравномерностей фона и уровня (искажений, соответственно, аддитивного и мультипликативного типа) в структуре синтезированных ТВ изображений.

Форма ПИХ может быть анизотропной и изотропной в пространстве светочувствительной поверхности и определяет синтез всех элементов структуры изображений, в том числе, и синтез элементов структуры ТВ изображений, сравнимых по эквивалентной протяжённости с ПИХ, т.е. мелких, по направлениям внутрикадрового пространства, деталей его структуры. В связи с последним, важно конкретизировать и оценивать данный параметр ПИХ в реальных системах видеоконтроля. С учётом специфики изменений формы целесообразно использовать следующий вариант приближённой его оценки:

1. Вычисляют функции модуля первой и более высокого порядка производных от формы одномерного сечения ПИХ по данному направлению;

2. Полученную по п. 1 функцию первой производной разделяют, с учётом специфики изменений уровня производных более высокого порядка в пределах амплитудного диапазона (местоположения точек максимумов, нулей, перегиба), на элементарные смежные участки, отличающиеся друг от друга в её общей структуре по параметрам изменения в их пределах формы и протяжённости;

3. Форму сечения ПИХ по данному направлению разделяют на участки, соответствующие результату п. 2 и вычисляют площадь каждого из таких участков;

4. С учетом полученных в п. 2 значений производных, а также сохранения площади и амплитуды участков, осуществляют последовательную (по смежным участкам) ступенчатую аппроксимацию формы сечения ПИХ и определяют протяжённость (по оси абсцисс) каждой из ступеней;

5. С использованием всех полученных значений протяжённости определяют эквивалентные протяжённость и амплитуду ступенчатой аппроксимации сечения ПИХ данной формы в соответствии с выражениями:

$$L_{E0} = \sum_{i=1}^n \frac{S_i}{S_0} l_i = \frac{S_1}{S_0} l_1 + \frac{S_2}{S_0} l_2 + \frac{S_3}{S_0} l_3 + \dots + \frac{S_n}{S_0} l_n; \quad h_{E0} = \frac{S_0}{L_{E0}}, \quad (1.40)$$

где S_0 – общая площадь сечения; L_{E0} – эквивалентная протяжённость контролируемой ПИХ; $l_1, l_2, l_3, \dots, l_i, \dots, l_n$ – протяжённости отдельных участков аппроксимации контролируемого сечения.

Согласно п. 1-5, могут быть также определены эквивалентные протяжённости пространственных сечений ПИХ по всей их совокупности и, следовательно, выявлена специфика изменений данного параметра в зависимости от угла конкретного сечения ПИХ в пространстве светочувствительной поверхности. Чем меньше эквивалентная протяжённость сечения импульсной характеристики, тем выше граничная пространственная частота спектра изображений, отображаемых по данному направлению через оптическую систему на светочувствительную поверхность. Соответственно, имеет место увеличение качества передачи мелких деталей в структуре изображений.

На рис. 1.19 представлен возможный вариант сечения импульсной характеристики (график 1).

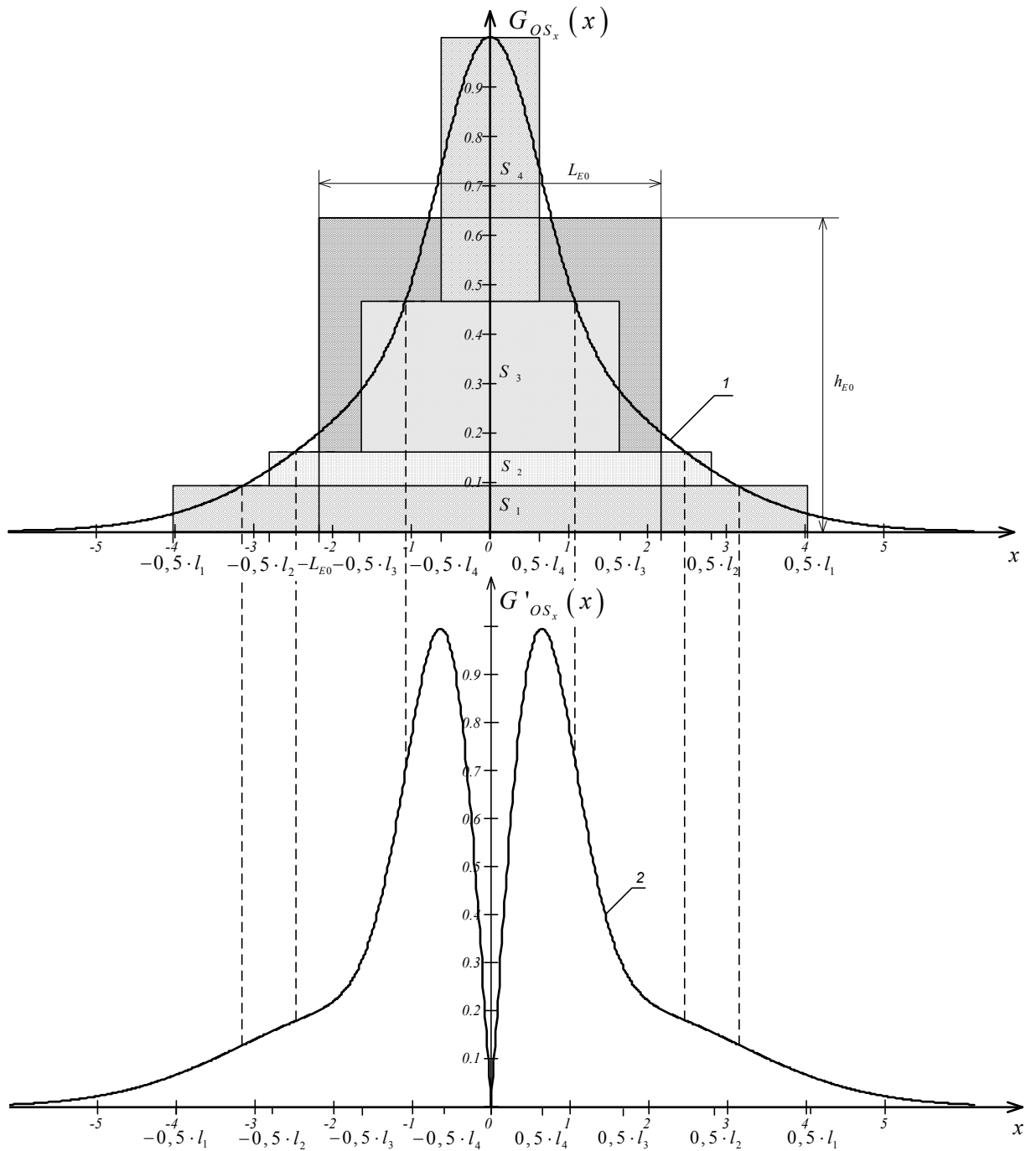


Рис.1.19. Вариант функции ПИХ (1) и модуля её первой производной (2)

В соответствии с алгоритмом, рассмотренным в п.п.1-5, реализована ступенчатая аппроксимация данной функции по четырём характерным участкам, первый из которых имеет площадь S_1 , второй – S_2 , третий – S_3 и четвёртый – S_4 , а общая площадь сечения ПИХ – $G_{0X}(x)$ определяется суммой площадей участков аппроксимации $S_0 = S_1 + S_2 + S_3 + S_4$. С использованием соотношений (1.40) вычислены параметры эквивалентной протяжённости L_{E0} данного сечения и высоты аппроксимирующей сечение ПИХ ступенчатой

функции h_{E0} , величины которых показаны на рис. 1.19. Вычисленная по разработанному алгоритму ступенчатая аппроксимация учитывает и площадь, и специфику формы функции сечения ПИХ, представленной на рис. 1.19.

Контроль формы ПИХ оптической системы можно реализовать на основе разработанного в лаборатории Цифровой обработки телевизионных сигналов метода с использованием датчиков на ПЗС с большим разрешением [11]. Преимуществом такого метода является возможность вычислительным путём, по виду одномерной импульсной характеристики, получить соответствующую пространственную частотную характеристику оптической системы как фильтра нижних пространственных частот. Для получения пространственной формы импульсной характеристики по большому числу направлений в пространстве при этом может быть использованы, при фиксированном положении оптической системы, круговые согласованные перемещения раstra светочувствительных элементов ПЗС и испытательного воздействия. Следует, однако, отметить, что испытательный сигнал в данном случае должен иметь достаточно большую протяжённость по направлению, ортогональному направлению анализа. Использование специальной интегральной обработки по ортогональному направлению позволяет в таком случае получить, при выполнении вычислений, достаточно точный результат дискретизации по выбранному направлению пространственной частотной характеристики оптического отображения пространства видеоконтроля на светочувствительную поверхность датчика ТВ сигнала. При увеличении числа направлений анализа может с достаточной для практики точностью вычисляться с применением интерполяционной обработки и общая (по любому из направлений в пространстве кадра) форма пространственной частотной характеристики данной оптической системы. Если обеспечивается достаточно высокая крутизна среза результирующей пространственной частотной характеристики, то по всем направлениям в пространстве раstra реализуется эффективное подавление высоких пространственных частот в спектре изображения объектов видеоконтроля. Последнее препятствует, или, по

крайней мере, снижает уровень искажений дискретизации текущих ТВ изображений, возникающих из-за биений указанных составляющих с пространственными частотами (гармониками), отражающими характеристику пространственного спектра структуры дискретизации входного изображения в пределах матрицы светочувствительных элементов ПЗС [1, 12, 13, 82]

При использовании разработанного метода может быть также реализована и приближённая параллельная оценка формы импульсной характеристики по четырём направлениям пространстве раstra: вертикальное, горизонтальное направления, под 45 и 135 градусов по отношению к горизонтальному направлению. Наиболее точно форма импульсной характеристики оценивается в таком случае по горизонтальному и вертикальному направлениям, что связано с использованием ортогональной структуры дискретизации сигнала изображения на выходе оптической системы светочувствительными элементами матрицы ПЗС. Расстояние между светочувствительными элементами по горизонтальному и вертикальному направлениям в такой структуре имеет наименьшую величину. В направлениях под 45 и 135 градусов расстояние увеличивается в $\sqrt{2}$ раз. По другим же направлениям в данном случае нет выраженного порядка периодического следования элементов.

Недостатком использования ПЗС с большим разрешением для контроля ПИХ является при их функционировании воздействие неэффективности переноса зарядовых пакетов, которая возрастает и с увеличением и числа светочувствительных элементов и скорости переноса зарядовых пакетов по любому из направлений в пространстве матрицы. Однако существуют возможности по относительному учёту влияния неэффективности за счёт изменений, при прочих равных условиях проведения оценки, лишь числа, например, переносов. Тогда относительная разность в результатах измерений связана лишь с влиянием неэффективности, что позволяет, в конечном итоге, конкретизировать процедуру коррекции искажений результата и для общего случая. При создании же специального устройства для оценки ПИХ следует для

уменьшения влияния неэффективности, наряду с увеличением числа элементов матрицы ПЗС, снижать скорость переносов.

Рассмотрим воздействие различных факторов на результат оценки ПИХ.

В реальных условиях на вход оптической системы может поступать электромагнитное излучение от пространства видеоконтроля в относительно широком диапазоне изменений координат контролируемых объектов и длин волн. Спектральная характеристика оптической системы влияет на амплитуду импульсной характеристики и, следовательно, на чувствительность видеоконтроля при изменениях диапазона длин волн отображаемого электромагнитного излучения

Если же в общей оптической системе реализована зональная, по длинам волн, селекция то каждому i -му из селектируемых диапазонов будет соответствовать частный случай (по параметрам формы и амплитуде) ПИХ.

$$G_{OSi}(\bar{x} - \bar{x}_{VP}, \bar{y} - \bar{y}_{VP}, x_V, y_V, z_V, t_V) = \int_0^{\infty} f_i(\lambda_V) A_{OS}(x_V, y_V, z_V, \lambda_V, t_V) \cdot G_{OS0}(\bar{x} - \bar{x}_{VP}, \bar{y} - \bar{y}_{VP}, x_V, y_V, z_V, \lambda_V, t_V) d\lambda_V \quad (1.41)$$

Увеличение диапазона длин волн обычно, по отношению к вариантам с применением фиксированной длины волны или узкополосной селекции, обуславливает, согласно (1.41), возрастание чувствительности при видеоконтроле из-за большей степени усреднения формы действующей импульсной характеристики по данному направлению, в пределах данного диапазона. Однако с увеличением диапазона длин волн, из-за усреднения, чаще всего возрастает влияние хроматической аберрации, что, в конечном итоге, приводит к увеличению эквивалентной протяжённости импульсной характеристики.

Таким образом, параметры формы импульсной характеристики, соответствующей фиксированной точке в пространстве видеоконтроля, зависит и от спектрального состава электромагнитного излучения от данной, оптически отображаемой на светочувствительную поверхность, точки.

В случае, когда параметры оптической системы зависят от времени, то возможно аналогичное (1.41) интегральное преобразование параметров формы импульсной характеристики, но уже не по диапазону длин волн, а в пределах заданных интервалов текущего времени при оптическом отображении пространства видеоконтроля.

Следует учитывать и существенное объективное снижение амплитуды импульсной характеристики в периферийных участках раstra на светочувствительной поверхности при значительных углах проецирования, вызванное, даже при идеально ортогональном варианте установки телевизионной камеры по отношению к распределению объектов по пространству видеоконтроля, уменьшением реального угла отображения любых точек контролируемого пространства на светочувствительную поверхность с их удалением (по радиусу) от центра раstra. Реально указанное снижение определяется расстоянием между осью оптической системы и контролируемой точкой. Именно с этим связано появление искажений фона и уровня сигналов изображений в системах видеоконтроля [10]. Если, например, $q_1(x, y, z, t) = q_0 + q_{\text{var}}(x, y, z, t)$ - оптически отображаемый зональный сигнал изображения, q_0 - его средняя составляющая, а $\alpha(\bar{x}, \bar{y})$ - функция, отражающая реальные изменения амплитуды ПИХ в пределах светочувствительной поверхности, то в указанных пределах получим сигнал изображения:

$$\vec{q}_1(x, y, t) = q_0 \cdot \alpha(x, y) + \vec{q}_{1\text{var}}(x, y, t) \cdot \alpha(x, y) \quad (1.42)$$

Первая составляющая в соотношении (1.42) отражает появление искажений проецированного сигнала изображений в виде неравномерности фона, а вторая – в виде неравномерности уровня. Соответственно действие данного фактора в целом приводит в общем случае к обогащению пространственного спектра сигналов изображений и может снижать достижимую степень его сжатия.

Важным параметром, влияющим на импульсную характеристику оптической системы, является в пространстве видеоконтроля расстояния по оси Oz между ортогональными оптической оси плоскостями, включающими отображаемую точку и точку пересечения плоскости фокусировки с оптической осью (начало координат в пространстве видеоконтроля). Соответственно увеличение значения координаты точки по оси Oz приводит к увеличению протяжённости ПИХ. При изменениях, в случае отображения точки из пространства видеоконтроля на светочувствительную поверхность данного расстояния по отношению к величине, обеспечивающей её нахождение в пределах центра поверхности фокусировки, обычно имеет место увеличение эквивалентной протяжённости импульсной характеристики. В частности, показанная на рис. 1.19 поверхность фокусировки, приблизительно имеет форму поверхности шара радиуса $r = Z_0$, что иллюстрировано участками линий $\alpha - \alpha'$ и $\beta - \beta'$ окружностей его вертикального и горизонтального сечений. Отображение в данном случае периферийных (по радиальном направлению от центра) точек такой поверхности в соответствующие участки плоскости светочувствительной поверхности без увеличения эквивалентной протяжённости ПИХ затруднено из-за возникновения aberrаций в оптических системах. Плоская форма светочувствительной поверхности усугубляет действие aberrаций. Поэтому оптическое отображение точек плоскости, ортогональной оптической оси (плоскости, параллельной светочувствительной поверхности) и проходящей в пространстве видеоконтроля через центр поверхности фокусировки на светочувствительную поверхность, обычно реализуется с еще большим увеличением эквивалентной протяжённости импульсной характеристики. Допустимые пределы увеличения эквивалентной протяжённости ПИХ в зависимости от координат объектов видеоконтроля по оси собственно и определяют глубину резкости изображений при использовании данной оптической системы, которая обычно снижается с удалением (по радиусу) от центра светочувствительной поверхности.

В соответствии с полученными в данной работе соотношениями и результатами анализа, для систем ТВ контроля объектов характерно относительно большое число параметров, оказывающих существенное влияние на результаты реальной оценки пространственных характеристик сигналов изображений в системах телевизионного контроля объектов. Поэтому проведение измерений, например, одномерных сечений пространственных частотных характеристик оптических систем и систем телевизионного контроля объектов, в целом, следует осуществлять с таким условием, чтобы были полностью конкретизированы (или фиксированы) все параметры измерительного воздействия по другим (ортогональным) направлениям пространства видеоконтроля, изменения воздействий в пределах которых могут существенно влиять на полученные при этом результаты.

1.6. Выводы

1. Величины параметров и характеристики современных ДТВС должны конкретизироваться с фиксацией реальных условий видеоконтроля и с учетом всей совокупности нелинейных и линейных преобразований пространственно-временной и цветовой структуры входного видеоинформационного воздействия в процессе формирования соответствующего ТВС. Следует, в частности, обратить особое внимание на выявление зависимости параметров от изменения положения объекта в области видеоконтроля и, соответственно, в пределах раstra, от уровня и спектрального состава освещённости, от контрастности сигнала независимого объекта по отношению к фону и др., что определит, в конечном итоге, возможности эффективной идентификации каждой конкретной ситуации, возникшей в области ВК.

2. В СКБО целесообразно применять специальную гамма-коррекцию, целью которой является выделение малоконтрастных объектов относительно фона в конкретных участках области ВК. При этом на других уровнях яркости получается пониженное число градаций, а относительная амплитуда

соответствующих составляющих ТВС возрастает. Последнее обуславливает увеличение чёткости видеоконтроля малоконтрастных объектов в условиях архивирования текущей видеоинформации с предварительным сжатием спектра сигналов изображений.

3. При внутрикадровой обработке изображений в СКБО, как правило, применяются методы контрастирования и выделения структурных элементов изображений. Учитывая специфику современных СКБО, где одним видеосервером обрабатываются сигналы нескольких источников ТВС, следует рекомендовать сочетание линейных методов контрастирования и выделения структурных элементов на основе ортогональной интегрально-дифференциальной обработки с последующей пороговой оценкой. Указанные рекомендации способствуют получению минимальной вычислительной сложности обработки.

4. Недостатком существующих методов контроля пространственных частотных характеристик ДТВС являются интегральные искажения результатов, обусловленные влиянием мультипликативных искажений испытательного сигнала и ограничением его протяжённости в пространстве раstra.

5. Преимуществами разработанного метода контроля пространственных характеристик преобразователей свет-сигнал являются возможности контроля их анизотропии по направлениям внутрикадрового пространства (данный метод позволяет получать различные сечения четырехмерных сквозной ПИХ и ЧКХ ДТВС) и независимой оценки характеристик его оптической и электрической частей. При этом измерение следует осуществлять на частотах (пространственных и временных), удовлетворяющих условию теоремы о дискретизации. В вертикальном направлении эти частоты ограничиваются числом ТВЛ – 576 (480) для используемых стандартов разложения а в горизонтальном направлении – параметрами используемого устройства АЦП.

6. Сопутствующие мультипликативным искажениям структуры ТВС изменения пространственного спектра и информационных параметров

контролируемых объектов могут приводить в реальных условиях к нарушениям идентификации объектов. В связи с этим необходимо выявить специфику появления искажений пространственной структуры изображений, которые возникают в СКБО, и учесть их влияние на общие параметры и структуру пространственного спектра контролируемых объектов,

7. Полученные (в разделе 1.4) диссертации выражения для вычисления величины мультипликативных искажений в пространстве кадра в зависимости от угла отклонения объекта ВК от оптической оси ДТВС позволяют отказаться от постоянной аппаратной коррекции указанных искажений в ДТВС в пользу адаптивной коррекции на основе полученного результата, что приведет к минимальной величине мультипликативных искажений указанного типа (не более 1%), в том числе и при применении ОС с различным фокусным расстоянием, а также вариофокальных ОС.

8. Введенный в данной работе параметр «эквивалентная площади сечения ПИХ» позволяет адекватно описывать пространственные характеристики ДТВС и рекомендуется вследствие этого как один из параметров, приводимых в спецификации ДТВС.

2. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СЕЛЕКЦИИ НАРУШЕНИЙ ДЛЯ СИСТЕМ КОМПЛЕКСНОГО КОНТРОЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

2.1 Принципы функционирования систем комплексного контроля безопасности объектов.

В системах комплексного контроля безопасности объектов все возрастает количество ДТВС, оно может достигать нескольких сотен в некоторых системах и при этом, в основном, контроль ведется оператором. Видеоконтроль такого количества датчиков сложен сам по себе, тем более, очевидно, практически невозможно или нерационально использовать на посту видеонаблюдения в таких случаях соответствующее количеству ДТВС число ВКУ. Для этого обычно применяют видеокоммутаторы, мультиплексоры, коммутационные матрицы и подобное оборудование, что позволяет уменьшить количество ВКУ посредством организации последовательного вывода изображений на их экраны, вывода нескольких, уменьшенных по масштабу изображений на один экран, вывода на экран изображения выполнении некоторых дополнительных условий (сигнал детектора активности, срабатывание какого-либо датчика и т.п.) или комбинация перечисленных методов. При последовательном видеоконтроле изображений кадры выводятся с полной пространственной разрешающей способностью, что наряду с простотой устройства для реализации относится к достоинствам данного метода.

Последовательный вывод изображений при низкой частоте коммутации может вызвать «пропуск цели» оператором, если контролируемый объект имеет частоты выше половины периода переключения (например, быстрое движение), а при высокой – вызывает повышенную утомляемость оператора и, в конечном итоге, приводит к ошибкам оператора типа «пропуск цели». Последнее является следствием влияния коммутационной помехи – перепада уровня средней яркости изображения при переключении ДТВС – источников

видеоинформации. Рассмотрим это влияние более подробно, поскольку оно является важным фактором, ограничивающим создание СКБО в которых видеоконтроль осуществляется оператором.

2.1.1 Оценка влияния на утомляемость оператора коммутационной помехи при видеоконтроле.

Пусть имеется n ДТВС, коммутируемых с частотой $1/(n \cdot T)$, T -период предъявления изображений от всех ДТВС. Рассмотрим случай, при котором на выходе одного из ДТВС сигнал соответствует уровню белого, а на выходе остальных – уровню черного. Интегральный уровень яркости экрана ВКУ изменяется во времени в этом случае в соответствии с (2.1), временная диаграмма этого изменения приведена на рис. 2.1 для случая $n = 4$, $T = 4$ с.

$$f(t) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} \begin{cases} 1, & 0 \leq \frac{t}{T} - \tau + \frac{1}{2n} < \frac{1}{n} \\ 0 & \end{cases} \quad (2.1)$$

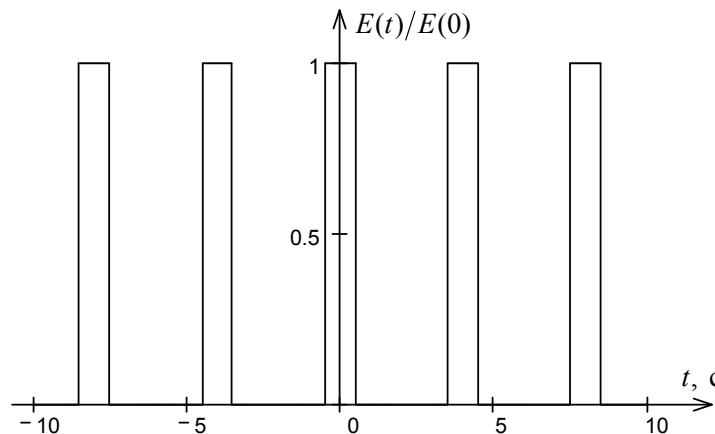


Рис. 2.1 Временное изменение яркости на экране ВКУ

Рассматриваемое выражение является последовательностью униполярных импульсов. Рассчитаем спектр данной последовательности, формула для его вычисления известна из [14], с ее использованием запишем выражение для амплитудного спектра:

$$A(m) = \begin{cases} E_0 \frac{1}{n}, & m = 0 \\ \frac{2 \cdot E_0}{\pi \cdot m} \cdot \left| \sin \left(\frac{\pi m}{n} \right) \right| & m \neq 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

где m – номер гармоники.

Построим график полученного модуля спектра:

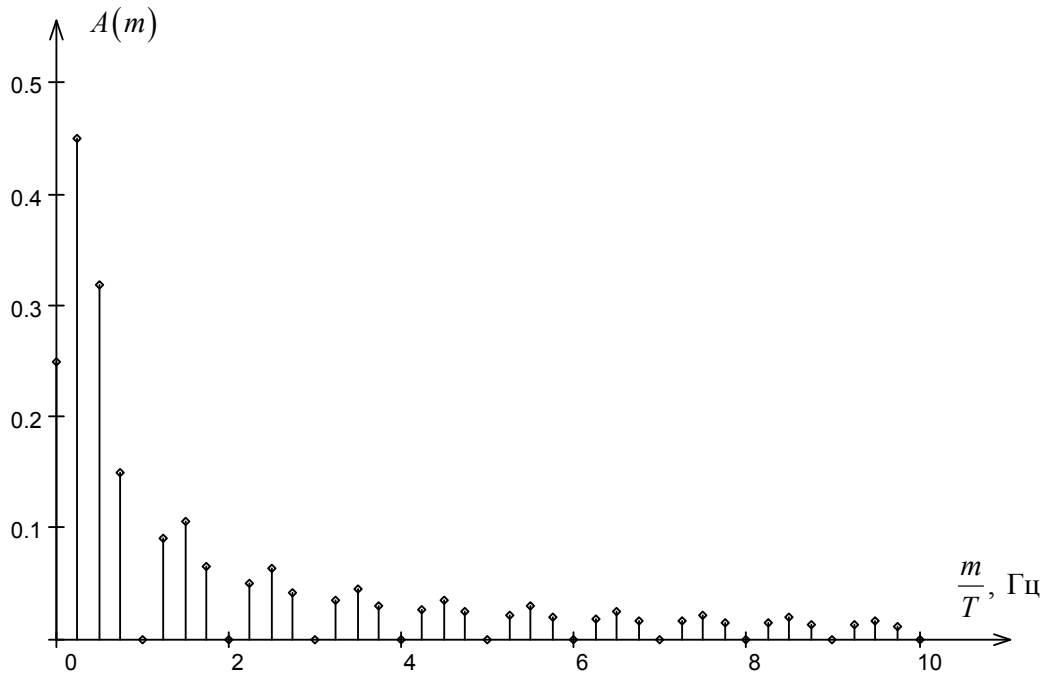


Рис. 2.2. Амплитудный спектр временных изменений яркости ВКУ при коммутации ДТВС

Для устранения эффекта повышенной утомляемости оператора за счет влияния на него коммутационной помехи необходимо согласовать спектр последней с временной частотной характеристикой зрительной системы. Экспериментальная ВЧХ, полученная по данным из [7] приведена на рис. 2.3.

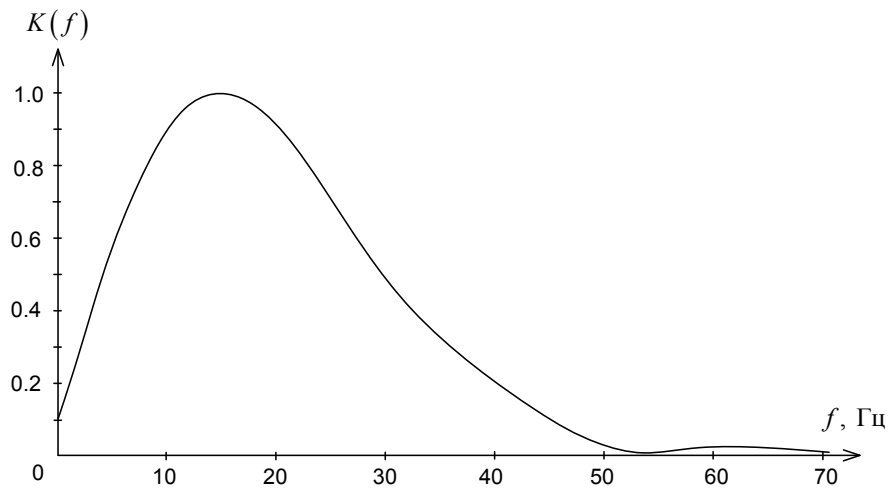


Рис. 2.3. Экспериментальная ВЧХ чувствительности зрительной системы человека.

Рассматриваемая характеристика имеет максимум в области частот около 15 Гц, соответственно, помехи, содержащие в своем спектре составляющие в этой области, наиболее заметны. Из рис. 2.1 следует, что основная часть энергии спектра коммутационной помехи должна быть сосредоточена в области низких временных частот. Найдем максимальную частоту коммутации, при которой еще не возникает эффекта повышенной утомляемости оператора. Для этого зададимся условием: 90 % спектральной плотности мощности коммутационной помехи должны находиться в полосе ниже 5 Гц. Поскольку затруднительно суммировать в бесконечных пределах получаемые по (2.2) гармонические составляющие, а также, учитывая, что ВЧХ зрительной системы практически полностью спадает на частоте 50 Гц, получим:

$$\sum_{i=0}^{5 \cdot T} A(i) \geq 0.9 \cdot \sum_{i=0}^{50 \cdot T} A(i). \quad (2.3)$$

Условие (2.2) выполняется при $T \geq 390$ с при $n = 4$, то есть период предъявления изображения должен быть не менее $T / n = 390 / 4 = 97.5$ с. Следует отметить, что приведенное значение получено без учета формы ВЧХ зрительной системы (за исключением выбора порогового значения). Поскольку кривая ВЧХ зрительной системы является эмпирической и аналитического выражения для ее описания не существует, для получения взвешенной оценки

максимально допустимой частоты коммутации необходимо ввести аппроксимацию ВЧХ. Рассмотрим случай ступенчатой аппроксимации. Разделим область значений, которые принимает по оси ординат аппроксимируемая кривая на равные части, выберем количество частей 10, что позволяет точно передать значение функции при $f = 0$. Разделим аппроксимируемую функцию на части, чтобы каждая из них не содержала одновременно участков возрастания и убывания. Для данной функции получается четыре таких участка, поскольку она имеет три экстремума (экстремум второго лепестка не учитывается, поскольку он не превышает величины ступени разбиения). Поскольку данная функция является модулем АЧХ, она обладает свойством четности и симметричные относительно оси ординат участки могут быть объединены. Получим в результате функции $H_{01}(f)$ и $H_{02}(f)$, причем $H_{01}(f) \cdot H_{02}(f) = H(f)$. Заменяем на каждом отрезке полученные функции прямоугольниками эквивалентной площади. Функция такого прямоугольника записывается следующим образом:

$$H_{01\text{ app}_i} = \frac{1}{n} \text{rect}(2 \cdot f_i), \quad (2.4)$$

где n – число ступеней разбиения, f_i – граничная частота i -го эквивалентного прямоугольника, функцию $\text{rect}(x)$ можно описать следующим образом:

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & x \in \left[-\frac{x}{2}; \frac{x}{2} \right] \\ 0 & \end{cases}. \quad (2.5)$$

С учетом этого, и, переходя к круговой частоте, функция аппроксимации имеет вид:

$$H_{app}(\omega) = 0.1 \cdot (H_{01\ app} - H_{02\ app}),$$

$$\begin{aligned} H_{01\ app}(\omega) = & \text{rect}(625 \cdot \omega) + \text{rect}(525 \cdot \omega) + \text{rect}(478 \cdot \omega) + \text{rect}(432 \cdot \omega) + \\ & + \text{rect}(390 \cdot \omega) + \text{rect}(358 \cdot \omega) + \text{rect}(330 \cdot \omega) + \text{rect}(303 \cdot \omega) + \\ & + \text{rect}(273 \cdot \omega) + \text{rect}(238 \cdot \omega), \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} H_{02\ app} = & \text{rect}(6,2 \cdot \omega) + \text{rect}(21,3 \cdot \omega) + \text{rect}(33,9 \cdot \omega) + \text{rect}(46,4 \cdot \omega) + \\ & + \text{rect}(59 \cdot \omega) + \text{rect}(75,4 \cdot \omega) + \text{rect}(91,7 \cdot \omega) + \text{rect}(116 \cdot \omega) + \text{rect}(146 \cdot \omega). \end{aligned}$$

ВЧХ зрительной системы рис. 2.3 получена для случая полной адаптации и отсутствия движения глаза. Если эти условия не выполняются, то завал в области низких пространственных частот будет отсутствовать. Такая характеристика описывается составляющей $H_{01}(f)$. Графически аппроксимация представлена на рис. 2.4

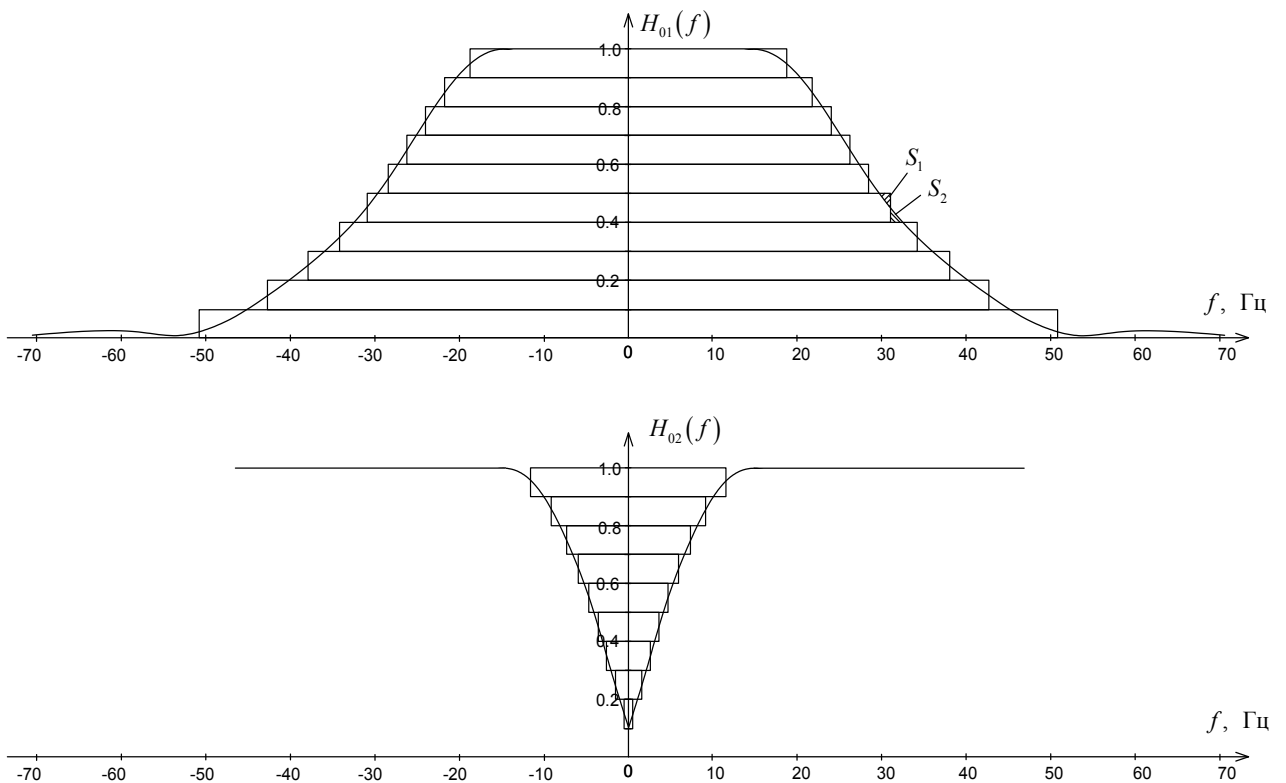


Рис. 2.4. Аппроксимация ВЧХ зрительной системы человека.

За счет выравнивания по площади отдельных ступеней в рассмотренном варианте аппроксимации интегральная погрешность отсутствует, но в погрешность в отдельных точках может быть значительной. Для уменьшения погрешности данного вида можно выполнить свертку функции аппроксимации с прямоугольной функцией уровнем $1/n$, в нашем случае $1/10$, и протяженностью, равной половине средней разности протяженностей соседних ступеней аппроксимирующей функции.

$$H_{app1}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}(a \cdot \omega - x) \cdot H_{app}(\omega) \cdot dx \quad (2.7)$$

В данном случае средняя протяженность прямоугольной функции a составляет 20 рад/с. На рис. 2.5 показана аппроксимированная ВЧХ зрительной системы 1 и сглаженная кривая 1 за счет вычисления свертки по (2.7) (кривая 2).

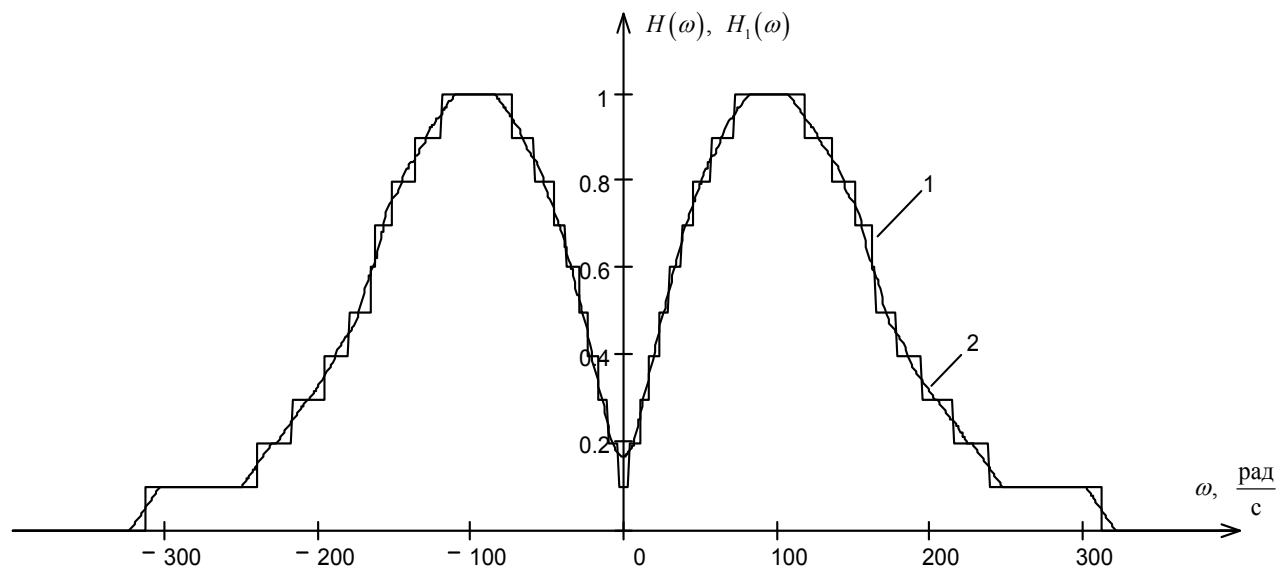


Рис.2.5 Аппроксимированная ВЧХ зрительной системы.

Недостатком рассмотренной операции сглаживания при помощи выполнения свертки является изменение значения функции ВЧХ вблизи нуля. Для его устранения необходимо отдельно выполнить свертку положительной и отрицательной части ВЧХ и суммировать результат.

Имея аналитическое выражение ВЧХ зрительной системы, найдем временную импульсную характеристику зрительной системы, выполнив обратное преобразование Фурье. Получим:

$$g(t) = a \frac{1}{2\pi} \operatorname{sinc}\left(\frac{a}{2}t\right) (g_{01}(t) - g_{02}(t)),$$

$$\begin{aligned} g_{01}(t) = & \frac{1}{\pi} (625 \cdot \operatorname{sinc}(625 \cdot t) + 525 \cdot \operatorname{sinc}(525 \cdot t) + 478 \cdot \operatorname{sinc}(478 \cdot t) + 432 \cdot \operatorname{sinc}(432 \cdot t) + \\ & + 390 \cdot \operatorname{sinc}(390 \cdot t) + 358 \cdot \operatorname{sinc}(358 \cdot t) + 330 \cdot \operatorname{sinc}(330 \cdot t) + 303 \cdot \operatorname{sinc}(303 \cdot t) + \\ & + 273 \cdot \operatorname{sinc}(273 \cdot t) + 238 \cdot \operatorname{sinc}(238 \cdot t)), \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} g_{02}(t) = & \frac{1}{\pi} (6,2 \cdot \operatorname{sinc}(6,2 \cdot t) + 21,3 \cdot \operatorname{sinc}(21,3 \cdot t) + 33,9 \cdot \operatorname{sinc}(33,9 \cdot t) + 46,4 \operatorname{sinc}(46,4 \cdot t) + \\ & + 59 \cdot \operatorname{sinc}(59 \cdot t) + 75,4 \cdot \operatorname{sinc}(75,4 \cdot t) + 91,7 \cdot \operatorname{sinc}(91,7 \cdot t) + 116 \cdot \operatorname{sinc}(116 \cdot t) + 146 \cdot \operatorname{sinc}(146 \cdot t)) \end{aligned}$$

где

$$\operatorname{sinc}(t) = \frac{\sin(t)}{t} \quad (2.9)$$

Рассчитаем по (2.8) и построим временную импульсную характеристику зрительной системы.

На рис. 2.6 приведена нормированная временная импульсная характеристика ЗСН. Данная характеристика справедлива для случая воздействия на полностью адаптированную ЗСН.

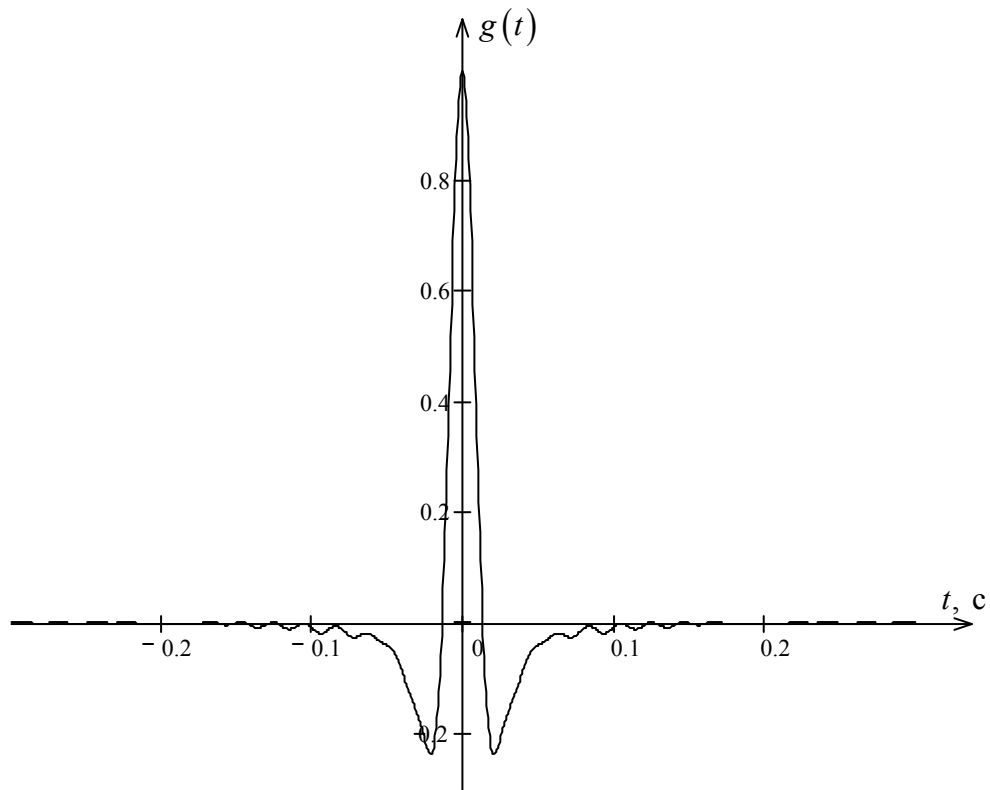


Рис. 2.6. Временная импульсная характеристика зрительной системы человека

Когда получено аналитическое выражение для ВЧХ ЗСЧ, можно определить взвешенную максимально допустимую частоту коммутации, введя в неравенство (2.3) весовую функцию $H_{app1}(\omega)$:

$$\sum_{i=0}^{5 \cdot T} A(i) \cdot H_{app1}\left(\frac{2\pi i}{T}\right) \geq 0.9 \cdot \sum_{i=0}^{50 \cdot T} A(i) \cdot H_{app1}\left(\frac{2\pi i}{T}\right). \quad (2.10)$$

Решая данное неравенство, получим $T \geq 42$ с при $n = 4$, в этом случае период предъявления изображения должен быть не менее $T / n = 42 / 4 = 10,5$ с. К этому времени, следует прибавить время, требующееся оператору для распознавания изображения, но даже без учета этого интервала времени изображение от каждого из ДТВС будет отсутствовать на экране ВКУ $3T / n = 31.5$ с. Для большинства СКБО такое время нельзя считать допустимым, что не позволяет рекомендовать последовательный вывод изображений для внедрения в СКБО. В случаях, когда применение последовательного вывода изображений необходимо по каким-либо причинам, рекомендуется выравнивать средний

уровень яркости в сигналах изображений, поступающих на вход коммутатора, для уменьшения размаха и длительности переходных процессов, возникающих в ЗСН. При этом время коммутации может быть уменьшено за счет постоянства адаптации ЗСН, минимальное время предъявления изображения определяется протяженностью временной импульсной характеристики ЗСН и составляет 0,4 с без учета времени распознавания изображения, которое составляет обычно $1 \div 3$ с.

Рассмотрим также вариант одновременного вывода нескольких изображений на экран. В этом случае, очевидно, уменьшается пространственная частота предъявления контролируемых изображений пропорционально количеству размещенных на экране в данном направлении (вертикальном или горизонтальном) изображений. Кроме того, поскольку оператор фактически последовательно контролирует предъявляемые изображения на ВКУ, в роли коммутатора при этом выступает ЗСН и, фактически, данный вариант можно свести к рассмотренному, за исключением того, что в данном случае контроль предъявляемых изображений ведется в псевдослучайном порядке, определяемом работой ЗСН.

Вывод на экран изображения при получении сигнала «тревоги» весьма перспективен, поскольку существенно улучшает условия видеоконтроля за счет исключения кадров, не содержащих полезной информации. Такая автоматизация работы СКБО требует датчиков и детекторов для обнаружения нарушений требуемого вида. Целесообразно использовать, в частности, те же ДТВС в качестве датчика нарушений, который используется для видеоконтроля, задействовав дополнительно, датчики, работающие на других физических принципах и/или в других диапазонах входных воздействий. В случае применения в качестве датчика нарушений ДТВС, должен применяться детектор «нарушений», формирующий управляющие сигналы. Критерием «нарушений» обычно выступает наличие временных изменений уровня видеосигнала, соответствующего контролируемым участкам кадра. Рассмотрим

структурную схему разработанного устройства, реализующего формирование сигналов управления для ТВ систем безопасности объектов.

2.1.2. Структурная схема устройства формирования сигналов управления с эталонной памятью для ТВ систем безопасности объектов.

Структурная схема устройства приведена на рис. 2.7,

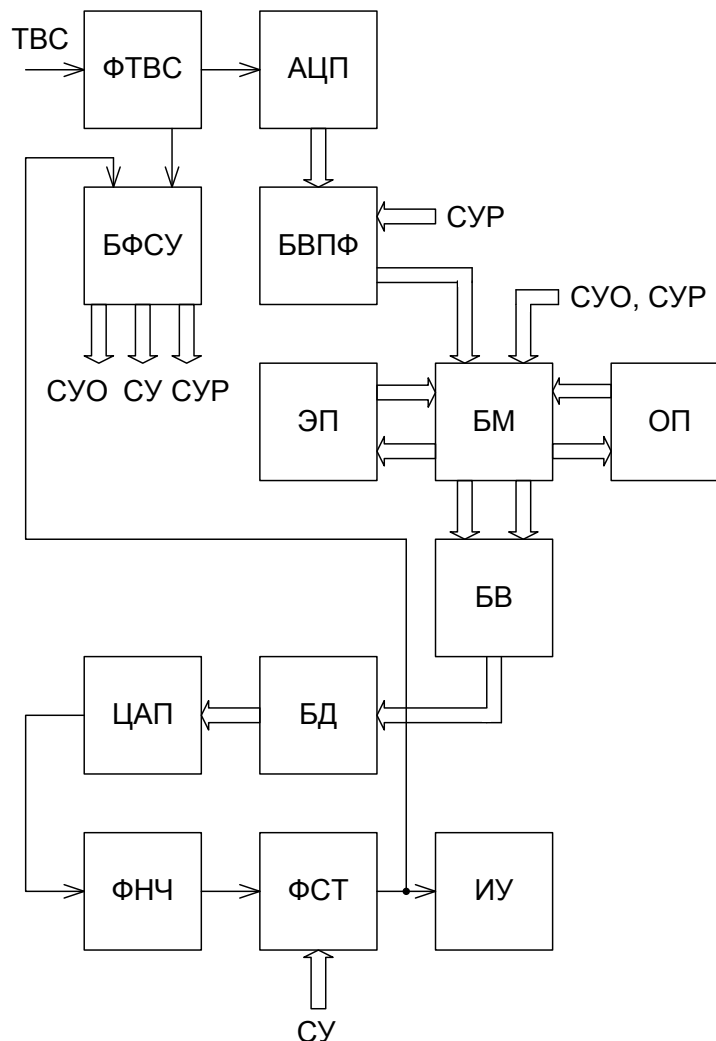


Рис. 2.7. Структурная схема устройства формирования сигналов управления для ТВ систем безопасности объектов

где TVC – телевизионный сигнал; ФТВС – формирователь телевизионного сигнала на входе ИС АЦП; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; БВПФ – блок внутрикадровой пространственной фильтрации;

БМ – блок мультиплексирования; ЭП – блок эталонной памяти; ОП – блок оперативной памяти; БВ – вычитатель; БД – блок детектирования; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; ФНЧ – фильтр нижних частот; ФСТ – блок формирования сигналов тревоги; ИУ – исполнительное устройство; БФСУ – блок формирования сигналов управления. СУО – сигнал управления обновлением эталонной памяти; СУР – сигнал управления режимом работы.

Функционирует рассматриваемое устройство следующим образом. На вход устройства поступает аналоговый сигнал ТВС, например, от ДТВС и подается через ФТВС на вход АЦП. ФТВС обеспечивает необходимое согласование с ИС АЦП, низкочастотную фильтрацию ТВС в соответствии с требованиями теоремы Котельникова и выбранной частотой дискретизации, подавление помех некоторых видов, реализует АРУ. Кроме того, с ФТВС подается сигнал на БФСУ, пропорциональный уровню яркости входного ТВС. АЦП преобразует аналоговый ТВС в цифровой сигнал с параллельным представлением сигналов разрядов. Типичным является применение восьмиразрядного АЦП, но в случае применения высококачественного ДТВС с большим выходным ОСШ целесообразно увеличивать разрядность представления. Сигнал с выхода АЦП поступает на БВПФ. Поскольку объект «нарушение», как правило, имеет размеры не менее десяти пикселей (в данном направлении), и, учитывая снижение ОСШ в области верхних частот, целесообразно выполнить пространственную низкочастотную фильтрацию (с последующей децимацией отсчетов) для уменьшения ошибок типа «ложная тревога» и одновременного уменьшения количества обрабатываемой и хранимой видеоинформации. На БВПФ подается также СУР, который управляет верхней частотой полосы пропускания фильтра. Самые низкие частоты также подавляются фильтром для исключения «ложных тревог» при изменении уровня освещенности контролируемой области. Сигнал с выхода БВПФ поступает на мультиплексор БМ, который, в соответствии с сигналами СУО и СУР передает его на блоки ЭП и ОП. Запись сигнала с выхода БВПФ в блок ЭП осуществляется по сигналу СУО, формируемому в БФСУ через

некоторый изменяющийся по псевдослучайному закону интервал времени, запись в ОП осуществляется в соответствии с сигналом СУР. Сигналы с ЭП и ОП поступают через мультиплексор на входы БВ, где формируется сигнал межкадровой разности эталона и текущего изображения. Поскольку значение межкадровой разности в конкретной точке может быть как положительным, так и отрицательным, в блоке БД осуществляется детектирование ее сигнала. Полученный в результате сигнал управления поступает на ЦАП и затем на ФНЧ. В блоке ФСТ ведется сравнение сигнала управления с выхода ФНЧ с сигналом СУ и при превышении порога на ИУ подается соответствующий управляющий сигнал. БФСУ формирует управляющие сигналы СУО, СУ и СУР. Минимальный период формирования сигнала СУО определяется возможностью «подкрадывания» – при частом обновлении эталона и небольших смещениях объекта-«нарушения» межкадровая разность может не превысить порога и возникнет ситуация «пропуска цели». Максимальный период обновления эталона ограничен опасностью детектирования медленновременных изменений контролируемого пространства. При этом период обновления эталона не должен быть постоянной величиной, в противном случае возможно возникновение биений временной структуры контролируемого объекта с частотой выборок эталона. На вход БФСУ подключается линия с выхода ФСТ – при наличии в ней сигнала (состояние обнаружения нарушения) сигнал СУО не формируется. Формирование СУР определяется условиями видеонаблюдения по сигналу, поступающему на БФСУ с ФТВС. При недостаточном уровне освещенности ОП переключается в режим накопления. Одновременно снижается верхняя граничная частота БВПФ, поскольку при быстром движении объекта-«нарушителя» и суммировании кадров относительный вес движущегося объекта в сигнале на выходе ОП уменьшается (при отсутствии перекрытия). Сигнал СУ управляет уровнем порога и задается настройке устройства. Наиболее критичными для работы данного устройства являются блоки, осуществляющие селекцию видеоинформации. Увеличение эффективности работы устройства на рис. 2.7

можно осуществить, за счет разработки более эффективной селекции в видеоинформационном пространстве сигналов объектов – «нарушений». Для этого рассмотрим принципы формирования видеоинформационных отсчетов для контроля изменений в видеоинформационном пространстве.

2.2 Разработка метода селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов

При использовании ДТВС со стандартным числом строк разложения и использованием соответствующего аналого-цифрового преобразования внутрикадровое видеоинформационное пространство содержит 720×576 отсчетов, соответственно, в горизонтальном и вертикальном направлениях. Независимая обработка такого числа отчетов практически нецелесообразна и не применяется на практике, в частности, поскольку в области высоких пространственных частот имеет место существенное уменьшение ОСШ. Интегральная внутрикадровая обработка, использованная в устройстве на рис. 2.7, применяется весьма широко, она позволяет вести контроль видеоинформации при достаточно низком качестве изображения на выходе ДТВС, отличается относительной простотой реализации, но имеет существенные недостатки: не позволяет определять координаты, в пространстве кадра, зоны «нарушения» и ее размеры, адаптивно изменять режим работы на отдельных участках раstra в зависимости от условий видеоконтроля в них, контролировать объекты с участками, имеющими периодические временные изменения пространственной структуры. В качестве компромиссного решения следует рекомендовать вариант с блочной структурой. Типичным для различных систем с цифровой обработкой ТВ изображений является использование блока размерами 8×8 элементов. На протяжении восьми элементов обычно не происходит значительных изменений пространственной структуры изображения, имеется значительное (до 8 раз)

повышение ОСШ за счет усреднения пространственной структуры изображения, вычислительная сложность при данном размере блока и, соответственно, их числе на изображении является приемлемой. Для систем прикладного телевидения блочная структура может быть также рекомендована, поскольку обеспечивает определение координат объектов, для чего проводится предварительная калибровка.

2.2.1 Квазипериодическая четная ортогональная структура отсчетов и ее пространственный спектр

Блоки, на которые разделяется изображение, являются независимыми, поэтому можно рассматривать отдельный блок изображения без учета остальной его структуры. Рассмотрим квазиортогональную систему отсчетов внутрикадрового пространства в пределах рассматриваемого блока 8×8 отсчетов. Данная структура является ортогональной и четной. Обозначим число светочувствительных элементов участка раstra, ограниченного блоком, соответственно, по горизонтали и вертикали: $n_x = 8$; $n_y = 8$; $n_x \cdot n_y = 8 \cdot 8 = 64$. Четное число отсчетов в каждом направлении удобно при цифровой обработке изображения, однако вызывает некоторые затруднения при анализе.

Выражение для пространственной структуры дискретизации может быть записано как сумма смещенных дельта-функций:

$$d(x, y) = \sum_{p=-\frac{n_x}{2}}^{\frac{n_x}{2}} \delta(x - px_1) \cdot \sum_{q=-\frac{n_y}{2}}^{\frac{n_y}{2}} \delta(y - qy_1). \quad (2.11)$$

где x_1 и y_1 – период дискретизации соответственно в горизонтальном и вертикальном направлениях по раstrу, $\delta(x)$ – одномерная дельта-функция:

$$\delta(x) = \begin{cases} \infty, & x = 0 \\ 0, & x \neq 0 \end{cases}$$

Запишем результат преобразования Фурье функции (2.11).

$$D(\omega_x, \omega_y) = \sum_{p=-\frac{n_x}{2}}^{\frac{n_x}{2}} e^{-j\omega p x_1} \cdot \sum_{q=-\frac{n_y}{2}}^{\frac{n_y}{2}} e^{-j\omega q y_1}. \quad (2.12)$$

Применяя формулу Эйлера и упростив выражение (синусные составляющие сокращаются вследствие четности функции) получим:

$$D(\omega_x, \omega_y) = \left(1 + \sum_{p=1}^{\frac{n_x}{2}} 2 \cos \omega_x p x_1 \right) \left(1 + \sum_{q=1}^{\frac{n_y}{2}} 2 \cos \omega_y q y_1 \right). \quad (2.13)$$

Используем известное соотношение (2.10):

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{n_1} 2 \cos \omega n x - 1 &= 1 + 2 \cos(x) + 2 \cos(2x) + \dots \\ \dots \quad ((n-1)x) + 2 \cos(nx) &= \frac{\sin \frac{2n+1}{2} x}{\sin \frac{x}{2}} \end{aligned} \quad (2.14)$$

В подставив (2.14) в (2.13), в результате получим:

$$D(\omega_x, \omega_y) = \frac{\sin \frac{2n_x+1}{2} \omega_x x_1}{\sin \frac{\omega_x x_1}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{2n_y+1}{2} \omega_y y_1}{\sin \frac{\omega_y y_1}{2}}. \quad (2.15)$$

Следует, однако, отметить, что (2.11 - 2.15) применимы только для нечетного числа отсчетов в ортогональных направлениях, то есть для нечетных структур дискретизации. В нашем случае спектр четной структуры дискретизации может быть получен за счет формирования двух таких вспомогательных нечетных структур дискретизации, что их разность даст

требуемый спектр четной структуры. Очевидно, требуемый результат с числом отсчетов n в данном направлении и периодом дискретизации T получается при вычитании структуры дискретизации с числом отсчетов $n + 1$ и периодом дискретизации T из структуры с числом отсчетов $2n + 1$ и периодом дискретизации $T / 2$. Полученные таким образом одномерные структуры дискретизации перемножаются, и в результате получается многомерная ортогональная четная структура дискретизации. Приведем иллюстрацию описанного метода для простейшего случая двумерной структуры отсчетов размером 2×2 отсчета на рис. 2.8. На данном рисунке система координат выбрана так, что ось OZ направлена «на нас». Возьмем две последовательности одномерных δ -функций – из пяти (а) и из трех (б) δ -функций с периодом $x_1 / 2$ и x_1 соответственно. Вычтем вторую последовательность из первой. Получим в результате несмещенную последовательность из двух δ -функций, с периодом следования x_1 (в). Аналогичную операцию проведем в ортогональном направлении. Перемножив полученные одномерные последовательности (в) и (е), получим искомую четную двумерную ортогональную структуру с периодом x_1 (ж).

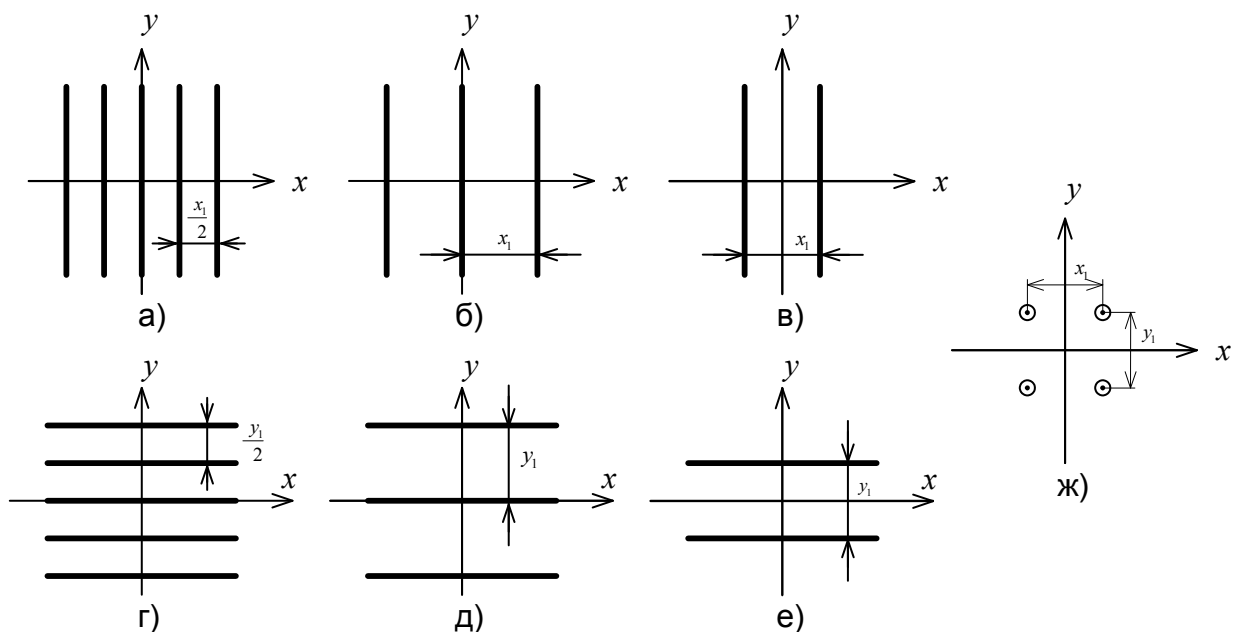


Рис. 2.8. Получение четной ортогональной структуры дискретизации

В соответствии с рассмотренным принципом запишем выражение для двумерной квазиортогональной структуры дискретизации с четным количеством отсчетов с числом отсчетов n . Для этого запишем выражения для одномерных четных структур дискретизации, как рассмотрено выше:

$$d_x(x) = \sum_{p=-n_x}^{n_x} \delta\left(x - p \frac{x_1}{2}\right) - \sum_{p=-\frac{n_x}{2}}^{\frac{n_x}{2}} \delta(y - px_1) \quad (2.16a)$$

$$d_y(y) = \sum_{q=-n_y}^{n_y} \delta\left(y - q \frac{y_1}{2}\right) - \sum_{q=-\frac{n_y}{2}}^{\frac{n_y}{2}} \delta(y - py_1) \quad (2.16б)$$

Учитывая ортогональность двумерной структуры, последняя получается перемножением одномерных структур (2.16a) и (2.16б):

$$d_e(x, y) = d_x(x) \cdot d_y(y) = \left(\sum_{p=-n_x}^{n_x} \delta\left(x - p \frac{x_1}{2}\right) - \sum_{p=-\frac{n_x}{2}}^{\frac{n_x}{2}} \delta(y - px_1) \right) \times \left(\sum_{q=-n_y}^{n_y} \delta\left(y - q \frac{y_1}{2}\right) - \sum_{q=-\frac{n_y}{2}}^{\frac{n_y}{2}} \delta(y - py_1) \right) \quad (2.17)$$

Перейдем в спектральную область, и после нормировки, получим:

$$D_e(\omega_x, \omega_y) = \frac{1}{n_x n_y} \cdot \left(\frac{\sin\left(\frac{2n_x+1}{2} \omega_x x_1\right)}{\sin\left(\frac{\omega_x x_1}{2}\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{2n_y+1}{2} \omega_y y_1\right)}{\sin\left(\frac{\omega_y y_1}{2}\right)} - \frac{\sin((n_x+1) \omega_x x_1)}{\sin(\omega_x x_1)} \times \frac{\sin\left(\frac{2n_y+1}{2} \omega_y y_1\right)}{\sin\left(\frac{\omega_y y_1}{2}\right)} - \frac{\sin\left(\frac{2n_x+1}{2} \omega_x x_1\right)}{\sin\left(\frac{\omega_x x_1}{2}\right)} \cdot \frac{\sin((n_y+1) \omega_y y_1)}{\sin(\omega_y y_1)} + \frac{\sin((n_x+1) \omega_x x_1)}{\sin(\omega_x x_1)} \cdot \frac{\sin((n_y+1) \omega_y y_1)}{\sin(\omega_y y_1)} \right) \quad (2.18)$$

На рис. 2.9 представлена квазипериодическая ортогональная структура дискретизации для случая блока размерами 8×8 , полученная по (2.17) и соответствующая спектральная плотность, рассчитанная по (2.18). Следует отметить, что при построении графиков функций здесь и далее используется следующее выражение дельта-функции:

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x = 0 \\ 0, & x \neq 0 \end{cases}$$

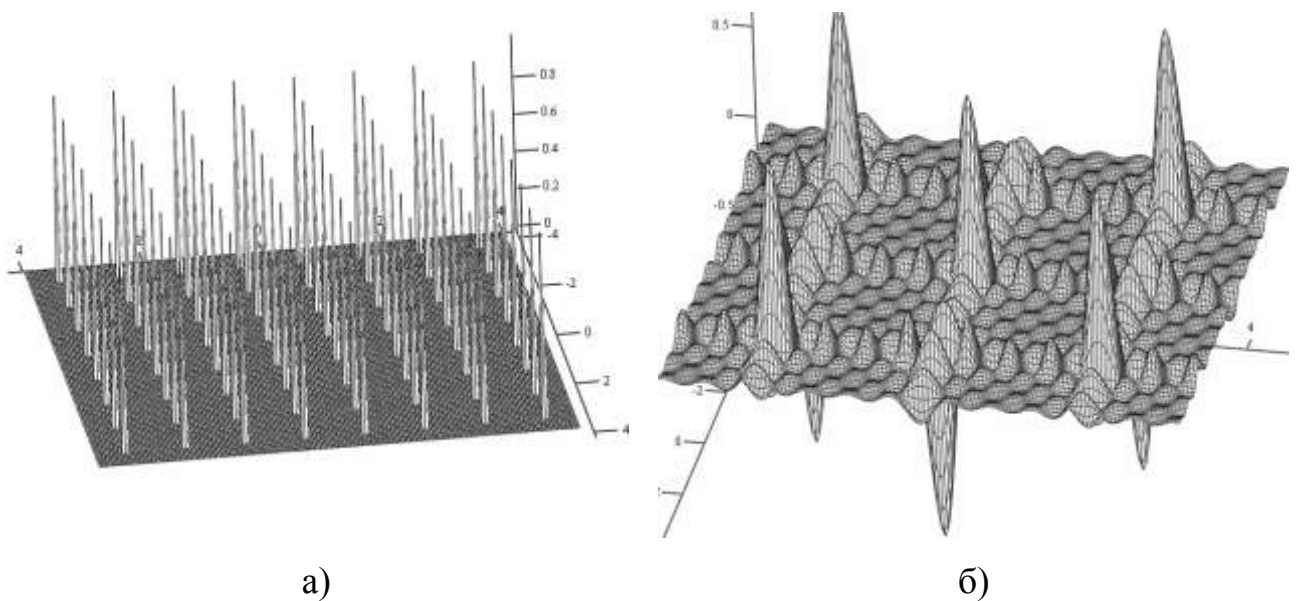


Рис. 2.9. Четная квазипериодическая структура из 8×8 отсчетов а) и ее спектральная плотность б)

Светочувствительный элемент ДТВС имеет некоторые конечные размеры и определенное распределение чувствительности по своей поверхности. В современных ПЗС и КМОП – матрицах это распределение является практически равномерным. Введем относительные размеры светочувствительного элемента по горизонтали и вертикали a и b , такие, что если светочувствительные элементы занимают всю поверхность матрицы, то $a = 1$ и $b = 1$. При таких a и b размеры элемента выражаются как $A = a \cdot x_j$; $B = b \cdot y_l$. Нормированная функция распределения чувствительности отдельного элемента для случая равномерного распределения чувствительности в пределах

элемента может быть записана с помощью функции $rect(x)$ (2.5) и имеет в данном случае вид:

$$d_r(x, y) = rect\left(\frac{2}{A} \cdot x\right) \cdot rect\left(\frac{2}{B} \cdot y\right) = rect\left(\frac{2}{a \cdot x_1} x\right) \cdot rect\left(\frac{2}{b \cdot y_1} y\right) \quad (2.19)$$

Пространственная спектральная плотность такого элемента может быть записана как (2.20):

$$D_r(\omega_x, \omega_y) = a \cdot b \cdot x_1 \cdot y_1 \cdot \text{sinc}\left(\frac{a \cdot x_1 \cdot \omega_x}{2}\right) \cdot \text{sinc}\left(\frac{b \cdot y_1 \cdot \omega_y}{2}\right) \quad (2.20)$$

Структура дискретизации в пределах блока с учетом светочувствительного элемента может быть описана сверткой структуры дискретизации (2.17) с функцией распределения чувствительности отдельного элемента (2.19) и, с учетом конечности и линейной независимости функций, может быть представлена выражением (2.21):

$$\begin{aligned} d_{er}(x, y) &= d_e(x, y) \otimes d_r(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} d_r(x - t_x, y - t_y) d_e(x, y) dt_x dt_y = \\ &= \int_{-ax_1 - \frac{n_x - 1}{2} x_1}^{ax_1 + \frac{n_x - 1}{2} x_1} d_{rx}(x - t_x) d_x(x) dt_x \int_{-by_1 - \frac{n_y - 1}{2} y_1}^{by_1 + \frac{n_y - 1}{2} y_1} d_{ry}(y - t_y) d_y(y) dt_y \end{aligned} \quad (2.21)$$

Переходя в спектральную область, и, учитывая, что в свертка функций соответствует в спектральной области их произведению, получим:

$$D_{er}(\omega_x, \omega_y) = D_e(\omega_x, \omega_y) D_r(\omega_x, \omega_y) = \frac{a \cdot b \cdot x_1 \cdot y_1}{n_x n_y} \cdot \left(\frac{\text{sin}\left(\frac{2n_x + 1}{2} \omega_x x_1\right)}{\text{sin}\left(\frac{\omega_x x_1}{2}\right)} \right) \times$$

$$\begin{aligned}
& \times \frac{\sin\left(\frac{2n_y+1}{2}\omega_y y_1\right)}{\sin\left(\frac{\omega_y y_1}{2}\right)} - \frac{\sin\left((n_x+1)\omega_x x_1\right)}{\sin(\omega_x x_1)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{2n_y+1}{2}\omega_y y_1\right)}{\sin\left(\frac{\omega_y y_1}{2}\right)} - \frac{\sin\left(\frac{2n_x+1}{2}\omega_x x_1\right)}{\sin\left(\frac{\omega_x x_1}{2}\right)} \times \\
& \times \left. \frac{\sin\left((n_y+1)\omega_y y_1\right)}{\sin(\omega_y y_1)} + \frac{\sin\left((n_x+1)\omega_x x_1\right)}{\sin(\omega_x x_1)} \cdot \frac{\sin\left((n_y+1)\omega_y y_1\right)}{\sin(\omega_y y_1)} \right) \times \\
& \times \operatorname{sinc}\left(\frac{a \cdot x_1 \cdot \omega_x}{2}\right) \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{b \cdot y_1 \cdot \omega_x}{2}\right)
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Рассчитаем и построим графики функций (2.21) и (2.22).

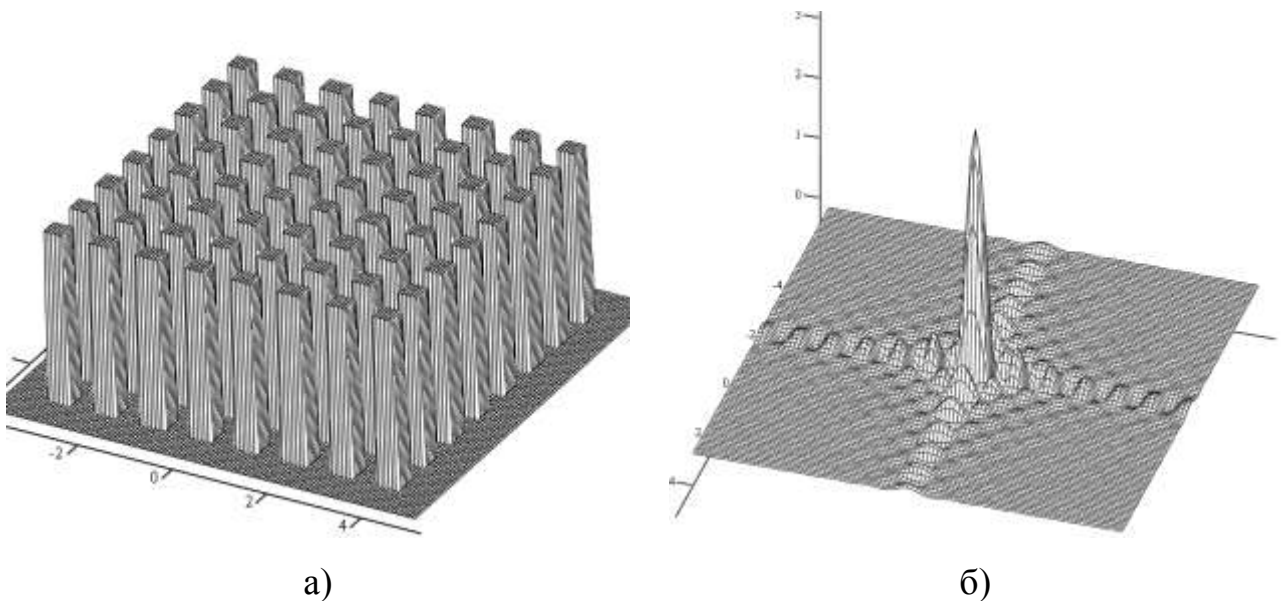


Рис. 2.10. Структура дискретизации с учетом конечных размеров элемента разложения а) и ее спектральная плотность б)

На рис. 2.10 а представлена структура дискретизации с учетом размеров светочувствительного элемента матрицы ДТВС, полученная по (2.21) для типичного случая $a = b = 0,5$. На графике спектральной плотности 2.10б можно видеть, что вследствие конечных размеров светочувствительный элемент реализует низкочастотную фильтрацию во внутрикадровом пространстве,

однако, вследствие неидеальности распределения чувствительности в пределах элемента, а также его размеров, уровень второй и более высоких гармоник в спектре остается существенным, что приводит к эффектам субдискретизации.

В рассматриваемом варианте формирования отсчета для системы прикладного телевидения имеет место усреднение структуры 8×8 элементов и формирование единственного отсчета, что соответствует обработке фильтром с прямоугольной импульсной характеристикой протяженностью $8 x_1 \times 8 x_1$. В спектральной области указанное действие описывается следующим образом:

$$D_{ab}(x, y) = n_x \cdot n_y \cdot D_{er}(x, y) \cdot \text{sinc}\left(\frac{n_x x}{2}\right) \cdot \text{sinc}\left(\frac{n_y y}{2}\right)$$

Рассчитаем и построим спектральную плотность рассматриваемого отсчета.

Следует отметить, что рассмотренный вариант отличается достаточно неэффективным использованием разрешающей способности ДТВС, поскольку в ортогональных направлениях имеет место снижение разрешающей способности по сравнению с исходной в 8 раз.

Увеличение разрешающей способности системы видеоконтроля при одновременном сохранении ОСШ по сравнению с рассмотренным выше вариантом использования отсчета размерами 8×8 пикселей может быть получено за счет увеличения количества каналов обработки. Рассмотрим двухканальный вариант формирования отсчетов. В этом случае в одном канале целесообразно формировать отсчеты, обеспечивающие повышенную относительно базового варианта разрешающую способность в одном из направлений, а в другом канале – отсчеты, обеспечивающие повышенную разрешающую способность в ортогональном направлении. При этом, учитывая, любые другие направления являются линейно зависимыми от выбранных, в любом случае может быть получен некоторый выигрыш в разрешающей способности.

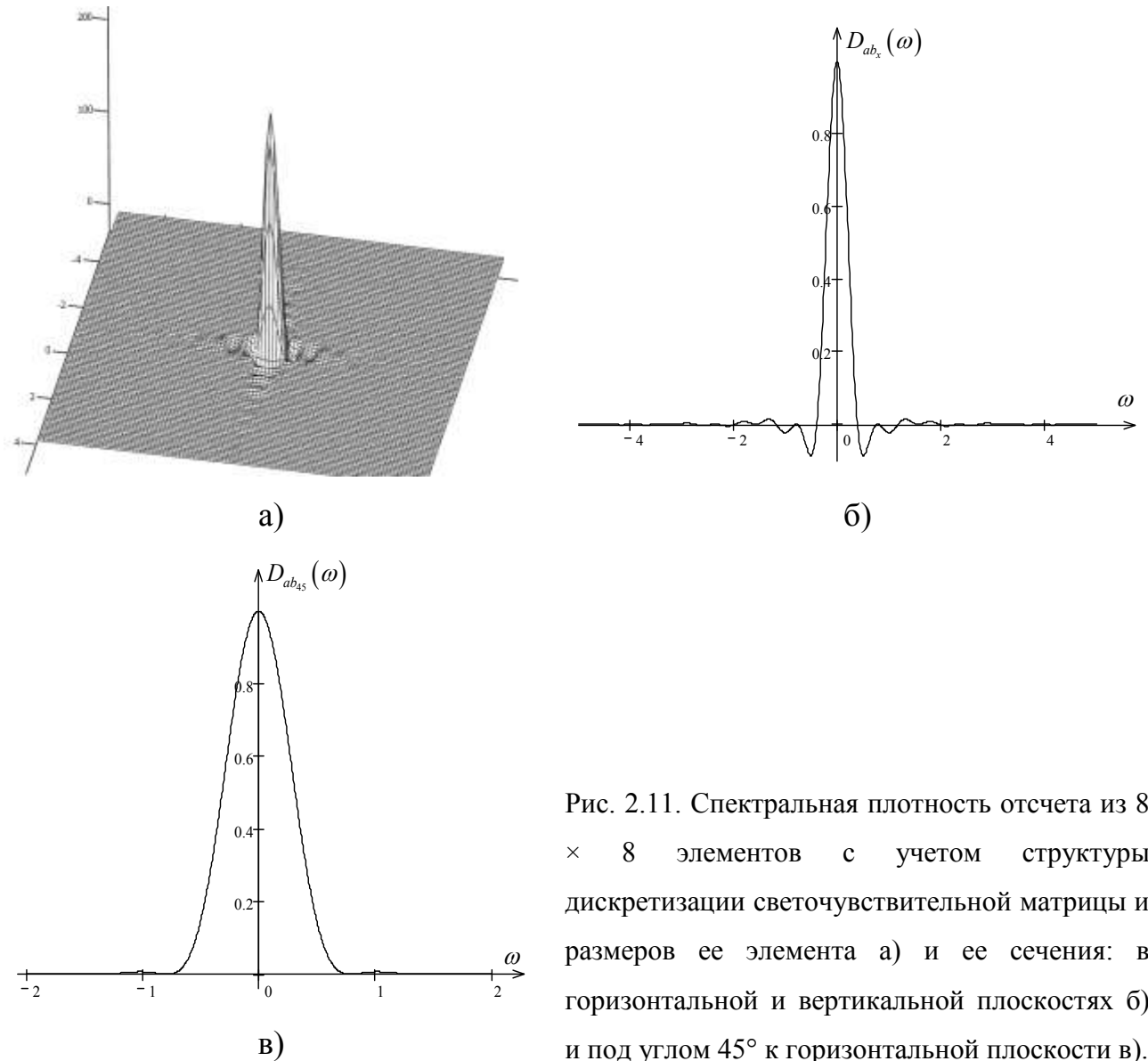


Рис. 2.11. Спектральная плотность отсчета из 8×8 элементов с учетом структуры дискретизации светочувствительной матрицы и размеров ее элемента а) и ее сечения: в горизонтальной и вертикальной плоскостях б) и под углом 45° к горизонтальной плоскости в).

Учитывая структуру отсчетов телевизионного стандарта разложения изображения, целесообразно выбрать горизонтальное и вертикальное направления минимальной протяженности (максимальной разрешающей способности) отсчетов. Фактически при этом выбор осуществляется из отсчетов размерами 2×32 и 4×16 элементов. Отсчеты размером 2×32 элемента имеют ограниченное применение, поскольку различные воздействия, например, смещение ДТВС в вертикальном направлении за счет упругих колебаний его кронштейна и т.п., могут приводить к возникновению ошибок типа «ложная тревога», поскольку видеоинформация в пределах отсчета может

в этом случае полностью меняться. Кроме того, протяженность отсчета в 32 пикселя, в этом случае по всему изображению при стандартной четкости укладывается лишь 18 таких отсчетов, что в большинстве случаев недостаточно, поскольку ведет к усреднению сигналов объектов, часто имеющих меньшие размеры в пространстве ВК, и фона.

2.2.2 Выбор и оптимизация ПИХ фильтра для формирования информационных отсчетов

Рассчитаем и построим с использованием приведенных выше выражений (2.11) – (2.22) спектральную плотность структуры отсчетов по (2.17), выделенную ПИХ в виде параллелепипеда размерами 4×16 элементов, и спектральную плотность соответствующего отсчета с учетом структуры дискретизации и размеров элемента матрицы ДТВС. Для этого подставим в указанные соотношения параметры $n_x = 4$, $n_y = 16$. Полученные в результате графики приведены на рис. 2.12.

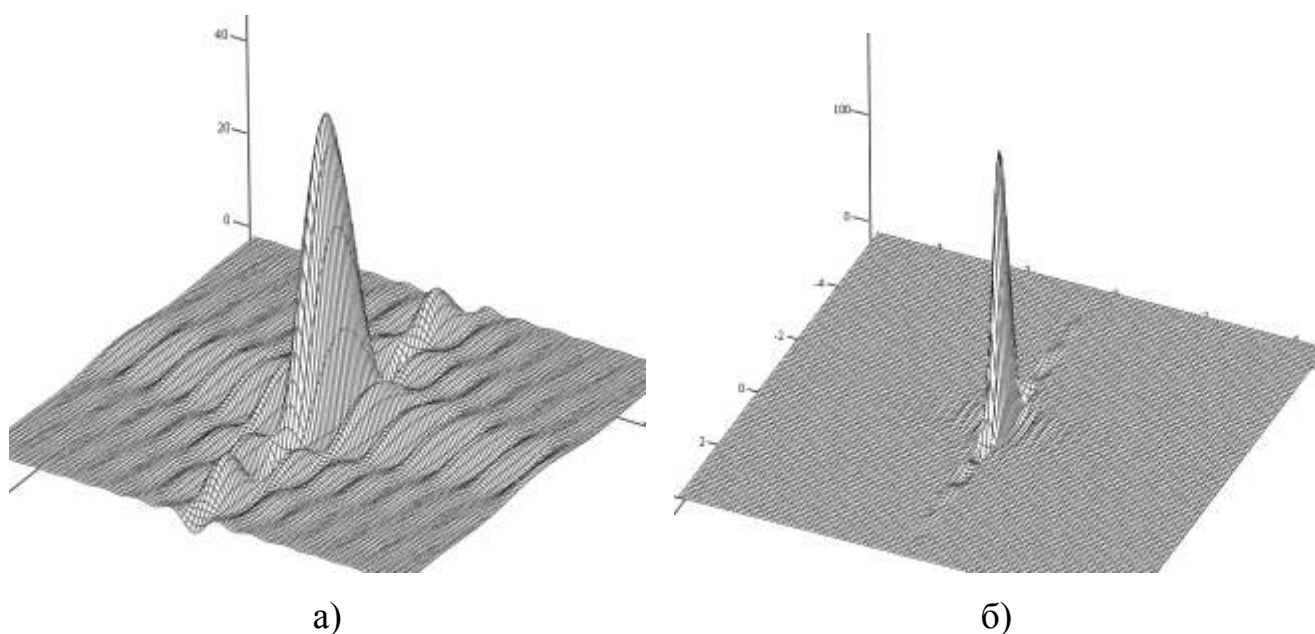


Рис. 2.12. Спектральная плотность ПИХ в виде параллелепипеда с размером основания 4×16 элементов а) и соответствующего отсчета с учетом структуры дискретизации светочувствительной матрицы и размеров ее элемента б)

Из рассмотренных выше графиков спектров отсчетов (рис. 2.11, рис. 2.12) можно видеть, что в данном случае имеются продолжительные колебательные процессы, а уровень первого побочного лепестка превышает 8,6%. Фактически рассматриваемые отсчеты должны реализовывать низкочастотную фильтрацию во внутрикадровом пространстве, в связи с этим их спектральные характеристики должны приближаться к характеристикам пространственного ИФНЧ. Как известно, ИФНЧ имеет бесконечную импульсную характеристику, в нашем же случае имеется ограниченное количество отсчетов и их число фиксировано. В этом случае приближение пространственной характеристики фильтра к требуемой может быть получено за счет выбора функции ПИХ соответствующей формы.

Рассмотрим основные требования, предъявляемые к спектральным характеристикам отсчета. При контроле изменений в видеоинформационном пространстве существенную роль выполняет пороговая обработка – изменения в видеоинформационном пространстве, оценка контролируемых параметров которых не превышает порога, игнорируются системой автоматизированного контроля. Наличие колебательного процесса в полосе задерживания фильтра приведет к тому, что мелкие, определенных, соответствующих максимуму побочного лепестка, размеров детали получат несоответствующую им весовую оценку и будут причиной ошибки типа «ложная тревога». Вместе с этим, функция ПИХ должна в реальной области по возможности быть близка к прямоугольной, что обеспечивает эффективное использование энергии отсчетов, что особенно важно в условиях низкой освещенности и, соответственно, недостаточного ОСШ.

Таким образом, сформулируем критерии выбора функции импульсной характеристики - 1) обеспечение минимальной амплитуды колебательного процесса в полосе задерживания и 2) максимальная прямоугольность окна в реальной области. Простейшим вариантом ограничения протяженности импульсной характеристики является двустороннее симметричное усечение,

которое математически отражается ее умножением на соответствующую функцию $\text{rect}(t/T_0)$, где T_0 - длительность интервала усечения. Как показано в [38, 89, 90], существенным недостатком функции ПИХ типа $\text{rect}(x)$ является возникновение интенсивного по уровню и значительного по длительности и амплитуде колебательного процесса в уровне коэффициента передачи фильтра в полосе и за полосой пропускания. Указанный недостаток не позволяет применить окно данного типа, несмотря на то, что прямоугольное окно наилучшим образом удовлетворяет критерию 2).

Результаты исследований по выбору формы функции ИХ описаны в различных отечественных и зарубежных работах [16, 17, 18, 19, 24, 25, 26, 27]. Как правило, при этом используется бесконечная ИХ типа $\text{sinc}(\cdot)$, умножаемая на некоторую функцию ограничения – «окно». При этом основное внимание уделено рассмотрению функций «окон» прямоугольного (в зарубежной литературе – «Rectangular window») [17, 19], треугольного («Barlett window»), гауссовского («Gaussian window») [18, 26, 28], косинусоидального видов («Hamming window», «Blackman window») [16, 17, 26], а также «окнам» в виде «приподнятого» косинуса («Hanning window») [17, 27] и «окнам Кайзера» [17]. Необходимо также отметить, что в литературе недостаточно исследован вопрос, связанный с методикой и критериями выбора функций «окон».

На рис. 2.13 представлены графики некоторых функций, которые могут быть использованы как в качестве функций ограничения импульсной характеристики, так и непосредственно в качестве функции ИХ. Учитывая критерии 1 и 2, осуществим выбор из них функции, наилучшим образом удовлетворяющей этим критериям.

Квадратичная функция 5 на рис. 2.13 позволяет наиболее эффективно по сравнению с другими представленными использовать энергию отсчетов, наиболее близко приближаясь к прямоугольной 6. Очевидно, существует множество функций, удовлетворяющих критерию 1), сколь угодно близких к прямоугольной, однако приближение к прямоугольной форме ПИХ неизбежно

вызывает увеличение амплитуды колебательного процесса в спектральной области.

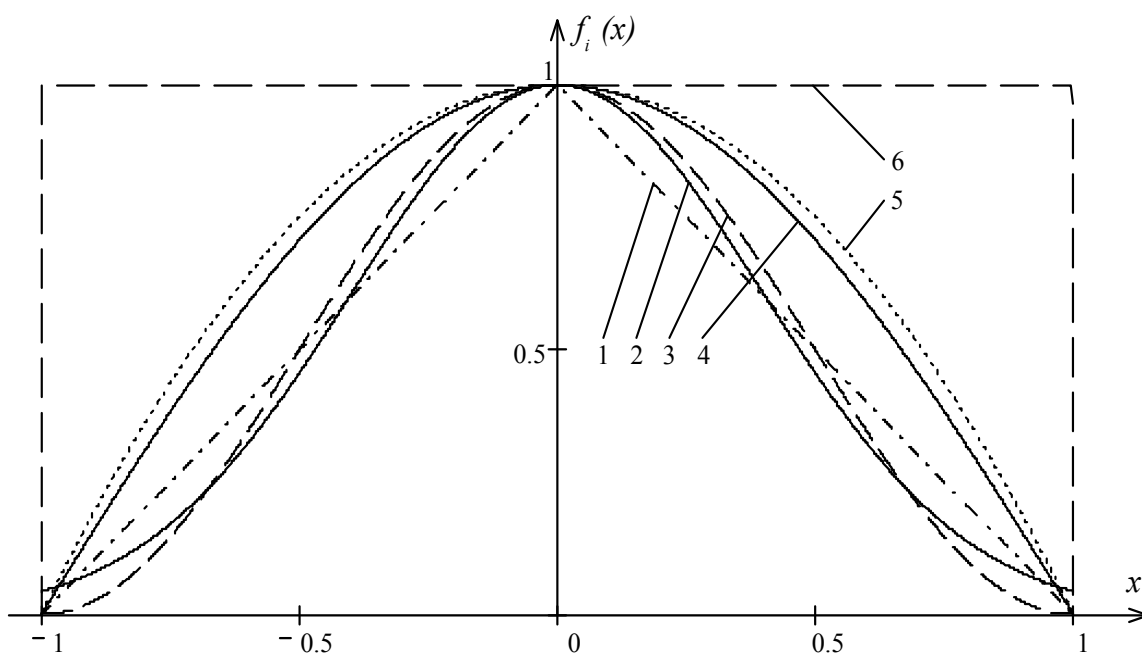


Рис 2.13. графики некоторых функций ограничения импульсной характеристики. 1 – треугольная, 2 – гауссовская (с параметрами $a = 0$, $\sigma^2 = 0.159$), 3 – косинусквадратичная, 4 – косинусная, 5 – квадратичная 6 – прямоугольная функции.

Рассмотрим предложенную нами параболическую функцию. Ниже представлено ее выражение.

$$K_p(x, y) = \begin{cases} 1 - \left(\frac{x^2}{a_p^2} + \frac{y^2}{b_p^2} \right), & z \geq 0 \\ 0, & z < 0 \end{cases} \quad (2.23)$$

На этапе выбора функции ограничения ПИХ будем рассматривать случай, когда $a_p = b_p = 1$

График функции (2.23) и его сечение представлены на рис. 2.14

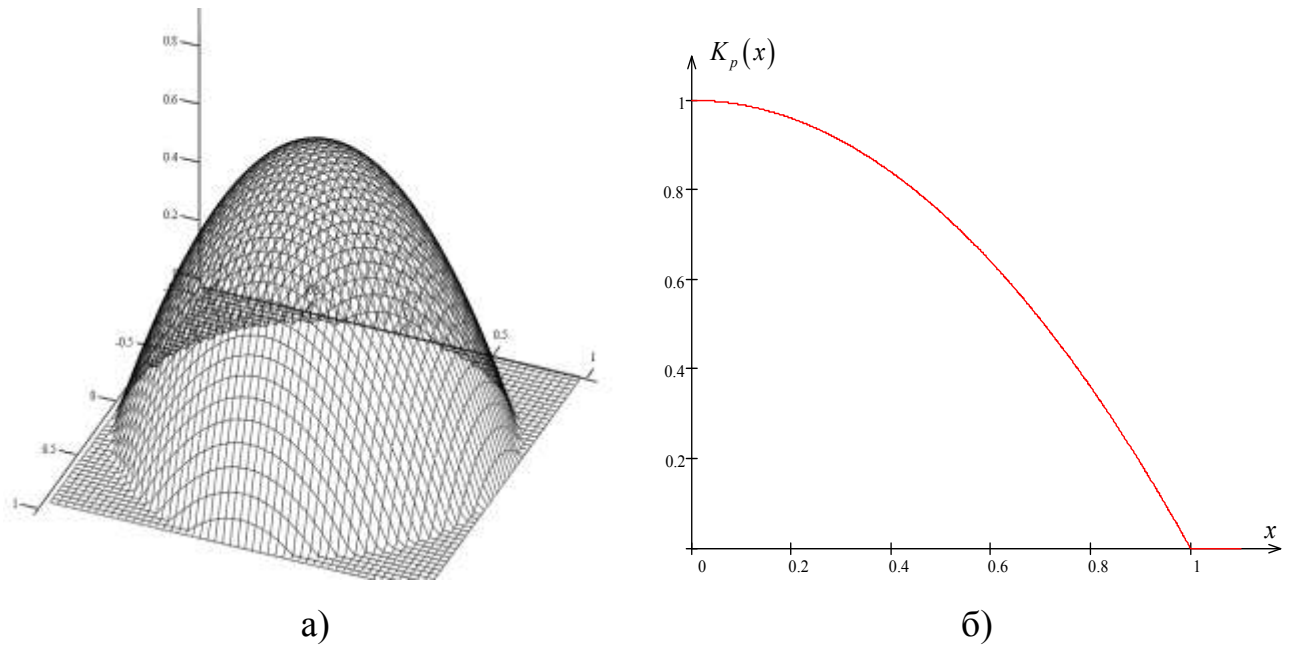


Рис. 2.14. График функции (2.23) и половина его сечения плоскостью xOz .

Выполним преобразование Фурье рассматриваемой функции. В результате получим:

$$S_p(\omega_x, \omega_y) = 4 \cdot \pi \cdot a_p \cdot b_p \cdot \frac{J_2\left(\sqrt{a_p^2 \omega_x^2 + b_p^2 \omega_y^2}\right)}{a_p^2 \omega_x^2 + b_p^2 \omega_y^2} \quad (2.24)$$

где $J_2(x)$ – функция Бесселя первого рода второго порядка.

Исследуем спектральную плотность функции (2.23), найдем уровень боковых лепестков ее спектра. График функции (2.24) приведен на рис. 2.15. Заметим, что при равных коэффициентах $a_p = b_p$ функция (2.23), соответственно и ее спектральная плотность (2.24) обладают симметрией относительно оси Oz . Рассмотрим форму данной кривой. Как выше указывалось, особых требований к прямоугольности формы кривой в полосе пропускания фильтра не предъявляется. Более того, некоторый спад при приближении к частоте среза является желательным, поскольку в твердотельных ДТВС имеет место нарастание уровня шумов в зависимости от частоты и наличие указанного спада компенсирует это нарастание, уменьшая тем самым влияние шумов и снижая вероятность ошибки типа «ложная тревога». Наличие колебательного

процесса, напротив, является недостатком рассматриваемой функции «окна». Наибольший уровень (-0,059) имеет первый побочный лепесток.

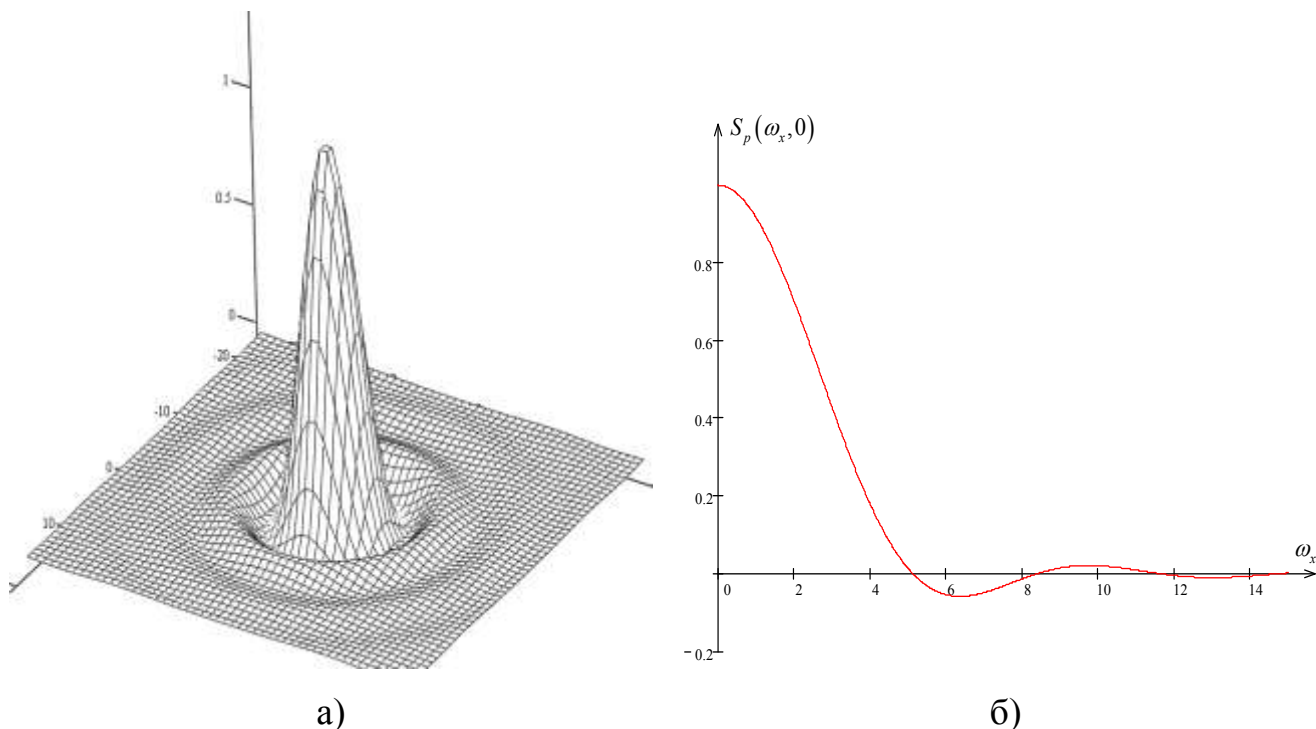


Рис. 2.15. График нормированного спектра параболической функции и половина его сечения плоскостью xOz .

Рассмотренный выше колебательный процесс должен быть скомпенсирован, при этом также необходимо учитывать, что энергия отсчета не должна существенно снижаться по отношению к исходной. Одним из вариантов компенсации побочного максимума является добавление пьедестала, что соответствует в одномерном варианте суммированию с функцией $\text{rect}(\)$ определенной ширины и уровня. В нашем случае пьедестал описывается функцией эллиптического цилиндра с параметрами a_c и b_c , пропорциональными соответствующим параметрам a_p и b_p параболической функции (2.23). Функция пьедестала описывается выражением (2.25):

$$K_c(x, y) = \begin{cases} k_c, & \frac{x^2}{a_c^2} + \frac{y^2}{b_c^2} \leq 1 \\ 0, & \frac{x^2}{a_c^2} + \frac{y^2}{b_c^2} > 1 \end{cases} \quad (2.25)$$

в (2.25) параметр k_c определяет величину «приподнятости».

Резльтирующая функция ПИХ в нашем случае будет иметь (2.26).

$$K_k(x, y) = K_p(x, y) + K_c(x, y) \quad (2.26)$$

Выполним оптимизацию функции «окна» выбором параметров k_c и $\alpha = a_c / a_p = b_c / b_p$.

Получим спектр функции (2.25) и проанализируем его особенности. Указанный спектр описывается следующим выражением:

$$S_c(\omega_x, \omega_y) = 2\pi k_c a_c b_c \frac{J_1 \left(\sqrt{\frac{\omega_x^2}{a_c^2} + \frac{\omega_y^2}{b_c^2}} \right)}{\sqrt{\frac{\omega_x^2}{a_c^2} + \frac{\omega_y^2}{b_c^2}}} \quad (2.27)$$

где $J_1(x)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка.

График функции (2.27) представлен на рис. 2.16.

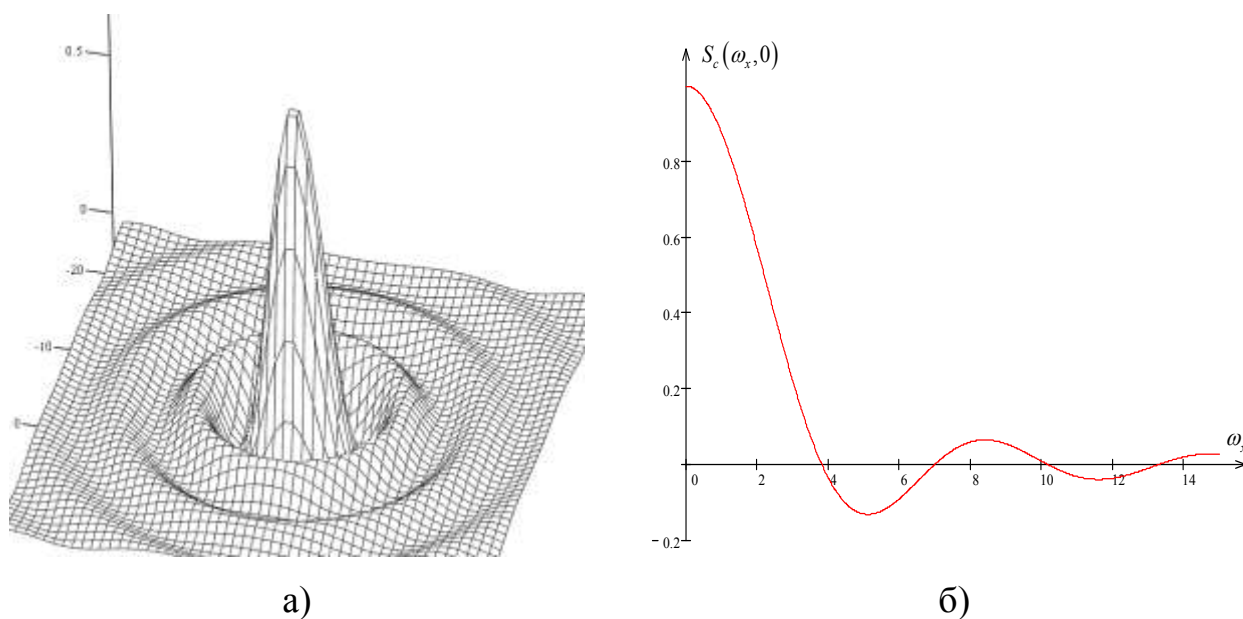


Рис. 2.16. График нормированного спектра функции «приподнятости» и половина его сечения плоскостью $x\theta z$.

Спектр на рис. 2.16 отличается большим уровнем побочных максимумов, первый имеет уровень -0.132 . Компенсация побочных максимумов параболической функции за счет ее суммирования с функцией пьедестала может быть осуществлена несколькими способами, описанными ниже.

1) Формирование функции ПИХ типа «приподнятый параболоид» ($k_c > 0$) с параметром $\alpha < 1$, то есть диаметр пьедестала меньше диаметра основания усеченного параболоида. При этом первый побочный минимум спектра параболоида компенсируется более продолжительным основным лепестком спектра пьедестала, а первый максимум – первым минимумом спектра пьедестала. При указанных начальных условиях оптимизируются параметры k_c и α . Критерием оптимизации является минимальный уровень побочных лепестков. Ниже на графике представлен результат оптимизации в спектральной области.

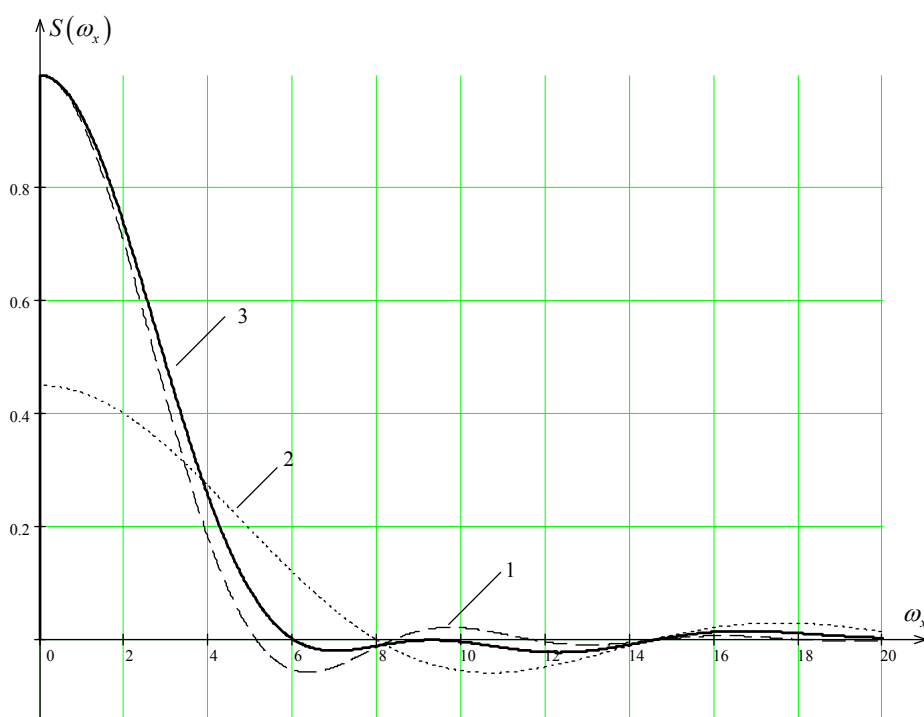


Рис. 2.17. Оптимизация функции ПИХ типа параболоид приподнятый параболоид с параметрами $k_c > 0$, $\alpha < 1$. Спектры: 1- исходной функции, 2- пьедестала 3-результующей функции.

На рис. 2.18а приведена форма полученного в данном варианте «окна», а на рис. 2.18б – его спектральная плотность.

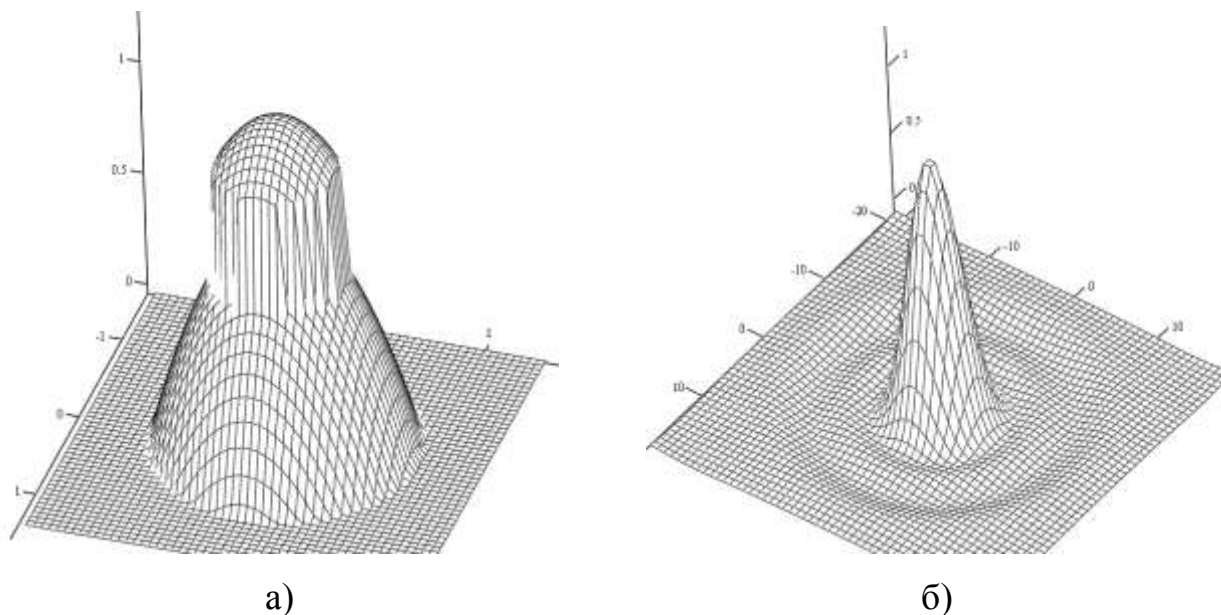


Рис. 2.18 Функция «окна» в виде усеченного параболоида на положительном пьедестале при $\alpha < 1$ а) и ее спектральная плотность б).

Недостатком данного типа ПИХ является продолжительный колебательный процесс вследствие большого вклада цилиндрической составляющей.

Также следует оценивать и энергетические параметры функций ПИХ. Это можно выполнить, например, вычислив площадь под нормированной кривой. Указанное действие выполняется выражением (2.28).

$$E_0 = \frac{1}{K_k(0,0)} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_k(x,y) dy dx = \frac{1}{(K_p(0,0) + K_c(0,0))} \left(\int_{-a_p}^{a_p} \int_{-b_p}^{b_p} K_p(x,y) dy dx + \int_{-a_c}^{a_c} \int_{-b_c}^{b_c} K_c(x,y) dy dx \right) = \frac{1}{1 + k_c} \left(4 \int_0^{a_p} \int_0^{b_p} K_p(x,y) dy dx + \pi a_n b_n k_c \right) \quad (2.28)$$

Вычисления по (2.28) будем выполнять численно, поскольку получение аналитического выражения затруднено (при $a_p \neq b_p$).

Результаты оптимизации – найденные коэффициенты k_c и α , а также результат расчетов по (2.28) для данного варианта приведены в таблице 2.1.

2). Формирование функции ПИХ типа «приподнятый параболоид» ($k_c > 0$) с параметром $\alpha > 1$, то есть диаметр пьедестала больше диаметра основания усеченного параболоида. В данном случае имеет место компенсация первого минимума спектра параболоида первым побочным максимумом спектра пьедестала. Графически данный вариант формирования функции ПИХ данного типа представлен на рис. 2.19.

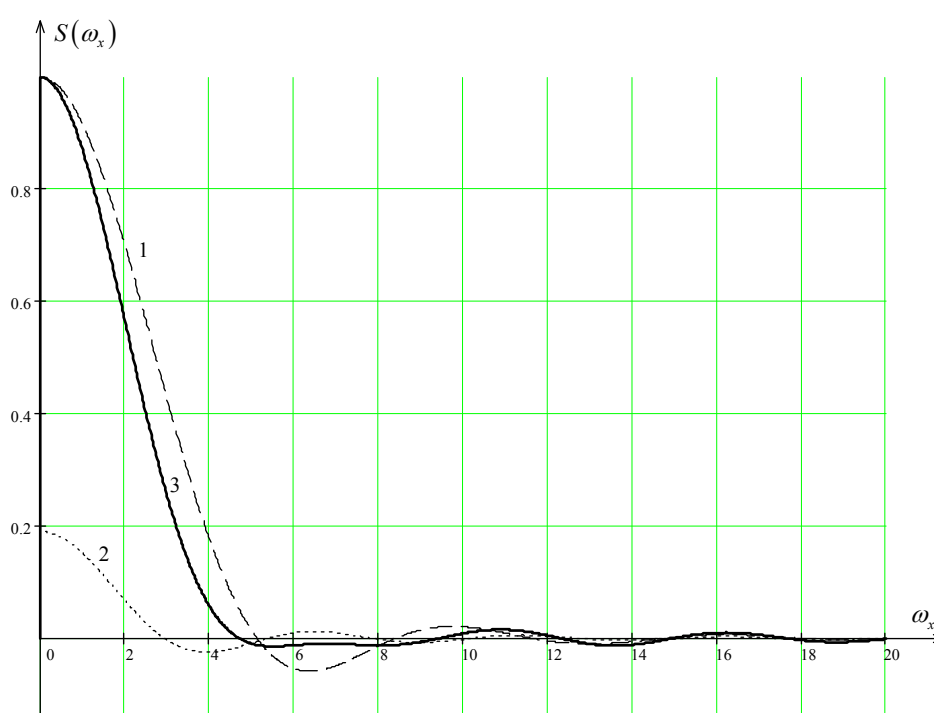


Рис. 2.19. Оптимизация функции ПИХ типа приподнятый параболоид с параметрами $k_c > 0$, $\alpha < 1$. Спектры: 1- исходной функции, 2- пьедестала 3-результатирующей функции.

Ниже, на рис. 2.20а, представлена форма полученной в данном варианте ПИХ, а на рис. 2.20б – ее спектральная плотность.

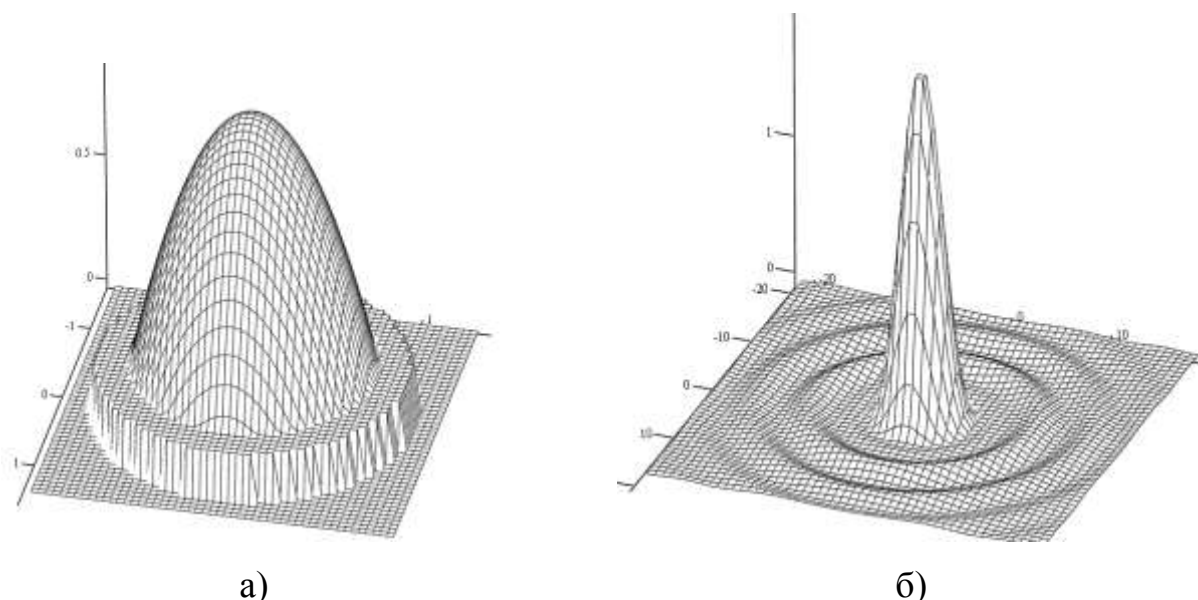


Рис. 2.20 Функция «окна» в виде усеченного параболоида на положительном пьедестале при $\alpha > 1$ а) и ее спектральная плотность б)

Параметры данного типа ПИХ приведены также в таблице 2.1.

3) Формирование функции ПИХ типа «парабола на отрицательном пьедестале». В данном варианте осуществляется оптимизация параметров пьедестала с целью получения компенсации положительных побочных лепестков спектра параболоида соответствующими лепестками спектра цилиндра. Поскольку соотношение продолжительности главного и побочных лепестков спектральной плотности параболоида и цилиндра различные, невозможно получить полную компенсацию. Сечение оптимизированных функций для данного варианта представлено на рис. 2.21. Из приведенного рисунка также видно, что для компенсации колебательного процесса требуется достаточно большой уровень цилиндрической составляющей, что повышает продолжительность колебательного процесса (из-за свойств этой составляющей в спектральной области). Преимуществом варианта ПИХ является наибольшая прямоугольность в реальной области.

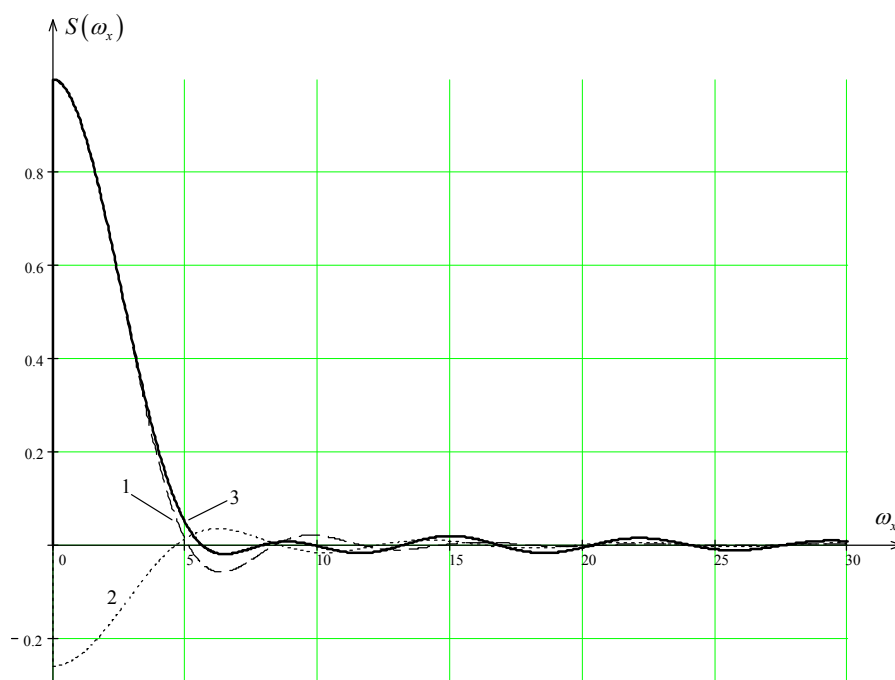


Рис. 2.21 Оптимизация функции ПИХ типа параболоид на отрицательном пьедестале ($k_c > 0$).
Спектры: 1- исходной функции, 2- пьедестала 3-результующей функции.

К недостаткам данного вида функции ПИХ следует отнести резкое изменение функции в зависимости от координат, которое можно видеть на рис. 2.22а, при малом количестве отсчетов качество реализации фильтра с окном данного варианта будет ниже, чем в вариантах 1) и 2).

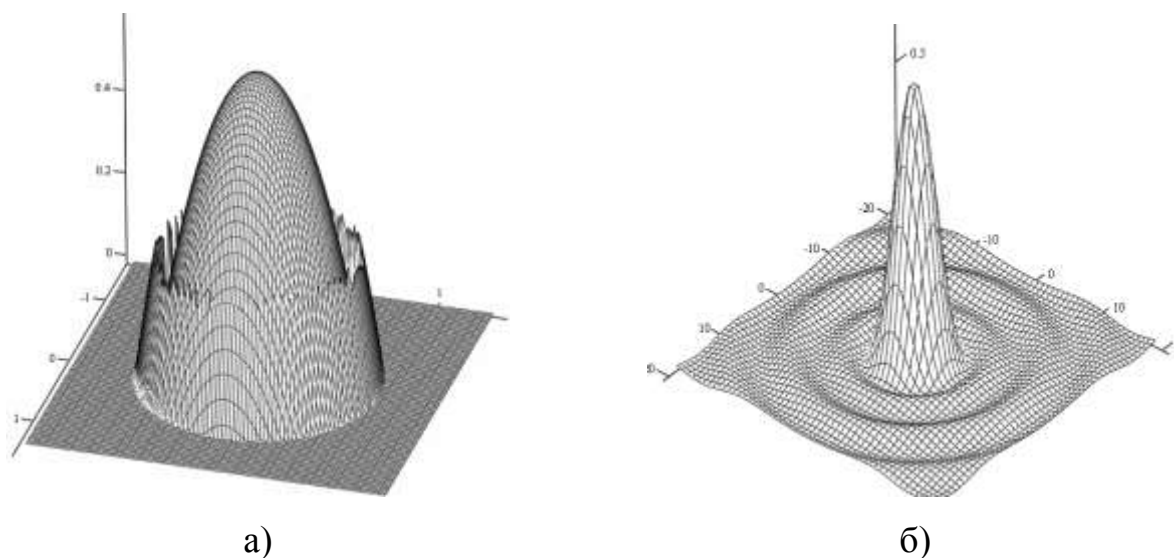


Рис. 2.22 Функция ПИХ в виде усеченного параболоида на отрицательном пьедестале ($k_c > 0$)
а) и ее спектральная плотность б).

Основные параметры рассмотренных типов функций ПИХ приведены в таблице 2.1. Во всех вариантах параметры $a_p = b_p = 1$.

Таблица 2.1: Параметры рассмотренных функций ПИХ

Тип «окна» Параметр	Эллиптический пара- болоид (2.23)	Эллиптический цилиндр (2.25)	Параболоид на пьедестале		
			п. 1)	п. 2)	п. 3)
a_c	—	1	0,48	1,3	0,82
b_c	—	1	0,48	1,3	0,82
k_c	0	1	0,26	0,19	-0,45
Максимальный уровень побоч- ных лепестков спектра	0,059	0,132	0,023	0,015	0,02
E_0	1.571	3.143	1.308	1.283	1.38

Проведем сравнение вариантов ПИХ. Видно, что функция типа параболоид на пьедестале имеют существенные преимущества по уровню боковых лепестков по сравнению с исходным, однако несколько уступают ему по энергетическим показателям. Учитывая небольшую разницу в параметре E_0 в сравнении с уровнем побочных максимумов, целесообразно выбрать вариант 2 формы ПИХ. К дополнительному преимуществу функции данного вида относится достаточно большой уровень коэффициентов за счет наличия пьедестала. Это снижает требования к разрядности представления исходного телевизионного сигнала.

Характеристики выбранной функции в спектральной области позволяют отказаться от принципа формирования ИХ как ограниченной «окном» функции $\text{sinc}(x, y)$ и использовать в качестве ИХ непосредственно проученную выше функцию, тем более, что в нашем случае рассматривалось ограничение

функции $\text{sinc}(x, y)$ в области главного лепестка, где ее приближенно можно считать прямоугольной.

Рассмотренные выше ПИХ были нормированными, то есть имели параметры $a_p = b_p = 1$. В нашем случае имеется блок определенных размеров: 4×16 элементов и отличается анизотропией. В соответствие с этим, изменим значения указанных коэффициентов. В данном случае $a_c = 0,5 N_x = 8$; $b_c = 0,5 N_y = 2$. Исходя из данных коэффициентов, найдем и коэффициенты a_p и b_p : $a_p = 1/1,3 a_c = 6.154$; $b_p = 1/1.3 b_c = 1.538$. Для случая отсчета 16×4 элементов коэффициенты a и b меняются местами.

До настоящего момента нами рассматривалась функция ПИХ как непрерывная. В нашем случае имеется достаточно небольшое количество дискретных отсчетов в каждом направлении. Поскольку функция ПИХ не является линейной, используемое обычно взятие отсчетов ПИХ в центральной точке в пределах элемента может привести к дополнительным погрешностям. Интегрирование функции ПИХ в пределах каждого элемента позволит уменьшить указанную погрешность. Для рассматриваемого нами случая единичного периода следования элементов $x_0 = y_0 = 1$ можно записать:

$$K_{k1}(x, y) = \int_{\text{round}\left(x-\frac{1}{2}\right)}^{\text{round}\left(x-\frac{1}{2}\right)+1} \int_{\text{round}\left(y-\frac{1}{2}\right)}^{\text{round}\left(y-\frac{1}{2}\right)+1} K_k(u, v) dv du \quad (2.29)$$

где $\text{round}(x)$ – округленное до целых значение x .

Следует отметить, что идеальным случаем является не интегрирование функции ПИХ в пространстве элемента, а ее соответствующая низкочастотная фильтрация, однако, поскольку в нашем случае имеет место интегральное формирование отсчета из блока, вклад отдельного элемента в уровень отсчета мал, а ошибки из – за использования (2.19) вместо фильтрации имеют еще больший порядок малости и ими вполне можно пренебречь.

График функции окна для нашего случая 4×16 элементов и результат ее дискретизации с учетом размеров элемента разложения и соотношения (2.29) приведены на рис. 2.23.

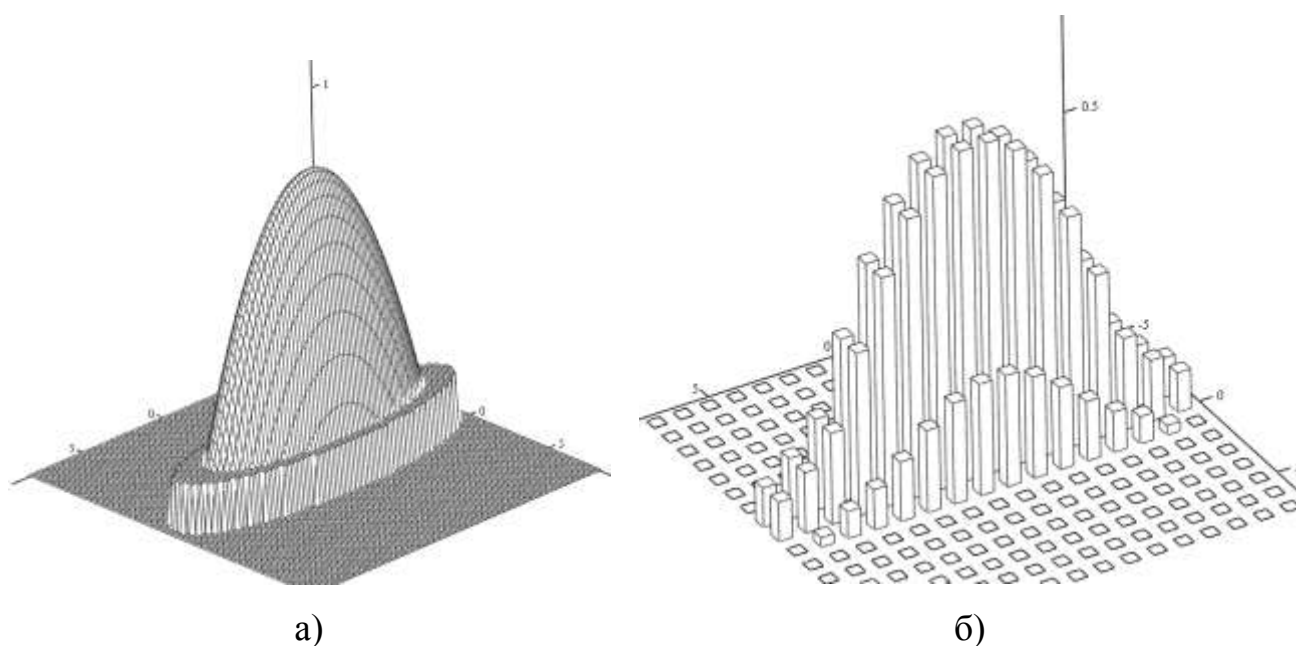


Рис. 2.23. Дискретизация функции ПИХ для формирования отсчета 4×16 элементов. а)- исходная функция, б)- результат дискретизации с использованием соотношения (2.29).

Рассчитанные по (2.29) значения коэффициентов для формирования отсчета из блока 4×16 приведены в таблице 2.2 (с учетом четности структуры ПИХ). Для случая блока 16×4 координаты x и y следует поменять местами.

Таблица 2.2. Значения коэффициентов ПИХ для формирования отсчета из блока 4×16 элементов.

$ x \backslash y $	0,5	1,5	2,5	3,5	4,5	5,5	6,5	7,5
0,5	1	0.949	0.848	0.695	0.493	0.276	0.183	0.119
1,5	0.337	0.306	0.249	0.18	0.122	0.082	0.029	0

Рассмотрим спектральную характеристику формирования отсчета с использованием разработанного фильтра. Для этого вернемся к выражению (2.22) с параметрами $n_x = 4$; $n_y = 16$, что соответствует количеству отсчетов в выбранном нами блоке. Результирующий коэффициент передачи с учетом структуры дискретизации, размеров светочувствительного элемента и разработанного фильтра может быть описан следующим образом:

$$K_0(\omega_x, \omega_y) = D_{er}(\omega_x, \omega_y) S_k(\omega_x, \omega_y) = D_{er}(\omega_x, \omega_y) S_p(\omega_x, \omega_y) S_c(\omega_x, \omega_y) \quad (2.30)$$

Ниже приведен расчетный график выражения (2.30) и его сечений в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Сравнивая рис. 2.24 и рис. 2.12, можно сделать вывод о значительно более эффективной фильтрации при формировании отсчета в первом случае.

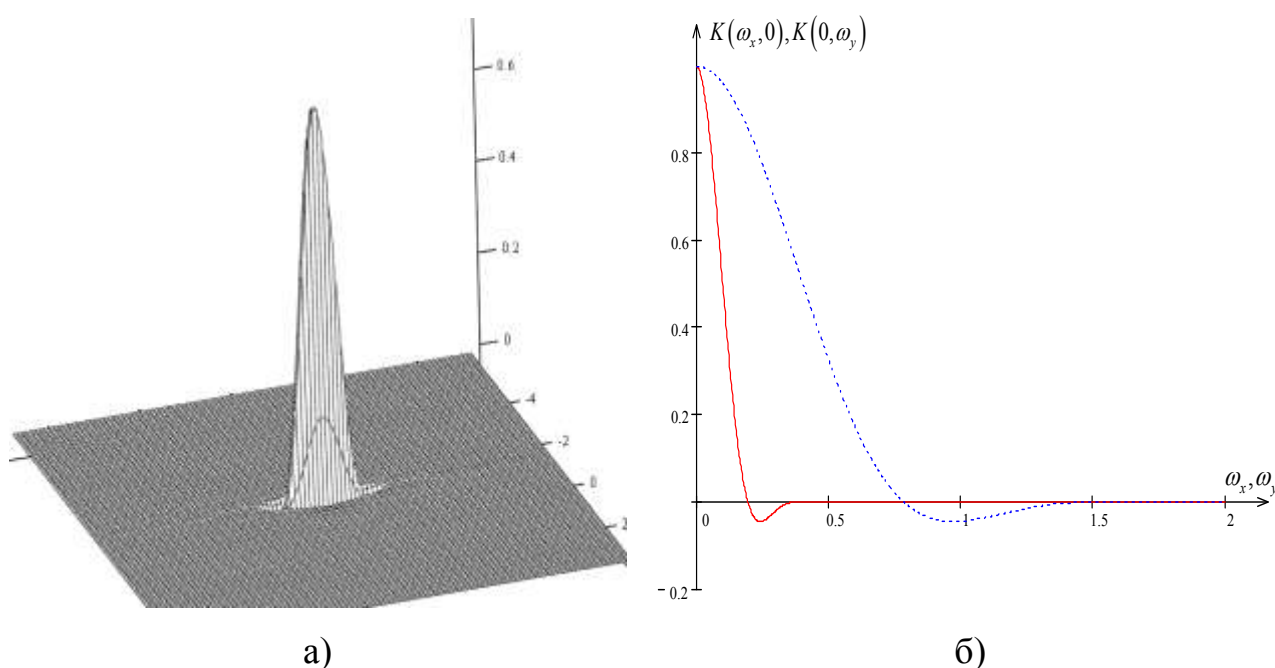


Рис. 2.24. Коэффициент передачи формирователя отсчета в соответствии с (2.30): а) и его сечения в горизонтальной (пунктир) и в вертикальной (сплошная линия) плоскостях б).

2.2.3 Обработка информационных отсчетов и описание работы метода

Итак, нами определен метод формирования отсчетов для устройства формирования сигналов управления ТВ систем безопасности объектов.

Предложим возможный вариант размещения рассмотренных отсчетов в пространстве кадра ДТВС. Учитывая размер области выборки отсчета в наиболее протяженном направлении 16 элементов, целесообразно выполнить разбиение пространства кадра на квадратные блоки с соответствующим размером стороны (16×16 элементов). В пределах каждого полученного блока сформируем пару отсчетов из взаимортогональных областей, как показано на рис. 2.25 а) и б). При обработке сигналов отсчета рис. 2.25 а) будет получена высокая чувствительность к горизонтальным составляющим временных изменений сигнала в пространстве кадра, в случае отсчета на рис. 2.25 б) обеспечивается высокая вертикальная разрешающая способность. За счет сохранения достаточного числа элементов в каждом отсчете работоспособность устройства при низком уровне освещенности сохраняется. Таким образом, имея пару ортогональных отсчетов, дальнейшая обработка отсчетов может быть выполнена в двухканальном варианте с последующей логической оценкой сигналов «нарушений» в каналах. В устройстве должен быть предусмотрен фильтр верхних пространственных частот, выполняющий предварительную обработку.

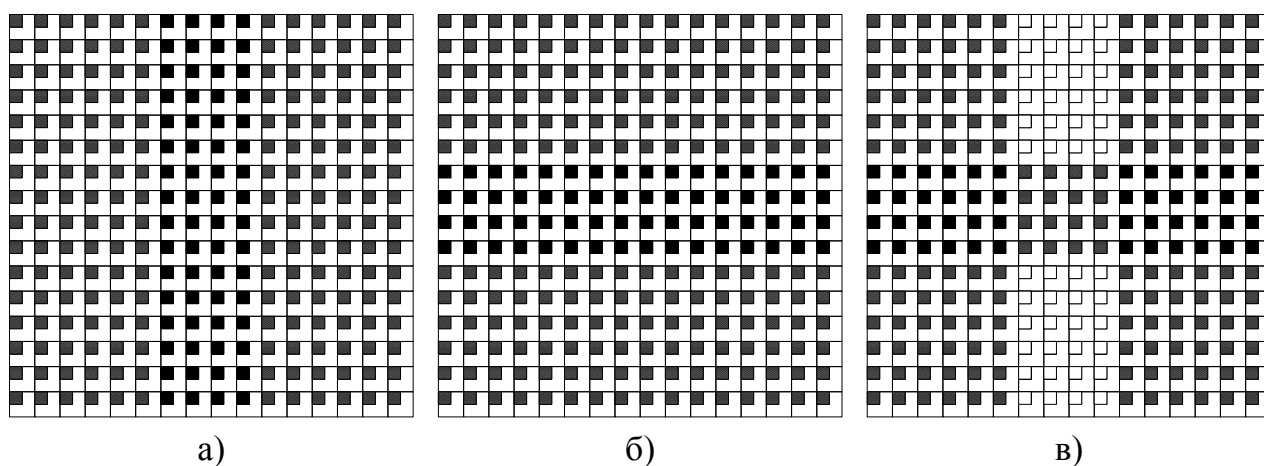


Рис 2.25. Выборка отсчетов в блоке 16×16 элементов.

Часто применение двухканальной обработки нецелесообразно вследствие ее усложнения. В этом случае из отсчетов рис. 2.25 а) и б) должен быть сформирован один отсчет. Конечно, при этом затруднительно отделить

вертикальную и горизонтальную составляющую сигнала «нарушения», но во многих случаях этого не требуется.

В качестве весьма эффективного варианта формирования такого отсчета интегрального типа можно рекомендовать взаимное вычитание ортогональных отсчетов рис. 2.25 а) и б), как это показано на рис. 2.25в. На рис. 2.26 графически представлен рассматриваемый «интегральный» отсчет и его спектральная плотность.

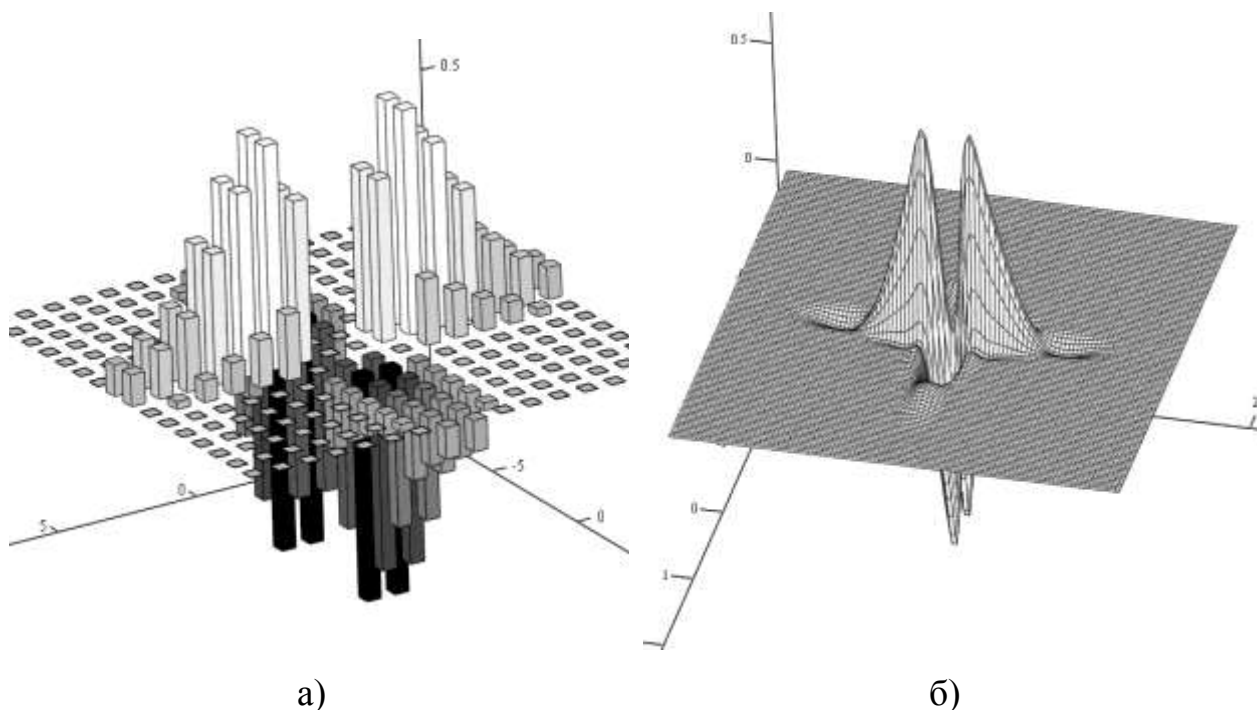


Рис. 2.26. Интегральный отсчет а) и его спектральная плотность б).

Достоинством отсчета данного типа является, как видно из рис. 2.26б, подавление пространственных низкочастотных составляющих изображения, соответствующих фону и низкочастотным пространственным изменениям видеоинформации за счет «сбалансированности» разностного отсчета. При частичном перекрытии блока структурой объекта-«нарушения» указанная сбалансированность нарушается и значение отсчета возрастает (по абсолютной величине). В большинстве случаев объект-«нарушение» имеет в пространстве кадра ограниченные размеры и содержит тонкую структуру и границы, что соответствует максимуму спектральной плотности рис.2.26б, и в результате обработки будет контрастирован. Спад рассматриваемой спектральной

плотности в высокочастотной области соответствует возрастанию уровня шумов ДТВС в зависимости от частоты. Кроме того, распределение чувствительности в горизонтальном и вертикальном направлениях соответствует характеристикам зрительной системы человека, имеющей высокую эффективность обнаружения движущихся объектов.

Межкадровая обработка выполняется аналогично методу селекции нарушений с эталонной памятью.

2.3 Разработка метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений в системах видеоконтроля объектов

Для ДТВС, выпускающихся в настоящее время, характерна спадающая пространственная частотно-контрастная характеристика. Динамику этого спада можно видеть на экспериментально полученной характеристике в п. 1.2 настоящей работы, где приведены сечения ЧКХ в вертикальном направлении (без коррекции). Данный спад является следствием свойств оптической системы ДТВС и пространственной передаточной функции дискретизатора – совокупности светочувствительных элементов светочувствительной матрицы, характеристики структуры которых были рассмотрены в п. 2.2. Вместе с этим, частотное распределение шумов светочувствительной матрицы можно считать равномерным, следовательно, изменение соотношения сигнал-шум на выходе светочувствительной матрицы определяется формой ЧКХ ДТВС. Вследствие коррекции апертурой характеристики, применяемой часто в ДТВС, особенно в горизонтальном направлении, в ВЧ-области возрастает уровень сигнала на выходе преобразователя, но при этом значение ОСШ сохраняется (пропорционально возрастает уровень шумов).

Как известно, в системах автоматизированного контроля объектов применяется пороговая обработка при обнаружении «нарушений». Значение порога выбирается из компромисса получения достаточной чувствительности при сохранении требуемого уровня ложных срабатываний. Пороговое устройство при частотной неравномерности уровней сигнала и помех не обеспечивает требуемой надежности работы системы. При разработке систем автоматизированного контроля в связи с этим обычно ограничивают полосу частот входного телевизионного сигнала до $1,5 \div 2$ МГц, а в системах с цифровой обработкой ТВ сигналов применяют соответствующую пространственную низкочастотную фильтрацию, например, формирование одного информационного отсчета из 4×4 исходных отсчетов [75]. Решение об

ограничении полосы частот входного телевизионного сигнала принято в устройстве на рис.2.7, и при разработке метода в главе 2.2. В указанной полосе частот еще сохраняется достаточное соотношение сигнал-шум. Во всех рассмотренных устройствах значительная часть видеоинформации отбрасывается.

Полное использование пространственного спектра телевизионного сигнала могло бы повысить качественные показатели устройства обнаружения «нарушений». Для реализации указанной возможности предлагается разделить полосу частот телевизионного сигнала на некоторое количество субполос, в пределах которых изменения ОСШ таковы, что еще позволяют обеспечить эффективную работу порогового устройства. В связи с изложенным, рассмотрим зависимость ОСШ на выходе ДТВС от пространственной частоты. Очевидно, в данную характеристику вносит вклад как изменение уровня сигнала, рассмотренное в главе 1 настоящей работы, так и частотное изменение уровня шумов. В вертикальном направлении любые изменения видеоинформации соответствуют достаточно узкой полосе временных частот видеосигнала, верхняя частота которых по крайней мере в N_x (число элементов разложения изображения в горизонтальном направлении по растру) раз ниже верхней частоты телевизионного сигнала. В этом случае распределение уровня шумов вполне можно считать равномерным. В горизонтальном же направлении изменения видеоинформации могут соответствовать широкой полосе временных частот и в этом случае должен быть произведен учет неравномерности частотного распределения уровня шумов.

2.3.1 Оценка уровня шумов, вносимых входными цепями видеотракта

Рассмотрим работу входного каскада усиления ДТВС, поскольку в данном участке схемы имеет место минимальный уровень телевизионного сигнала, вследствие чего ОСШ видеотракта практически полностью определяется рассматриваемым участком.

Сигнал с выхода ПЗС-матрицы поступает на вход предварительного усилителя, выполняемого обычно на полевом транзисторе (дискретного, в составе ОУ или выполненного на самой светочувствительной матрице). Выходное сопротивление светочувствительной ПЗС-матрицы R_M составляет обычно величину 30 кОм [37, 44], таким образом, на эквивалентной схеме выход матрицы можно представить и как источник напряжения с последовательно соединенным эквивалентным выходным сопротивлением матрицы, или как источник тока, с параллельно соединенным эквивалентным сопротивлением. Входное сопротивление предварительного усилителя имеет активную R_y и емкостную составляющую C_y (емкость исток-затвор, емкость монтажа). С учетом описанного выше, составим эквивалентную схему. Она приведена на рис. 2.27.

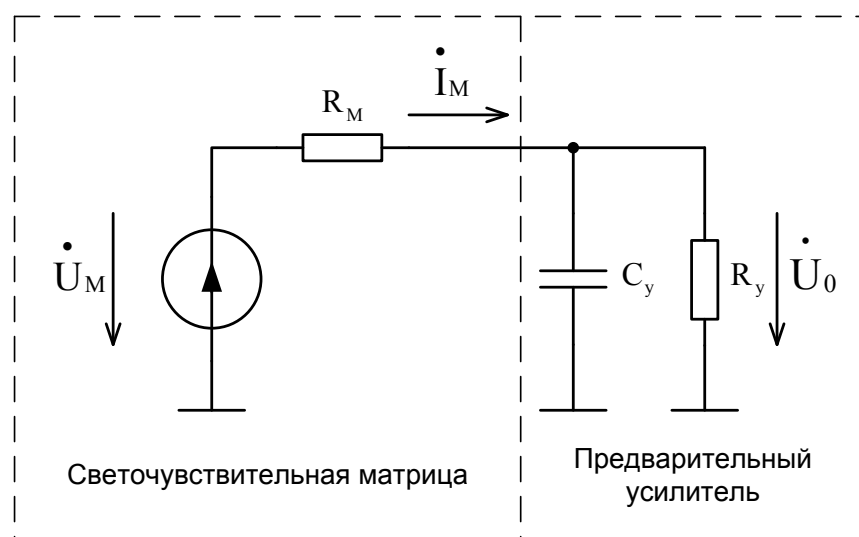


Рис. 2.27. Эквивалентная схема выходных цепей светочувствительной матрицы и входных цепей предварительного усилителя ДТВС.

Напряжение на ненагруженном выходе матрицы при подаче на вход ДТВС сигнала белого фона U_m – известная величина, приводимая производителями матриц в перечне параметров. Однако величина U_m не является постоянной для реальных ДТВС за счет описанных выше причин спада ЧКХ. Учтем указанную неравномерность характеристикой $K(x,y,\omega_x,\omega_y)$.

Обозначим эффективное значение сигнала на выходе матрицы (в случае его синусоидальности) $U_{y_0} = U_i / \sqrt{2}$.

Эквивалентное сопротивление, на которое нагружен источник напряжения ПЗС-матрицы, можно представить следующим образом:

$$z_0 = R_i + \frac{R_o \frac{1}{j\omega C_o}}{R_o + \frac{1}{j\omega C_o}} \quad (2.31)$$

Разделив действительную и мнимую части (2.31), получим:

$$z_0 = R_i + \frac{R_o}{\omega^2 C_o^2 \left(R_o^2 + \frac{1}{\omega^2 C_o^2} \right)} - j \frac{R_o^2}{\omega C_o \left(R_o^2 + \frac{1}{\omega^2 C_o^2} \right)} \quad (2.32)$$

Вычислим модуль эквивалентного сопротивления:

$$|z_0| = \sqrt{\frac{R_i^2 R_o^2 \omega^2 C_o^2 + \left(R_i^2 + R_o^2 \right)^2}{R_o^2 \omega^2 C_o^2 + 1}} \quad (2.33)$$

Определим коэффициент передачи цепи на рис. 2.27. Поскольку схема представляет собой делитель напряжения, ее коэффициент передачи может быть выражен как частное от деления выходного сопротивления на входное:

$$k = \frac{z_0}{R_i + \frac{R_o \frac{1}{j\omega C_o}}{R_o + \frac{1}{j\omega C_o}}} = \frac{R_o}{R_i + R_o - j R_i R_o \omega C_o} \quad (2.34)$$

Соответственно, напряжение на входе предварительного усилителя определяется выражением (2.35):

$$\dot{U} = \frac{R_o \dot{U}}{\kappa_i + R_o - jR_i R_o \omega C_o} \quad (2.35)$$

Квадрат эффективного значения напряжения теплового шума на входе предварительного усилителя определяется следующим образом с использованием известного соотношения:

$$U_{0\sigma}^2 = \frac{2}{\pi} kT \int_0^{\infty} \operatorname{Re}(z_0(\omega)) d\omega \quad (2.36)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град. – постоянная Больцмана, T – температура по шкале Кельвина. Зададимся $T = 300\text{К}$. С учетом того, что в видеотракте полоса частот начинается с десятков Герц (практически от нулевого значения) и ограничивается значением $\omega_6 = 2\pi \cdot 6 \cdot 10^6$ рад/с, можно в (2.36) верхний предел интегрирования заменить на указанное значение. В результате получим:

$$U_{0\sigma}^2 = \frac{2}{\pi} kT \int_0^{\omega_6} R_i + \frac{R_o}{\omega^2 C_o^2 \left(R_o^2 + \frac{1}{\omega^2 C_o^2} \right)} d\omega = \frac{2}{\pi} kT \frac{R_i \omega_6 C_o + \operatorname{arctg}(R_o \omega_6 C_o)}{C_o} \quad (2.37)$$

Отношение квадратов действующих значений сигнала и шума определяется следующим образом:

$$q_{0\sigma}^2 = \frac{\left(\dot{U} \cdot \dots \cdot K^2(x, y, \omega_x, \omega_y) \right)}{2U_{0\sigma}^2} \quad (2.38)$$

Получим выражение для вычисления отношения сигнал-шум на входе предварительного усилителя, подставив в (2.38) выражения (2.37) и (2.34). Получим:

$$q_{0\sigma} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi R_o^2 U_i^2 C_o^2 K^2(x, y, \omega_x, \omega_y)}{\left(R_i^2 R_o^2 \omega^2 C_o^2 + 2R_i R_o + R_i^2 + R_o^2 \right) \left(R_i \omega_6 C_o + \operatorname{arctg}(R_o \omega_6 C_o) \right) kT}} \quad (2.39)$$

Рассчитаем и построим график функции (2.39).

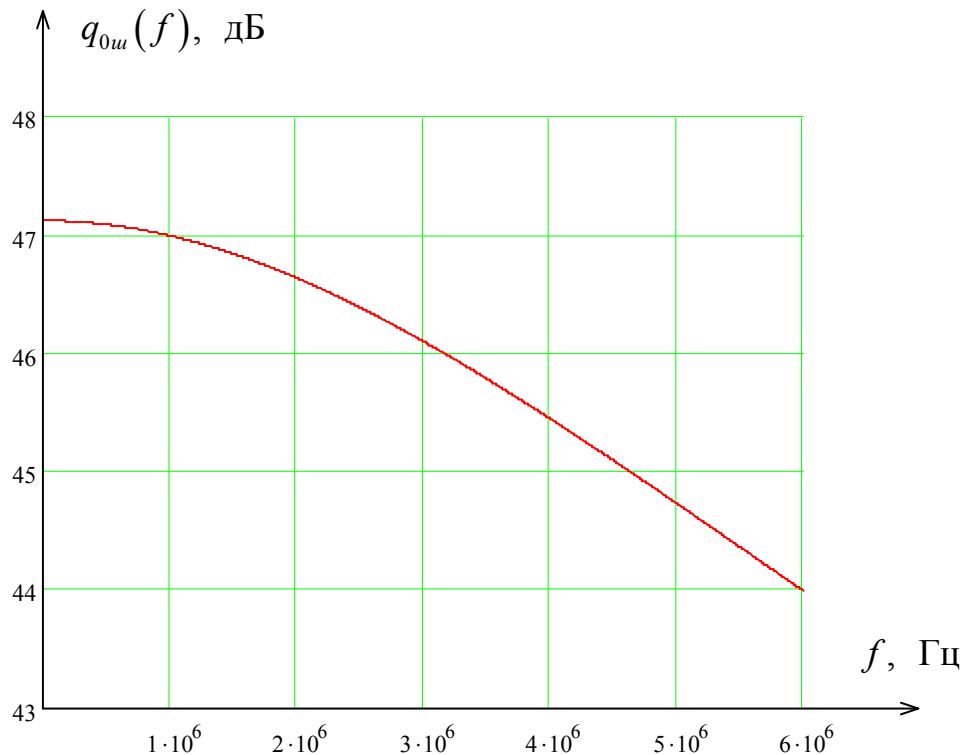


Рис. 2.27. Частотная зависимость отношения сигнал – тепловой шум на выходе матрицы ДТВС.

На рис. 2.27 при построении графика предполагалось, что частотная зависимость уровня сигнала линейна, что является грубым приближением. Реальное изменение уровня сигнала приведено на рис. 1.6.

При заданных параметрах матрицы и предварительного усилителя, а также уровне входного воздействия ОСШ на выходе реального ДТВС будет не лучше приведенного на рис. 2.7. Можно считать, что ОСШ на мелких в горизонтальном и протяженных в вертикальном направлении деталях и фоне в данном случае составляет 47.1 дБ. Для нашего случая более удобно построение графика по (2.39) в нормированном виде и в абсолютных единицах, в этом случае по нему можно определять коэффициент увеличения порога (или коэффициент уменьшения уровня сигнала) в субполосах по отношению к первой. Такой график приведен ниже, на рис. 2.28.

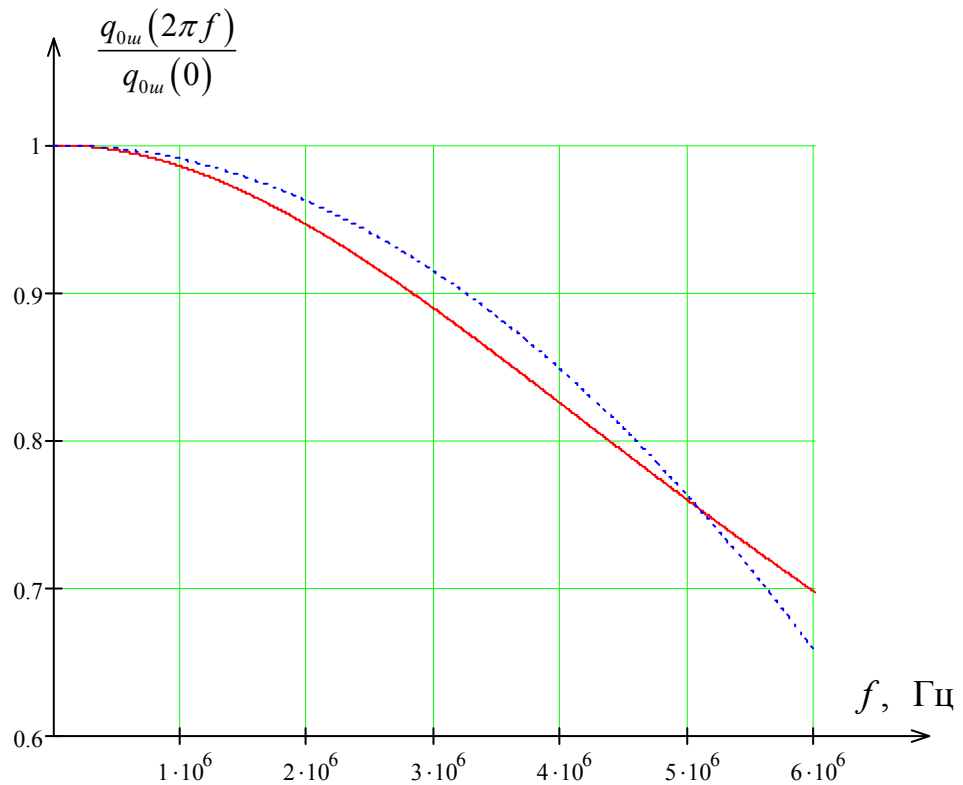


Рис. 2.28. Нормированное изменение ОСШ на выходе матрицы ДТВС (сплошная линия) и его аппроксимация квадратичной функцией (пунктир).

2.3.2 Выбор параметров пространственных фильтров для разделения структуры изображения частотные субполосы

Вернемся к разработке метода селекции нарушений. Чтобы уменьшить изменение отношения сигнал-шум на входе порогового устройства, диапазон пространственных частот изображения следует разделить на некоторое количество субполос, в пределах которых данное изменение не столь велико. Следует оценивать допустимую степень изменения ОСШ, однако нужно учитывать и возрастание сложности обработки сигнала при возрастании числа частотных субполос. Рассмотрим простой случай разделения сигнала на две частотные субполосы. В вертикальной плоскости целесообразно разделить диапазон пространственных частот входного воздействия на требуемое число равных по протяженности субполос (в нашем случае две). Следует отметить, что во входном сигнале изображения перед данной обработкой должны быть отфильтрованы самые низкие пространственные частоты для подавления

фоновых изменений, Рекомендации по выбору частоты среза соответствующего пространственного ВЧ-фильтра можно взять в [75]. Управление чувствительностью устройства осуществляется посредством выбора значения порога. Увеличение числа субполос ведет к соответствующему увеличению числа порогов и необходимости выбора и установки значения для каждого из них. Поэтому целесообразно привести в соответствие значения порогов каждой субполосы к одному значению, например, к значению порога первой субполосы. В п.1.2 был разработан метод измерения пространственной ЧКХ ДТВС. Используя полученные результаты и зная, что распределение шумов в вертикальном направлении имеет равномерный характер, можно вычислить коэффициент умножения сигнала в i -й субполосе, после умножения на который сигнал этой полосы можно будет обрабатывать единым порогом, выбранным для первой субполосы. Для числа субполос n , нижней пространственной частоты выходного сигнала в вертикальном направлении по растру $\omega_{y,n}$ и верхней $\omega_{y,b}$ запишем выражение для коэффициента умножения k_i сигнала i -й полосы:

$$k_i = \frac{\int_{\frac{i(\omega_{y,a}-\omega_{y,i})}{n}+\omega_{y,i}}^{\frac{(i-1)(\omega_{y,a}-\omega_{y,i})}{n}+\omega_{y,i}} |H(\omega_y, x)| d\omega_y}{\int_{\omega_{y,i}}^{\frac{\omega_{y,a}-\omega_{y,i}}{n}+\omega_{y,i}} |H(\omega_y, x)| d\omega_y} \quad (2.40)$$

где $|H(\omega_y, x)|$ - сечение модуля комплексной ЧКХ в вертикальном направлении по растру на уровне x -го элемента по горизонтали, определяется аналогично (1.7).

Для нашего случая двух субполос и характеристики имеющегося ДТВС (кривая 3 на рис. 1.6) получим по (2.40), выполнив численное интегрирование:
 $k_2 = 0,158 / 1,219 = 0,13$.

В горизонтальном по растру направлении имеет место дополнительный частотный спад ОСШ, рассмотренный выше. Для учета этого спада можно ввести анизотропию в вилку пространственных фильтров для разделения субполос – сделать частоту среза фильтров в горизонтальном направлении ниже, чем в вертикальном. Рассмотрим график на рис.2.29. Если разделить вертикальной прямой площадь под кривой 1 на рис. 2.29 на две равные части, то координата секущей прямой и будет частотой среза фильтров в горизонтальном направлении, а отношение частот среза в горизонтальном и вертикальном направлении – коэффициентом анизотропии пространственного фильтра. В общем случае используется разделение площади на n равных частей. Для упрощения задачи деления площади под кривой выполним ее аппроксимацию функцией вида:

$$q_i(\omega) = 1 - a\omega^2 \quad (2.41)$$

где a – параметр аппроксимации, в нашем случае $a = 9.5 \cdot 10^{-15}$.

Площадь под всей аппроксимированной прямой:

$$2b = \int_0^{\omega_a} 1 - a\omega^2 = \omega_a - \frac{a\omega_a^3}{3}$$

в рассматриваемом нами частном случае $2b = 5.316 \cdot 10^6$

Искомая частота ω_0 может быть, таким образом, получена из уравнения:

$$\omega_0^3 - \frac{3}{a}\omega_0 + \frac{3b}{a} = 0 \quad (2.42)$$

Уравнение третьей степени (2.42) решается с использованием известной алгебраической формулы Кардано. В нашем случае допустимое значение (действительное, неотрицательное) принимает один из корней уравнения (2.42): $\omega_0 = 2.722 \cdot 10^6$ Гц, и, соответственно, коэффициент анизотропии $k_a = 2 \omega_0 / \omega_B = 0.907$.

Перейдем к рассмотрению пространственной фильтрации сигнала изображения. В п.2.2 был разработан пространственный фильтр с ПИХ вида «параболоид на цилиндрическом пьедестале», который может быть использован и в данном случае. Однако следует учесть, что при ортогональной структуре отсчетов и квадратной форме светочувствительного элемента имеет место дополнительная потеря четкости в направлениях, отличных от вертикального и горизонтального, максимальная в направлении под 45° к ним. В соответствие с описанным выше, выражение для ПИХ низкочастотного фильтра имеет вид:

$$K_0(x, y) = K_k(x, 0) \cdot K_k(0, y) \quad (2.43)$$

где $K_k(x, y)$ – выражение для ПИХ (2.26). В данном случае в него входят функция парабоида $K_p(x, y)$ (2.23) с параметрами a_p / k_a и b_p и цилиндра-пьедестала $K_c(x, y)$ (2.25) с параметрами $a_c \cdot k_a = 1,3 a_p / k_a$, $b_c = 1,3 b_p$ и $k_c = 0.19$.

Поскольку сомножители (2.43) линейно независимы, спектральная плотность ПИХ выражается также произведением одномерных спектральных плотностей и имеет вид:

$$S_0(x, y) = S_k(x, 0) \cdot S_k(0, y); \quad S_k(x, y) = S_p(x, y) + S_c(x, y) \quad (2.44)$$

где $S_p(x, y)$ и $S_c(x, y)$ описываются соответственно (2.24) и (2.27) с параметрами, приведенными выше.

Рассчитаем и построим по приведенным выражениям ПИХ и ее спектр (ПАЧХ фильтра).

Как видно из рис. 2.30, в данном случае фильтр отличается анизотропией характеристик – спадом ПАЧХ в области верхних пространственных частот под углом 45° к горизонтали, что соответствует характеристикам входного воздействия. Также можно заметить меньшую протяженность ПАЧХ в горизонтальном направлении вследствие влияния коэффициента k_a , учитывающего ухудшение ОСШ в горизонтальном направлении.

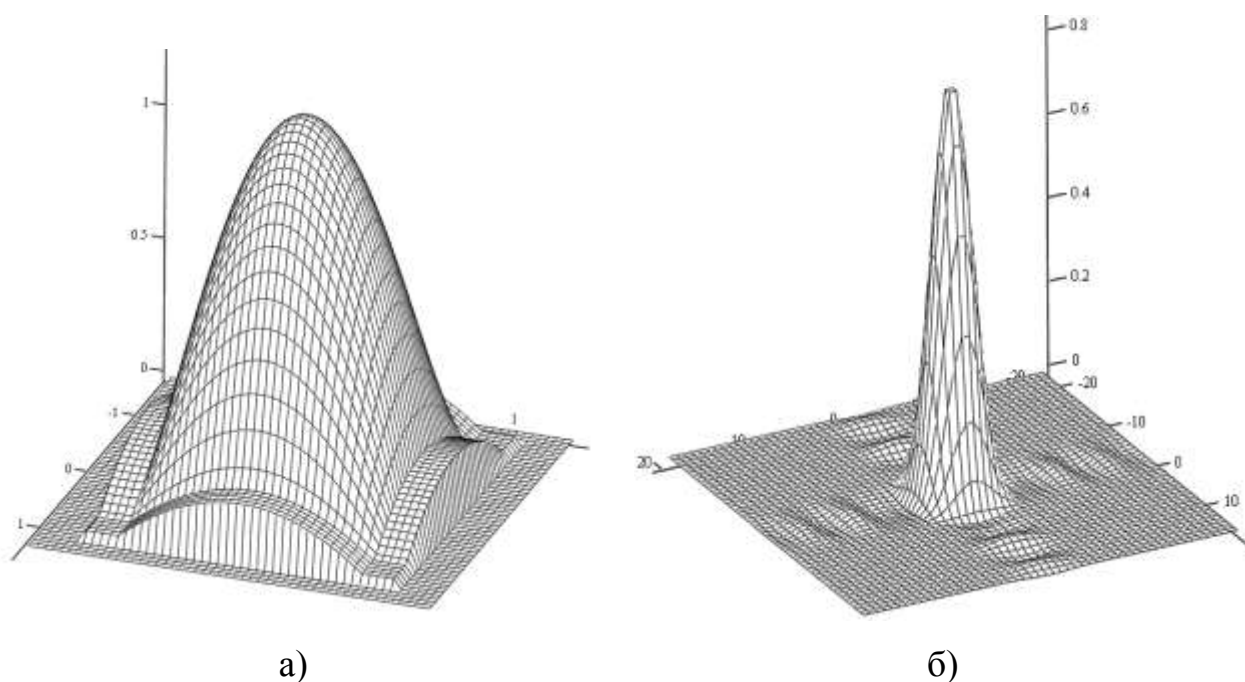


Рис. 2.30. ПФНЧ (а) и ПФВЧ (б) фильтра низких пространственных частот

Проводить расчет характеристик соответствующего ПФВЧ нецелесообразно, высокочастотную фильтрацию исходного воздействия в данном случае можно получить вычитанием сигнала изображения, прошедшего через рассмотренный ПФНЧ, из исходного.

2.3.3 Описание функционирования метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра

Рассмотрим дальнейшую обработку видеoinформации на простом примере одномерного сигнала, проиллюстрированном на рис. 2.31. Исходный сигнал, спектральная плотность которого условно показана на рис. 2.31 а, кривая 1, разделяется на частотные субполосы (в нашем случае обрабатывается парой фильтров ПФНЧ и ПФВЧ), в результате получается два сигнала – низкочастотный и высокочастотный, спектральные плотности которых условно показаны на рис. 2.31 в и б соответственно.

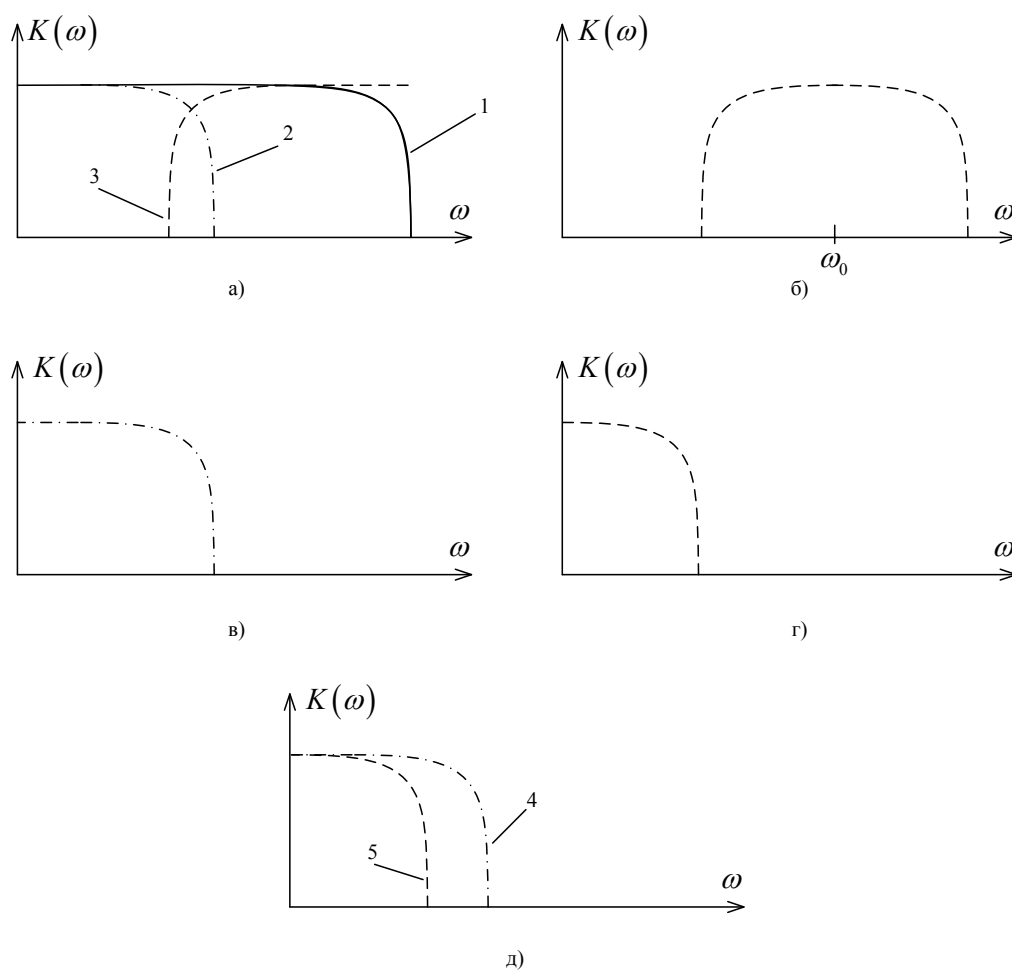


Рис. 2.31. Пояснение действия метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений

При этом высокочастотный сигнал можно представить как амплитудно-модулированный с частотой несущей ω_0 . Таким образом, данный сигнал может быть протектирован амплитудным детектором. Математически это действие соответствует последовательно операции взятия модуля и низкочастотной фильтрации. Последняя операция может быть выполнена в нашем случае тем же разработанным ПФНЧ. Полученный в результате сигнал, рис. 2.31 г), с учетом коэффициентов k_i (в нашем случае k_2), суммируется с низкочастотной частью исходного сигнала рис. 2.31 в. Полученный в результате сигнал, отличающийся обогащенным спектром, поступает, например, на пороговое устройство.

2.4 Разработка метода селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов

В предыдущих главах нами рассматривались методы селекции сигналов «нарушений», в основе которых лежит фильтрация исходных сигналов (пространственная и временная). За счет такой фильтрации осуществляется выделение сигнала «нарушения» из видеоинформационного пространства, поскольку фильтры согласовываются с этими сигналами. Фактически улучшение качественных показателей подобных методов возможно за счет оптимизации характеристики многомерного пространственно-временного (и цветового) фильтра, увеличения числа каналов обработки и применения сложных пороговых устройств с логической обработкой сигналов «нарушений» различных каналов. Однако существенный эффект в результате указанных работ не может быть получен вследствие недостатка, присущего указанным методам – при обработке не учитывается информация о контролируемом объекте, имеющаяся в сигнале на выходе ДТВС. Указанный учет видеоинформации может быть произведен за счет распознавания контролируемых объектов. Для анализа статистических характеристик натуральных изображений можно рассматривать изображение как реализацию случайного процесса [20, 21, 22, 23]. Ввиду огромного разнообразия натуральных изображений этот процесс является нестационарным. По этой причине статистические характеристики натуральных изображений, как первого, так и более высоких порядков сильно меняются от изображения к изображению и не поддаются анализу, обобщению и классификации. Усреднение плотности вероятности значений элементов изображения по ансамблю натуральных изображений дает равномерное распределение.

На основе статистических характеристик изображения практически невозможно сделать вывод ни о структуре изображения, ни о его информационном содержании за исключением крайних частных случаев (изображение фона, текстуры и т.д.). В этом плане, целесообразен анализ лишь

статистических характеристик небольших локализованных в пространстве фрагментов изображения. На этом построены алгоритмы блочного энтропийного кодирования.

Существуют методы описания изображения через статистические характеристики элементов изображения, например, при помощи ковариационных полей и марковских процессов. Однако эти описания не получили распространения в системах кодирования натуральных изображений.

Наиболее часто используемой статистической характеристикой является гистограмма изображения:

$$\text{Hist}(I, l) = p(I_{x,y} < l), \quad l = 0, 1, \dots, 255; \quad x = 0, 1, \dots, X; \quad y = 0, 1, \dots, Y. \quad (2.45)$$

В общем случае гистограмма натурального изображения многомодальна. По гистограмме можно определить характеристики фоновых составляющих изображения (на гистограмме они представлены модами большой амплитуды), получить информацию о контрасте изображения.

Задача распознавания контролируемых объектов при современном уровне развития техники не может быть решена в полной мере ввиду практически бесконечного многообразия их форм в видеоинформационном (пространственно-временном и цветовом) пространстве при стандартной четкости и частоте следования кадров. Однако, при разделении видеоинформационного пространства на дискретные фрагменты в пространственной и временной областях и считая отдельные фрагменты независимыми можно существенно уменьшить количество возможных реализаций видеоинформации. Разделив эти реализации на некоторое количество групп по определенным признакам, можно сформировать таким образом алфавит. Храня в терминах введенного алфавита информацию об объекте и сравнивая ее с текущей, можно получать сигналы изменений, которые интерпретировать как «нарушения». При этом, например, периодические изменения (качание веток деревьев и др.) не будут определены как «нарушение» за счет оценки структуры видеоинформации в межкадровом

направлении а изменения освещенности – поскольку они не изменяют внутрикадровую структуру объекта.

При разработке метода, основанного на изложенных выше принципах, следует рассмотреть выбор размеров блока и используемого алфавита. Данные параметры являются взаимозависимыми - при относительно небольшом размере блока имеется весьма ограниченный ансамбль реализаций распределения яркости и, соответственно, требуется небольшое количество позиций алфавита. В пределе, при размере блока в 1 пиксель возможна одна позиция в алфавите - «точечный объект». Размер блока должен соответствовать также и разрешающей способности ДТВС. Рассмотрим переходную характеристику ДТВС, полученную нами в главе 1 (рис. 1.4 а, б). Ширина переходного процесса по уровням 0,1 и 0,9 в рассмотренных реальных ДТВС составляет, как видно из представленных рисунков, величину $4 \div 5$ пикселей, таким образом, сигналы объектов с меньшей протяженностью в пространстве растра будут подавляться в ДТВС. Выбор размеров блока менее указанной ширины совершенно нецелесообразен, даже самые крупные, в пределах блока, детали фактически относятся при использовании данных ДТВС к мелкой структуре. Как указывалось выше, значение размеров блока следует выбирать из чисел, являющихся результатом возведения 2 в некоторую целую степень n , то есть из ряда 1; 2; 4; 8; 16; 32... . Существуют факторы, ограничивающие максимальное значение размера блока. При большом его размере точность локализации «нарушений» в контролируемом пространстве уменьшается, поскольку при этом число блоков, на которые разбивается изображение, оказывается малым, а локализация «нарушений» выполняется с точностью до блока. Кроме того, возрастает вычислительная сложность, поскольку большое число реализаций структуры изображения внутри блока приводит к необходимости использования большого алфавита и, соответственно проверки каждого блока на соответствие критериям каждого элемента алфавита. В связи с вышеизложенным целесообразно выбрать блок размерами 8×8 элементов.

При фильтрации изображений вследствие определенной протяженности импульсной характеристики вблизи края изображения (или его обрабатываемого фрагмента), на расстоянии $n / 2 - 1$ элемент от края, где n – количество отчетов ПИХ фильтра в данном направлении, возникают краевые эффекты за счет усечения ПИХ и соответствующего этому усечению искажения ПАЧХ фильтра. Соответственно, при обработке блочной структуры такие эффекты возникают на указанных расстояниях от края блока и качество обработки изображения дополнительно ухудшается. При этом ухудшения имеют некоторую периодическую структуру, с периодом, пропорциональным размеру блока, соответствуя некоторой пространственной частоте в контролируемом видеоинформационном пространстве. Объект – «нарушение» может характеризоваться некоторой пространственной частотой, в результате возникает эффект наложения пространственных частот объекта и периодической структуры и подавление. Данный недостаток может быть частично или полностью устранен. Для этого, например, можно использовать блоки с перекрытием. Величина перекрытия блоков для полного устранения краевых эффектов должна соответствовать их ширине, то есть составлять, как было указано выше, $n / 2 - 1$ элемент. При таком формировании блоков усложняется их адресация, увеличивается вычислительная сложность и сам алгоритм обработки, требуется дополнительный объем памяти. При малых размерах блока величина перекрытия может превышать размеры блока. При рассмотренном варианте теряется смысл разбиения на блоки – ведется межблочная обработка. В связи с этим целесообразно провести фильтрационную обработку перед разделением изображения на блоки и распознаванием их структуры.

Рассмотрим возможные элементы алфавита при распознавании, таким образом, определим необходимые операции фильтрации, которые проводятся перед разбиением на блоки.

1. Фон. Блоки, в которых отсутствуют ВЧ изменения яркости (равномерное распределение или по градиенту) относятся к фоновым блокам. В любом случае

наличия фонового блока изменения яркости носят достаточно плавный характер (в противном случае эти изменения соответствуют, например, границе), таким образом, в результате выделения высокочастотной части фонового блока будут получены близкие к нулю значения. Это свойство фона может быть использовано для его опознавания в блоке. Учитывая, что всегда на реальных изображениях имеются, по крайней мере, малоинтенсивные высокочастотные изменения, а также шумы, вносимые ДТВС и видеотрактом, необходима пороговая обработка, но значение порога должно быть достаточно малым.

2. Граница. Перепад уровня яркости в одном из направлений при относительно равномерной яркости в ортогональном направлении в пределах блока. Дифференцирование такой структуры в направлении ее прохождения даст однополярный импульс достаточно большой амплитуды, но малой длительности, которые определяются разностью уровней фона и объекта и крутизной перехода. В ортогональном же направлении будет результат, аналогичный случаю фона. Для определения границы в произвольном направлении было бы достаточно продифференцировать изображение в двух ортогональных направлениях, поскольку остальные направления являются линейно зависимыми. В этом случае, однако, границы, расположенные под углом 45° к направлениям дифференцирования, могут быть опознаны как фон или текстура. Для устранения этого эффекта можно ввести два дополнительных направления обработки – в направлении главной и побочной диагоналей.

3. Линия. Линия характеризуется постоянным значением уровня яркости в блоке, за исключением узкой в одном из направлений в пределах блока полосы, имеющей другой уровень яркости, что аналогично результату дифференцирования фрагмента границы по п.2. В результате дифференцирования фрагмента типа «линия» в ортогональном ей направлении будет получен биполярный импульс. Среднее значение его при этом будет равно нулю. Все прочие особенности, относящиеся к «текстуре» (п.2) могут быть отнесены и к «линии».

Дополнительно следует отметить, что границы и линии имеют важнейшее значение при видеоконтроле, поскольку каждый объект обладает выраженными границами, как контролируемый, так и объект «нарушение» при взаимном перекрытии которых конфигурация границ на изображении изменяется. За счет свойства протяженности в одном из направлений при правильно выбранном алгоритме обработки возможно получение значительного выигрыша в ОСШ (например, за счет интегрирования в направлении неизменной структуры, то есть в направлении, ортогональном направлению дифференцирования). В связи с вышеизложенным контролю границ объектов и линий следует уделить особое внимание. Целесообразно помимо классификации определять направление границ и линий. Границы могут быть дополнительно контрастированы на объекте ВК, а их число искусственно увеличено. Это может быть обеспечено правильной организацией освещения на объекте, например, расположить источник света не как в случае визуального контроля за ДТВС, а ортогонально оси ДТВС. Возникающие при этом тени контролируемых объектов служат дополнительными «границами» и увеличивают эффективность контроля безопасности.

4. Текстура. Большая часть сцен на натуральных изображениях лишена существенных деталей на больших пространствах [23, 28-33]. В этих областях сцену можно охарактеризовать либо как фон, либо как проявление повторяющейся структуры, аналогичной структуре поверхностей физических объектов, например, ткань, лес, кирпичная стена и т.д., т.е. текстуры.

Текстуры можно разделить на естественные и искусственные. Искусственные текстуры – это структуры из графических знаков на нейтральном фоне. Такие текстуры на натуральных изображениях встречаются достаточно редко. Чаще на натуральных изображениях присутствуют естественные текстуры, являющиеся изображениями поверхностей естественных объектов. Естественные текстуры чрезвычайно многообразны и не поддаются классификации. В основном текстуры имеют условно периодическую структуру, т.е. повторение структуры базового фрагмента или

"зерна" текстуры в пространстве с пространственными изменениями этого фрагмента типа "масштабирования", "поворота", "отображения" и т.д. Периодические, в прямом смысле этого слова, текстуры в природе встречаются достаточно редко.

Текстура определяется свойствами смежных областей по отношению к некоторой текущей области изображения. Т.е., если некоторая качественная или количественная метрика текстуры, определенная для текущей области изображения, имеет те же значения в окрестностях текущей области, то текстура имеет место и в текущей области и в окрестных областях.

Текстурные признаки по своей природе зависят от размера как данной области, в которой определяется метрика, так и окрестности этой области. Это представляет определенные сложности в детектировании и распознавании текстуры, так как в области одного размера текстурные свойства могут не проявляться. При уменьшении (увеличении) области анализа, начинают проявляться текстурные свойства одного характера. При дальнейшем уменьшении (увеличении) размера области анализа текстурные свойства приобретают новый характер или перестают проявляться. Так, изображение однородных физических поверхностей, уходящих вдаль на изображении (например, дорога), будут менять свои текстурные свойства при переходе от переднего плана к заднему. Фрагменты изображений типа «текстура» характеризуются следующими свойствами:

- как правило, нерегулярны и не периодичны в прямом смысле;
- определяются "зерном" текстуры;
- зависят от размера области анализа и смежных областей;

Спектр текстурированной области, ограниченной размерами блока, как правило, сложно описать и классифицировать ввиду многообразия текстур. Однако спектр позволяет выделить направление текстуры, если оно имеет место – спектр будет протяженнее в направлении ортогональном направлению текстуры. Также при помощи спектрального анализа можно определить периодичность текстуры.

Вышеописанные свойства текстур могли бы быть использованы для описания контролируемых объектов, однако описанное многообразие текстур приводит к усложнению алгоритма обработки – или введению большого алфавита классификации текстур, или, в случае классификации блока как текстурного, разделения его на несколько, например, четыре субблока, в пределах которых уже имеется более ограниченный набор реализаций вариантов текстуры, легче поддающийся классификации. Следует отметить, что в настоящее время в СКБО блок обработки изображений имеет ограниченную производительность, поскольку, как правило, в нем требуется вести параллельную независимую обработку сигналов нескольких ДТВС. Другим фактором, ограничивающим анализ текстур в СКБО, являются характеристики ДТВС. Нами уже были рассмотрены как ЧКХ, так и распределение шумов ДТВС, из которых следует, что при повышении пространственной частоты контраст объекта и одновременно ОСШ снижаются, а текстуры, по определению, относятся к высокочастотным объектам. Все вышеописанное позволяет сделать вывод о неэффективности распознавания внутри класса текстур их типов в современных системах СКБО. Соответственно, будем определять блок как текстурный, если он не относится к другим позициям алфавита классификации, то есть фону, границам и линиям различных направлений.

Сопоставляя предложенные варианты выделения различных элементов алфавита нетрудно заметить, что во всех случаях используется операция дифференцирования. Учитывая это, целесообразно выполнить данную операцию до разделения изображения на блоки для устранения описанных выше краевых эффектов. Недостатком такого решения является увеличение объемов вычислений пропорциональное числу направлений обработки число раз по сравнению с вариантом полностью внутриблочной обработки.

В общем случае каждый пиксель в результате любой внутрикадровой фильтрационной обработки определяется известными выражениями (1.4) или, расписав выражение свертки:

$$g(x, y) = \sum_{u=-a}^a \sum_{v=-b}^b w(u, v) \cdot f(x+u, y+v) \quad (2.46)$$

где f – исходное изображение размерами $M \times N$ элементов, w – маска фильтра размерами $m \times n$, $a = (m - 1)/2$, $b = (n - 1)/2$. Выходное изображение вычисляется во всех точках: $x = 0, 1 \dots M - 1$, $y = 0, 1 \dots N - 1$; для получения изображения на выходе фильтра размерами $M \times N$ исходное изображение должно быть экстраполировано на количество пикселей a и b соответственно по горизонтали и вертикали в обе стороны. Очевидно, (2.46) можно использовать без изменений только для масок с нечетным числом элементов.

Конкретные типы масок для выражения (2.46), выполняющего дифференциально-интегральную обработку в вертикальном, горизонтальном и диагональном направлениях, выбираются при разработке соответствующего устройства.

В СКБО «нарушения» всегда характеризуются временными изменениями, поэтому задача состоит не только в том, чтобы распознать и классифицировать внутрикадровую структуру контролируемого объекта, но и в отслеживании ее временных изменений. В нашем случае временные изменения выражаются в изменении позиции алфавита блока, например, из границы определенного направления в текстуру или фон. Если присвоить каждой позиции алфавита определенное целочисленное значение и сформировать из полученных значений кадры, то можно оценивать межкадровые изменения по аналогии с методами, рассмотренными выше. Оценка изменений при этом может быть бинарной, не учитывая значения разности условно присвоенных значений конкретным позициям алфавита.

В простейшем случае может находиться и контролироваться сигнал разности полученных кадров, а также рассмотренный нами в п. 2.1 вариант с эталонной памятью. Однако, учитывая снижение как разрядности представления до одного бита на элемент, так и количества элементов в кадре, могут быть рекомендованы и более сложные варианты межкадровой обработки.

К таким вариантам относится разделение полосы временных частот сигнала изменения состояния каждого из блоков контролируемого объекта на некоторое количество субполос, аналогично тому, как это описано (для внутрикадровой области) в п. 2.3. В нашем случае применяется сечение ПИХ разработанных фильтров. Протяженность ИХ фильтра с самой низкой частотой среза определяется максимальным периодом временных изменений и в большинстве случаев величина 3-5 с. при нашем размере блока позволяет учесть все периодические колебания в пределах блока и устранить возможность «подкрадывания». Разделив временной спектр сигнала изменений на частотные субполосы, и делая вывод, что узкополосные сигналы «нарушений» соответствуют периодическим изменениям (например, качание деревьев или самого ДТВС), можно исключить подобные сигналы «нарушений», детектируемые лишь в пределах одной частотной субполосы. Количество частотных полос ограничивается в данном случае сложностью реализации метода.

Следует также рассмотреть вариант межкадровой обработки сигналов изменений позиции алфавита классификации блока, являющийся промежуточным по сложности по отношению к рассмотренным.

1. Получают сигнал изменения состояния блока
2. Сигнал изменения состояния блока суммируется на протяжении периода наблюдения
3. Проводится пороговая оценка значения по п.2, в результате которой получается бинарное значение («1» при превышении порога)
4. Формируется сигнал обнаружения нарушения умножением текущего сигнала по п. 1. на результат выполнения п. 3.

Рассмотренный метод реализует адаптацию устройства к условиям на объекте ВК.

2.5. Выводы

1. Анализ характеристик видеоконтроля последовательно воспроизводимых изображений от независимых датчиков ТВ сигнала показал существенное влияние числа коммутируемых изображений на величину рекомендуемого периода коммутации. Мешающее влияние коммутационной помехи существенно возрастает с увеличением разности в средней яркости последовательно предъявляемых изображений. При этом минимальная протяжённость переходного процесса видеоконтроля изменений составляет величину в 0,4 сек. Относительно комфортные условия работы оператора для варианта последовательного предъявления четырех различных изображений обеспечиваются лишь в случае, когда рекомендуемый период коммутации составляет 42 с., и, таким образом, каждый из четырех объектов оказывается неконтролируемым оператором на время 31.5 с. Последнее, безусловно, недопустимо для СКБО.

2. В устройствах селекции нарушений с относительной пороговой оценкой изменений структуры сигнала изображений повышение качественных показателей может достигаться за счет перехода от оценки временных изменений непосредственно структуры изображений к соответствующей оценке структуры информационных отсчетов, формируемых в пределах дискретных фрагментов кадра.

3. Процесс преобразования входного светового воздействия в ТВ сигнал светочувствительными элементами в современных ДТВС совмещен с пространственной и временной дискретизацией и, вследствие неидеальности характеристик, сопровождается значительными искажениями. Разработанная модель квазипериодической четной структуры отсчетов позволяет установить характер и степень возникающих искажений составляющих внутрикадровой структуры изображений в ДТВС, которые необходимо учитывать при разработке метода формирования информационных отсчетов. Результаты анализа искажений практически определяют требования к условиям

видеоконтроля объектов с различной пространственной структурой изображений и к выбору датчиков ТВС.

4. Формирование информационного отсчета целесообразно осуществлять с использованием относительно малого количества отсчетов (как правило, 4, 8 или 16) в каждом из ортогональных направлений изображения контролируемого пространства, поэтому классическое построение ПИХ в виде ограниченной «окном» функцией $\text{sinc}(\)$ неэффективно. В этом случае целесообразно непосредственно выбирать функцию ПИХ, контролируя результирующие частотные характеристики с учетом действия предшествующих искажений пространственной дискретизации.

5. Анизотропная форма информационных отсчетов обладает преимуществами перед отсчётами, имеющими изотропную или близкую к ней форму отсчётов (функции типа цилиндра, прямоугольника, гауссовской функции и др.), так как их использование позволяет реализовать повышенную чувствительность СКБО к изменениям тонкой структуры изображений в заданном по внутрикадровому пространству направлении. Квазихаотическое распределение анизотропных отсчётов, имеющих отличающуюся, но взаимноортогональную асимметрию формы позволяет создавать устройства тревожной сигнализации высокой интегральной чувствительности к изменениям во времени тонкой структуры контролируемых изображений.

6. Существенные изменения параметров (оггибающей) спектра сигнала ДТВС в диапазоне пространственных частот заставляют использовать в системах селекции нарушений лишь часть пространственного спектра. Преобразование структуры пространственного спектра сигналов изображений с разделением исходного сигнала на субполосы с последующей независимой обработкой и объединением повышает степень использования пространственного спектра, и соответственно чувствительность устройств селекции нарушений.

7. Отказ от непосредственного сравнения уровней информационных отсчетов в пользу контроля изменения описаний структуры фрагментов

контролируемой области, предложенный при разработке метода селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов, позволяет достичь большей независимости от интегральных изменений параметров контролируемого пространства (изменение уровня освещенности, микросмещения изображения вследствие упругих колебаний подвеса ДТВС).

3. РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ СЕЛЕКЦИИ НАРУШЕНИЙ ДЛЯ СИСТЕМ КОМПЛЕКСНОГО КОНТРОЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

Во второй главе были рассмотрены основные принципы селекции сигналов нарушений, проведена разработка методов, таким образом можно перейти к синтезу соответствующих устройств.

3.1 Разработка устройства селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов

В главе 2.2 был разработан метод селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов, ниже представлена разработанная структурная схема устройства для его реализации. Рассмотрим его функционирование и особенности отдельных блоков.

Рассматриваемое устройство в части предварительной обработки ТВС, а также обработки информационных отсчетов в межкадровом направлении и формировании сигналов тревоги разработано на тех же принципах что и устройство формирования сигналов управления для ТВ систем безопасности объектов, рассмотренного в п. 2.1 (принцип сравнения текущего изображения с эталоном). Устройство состоит из следующих блоков: ДТВС – датчик телевизионного сигнала. В качестве него, как правило, выступает телевизионная камера; БПОТВС – блок предварительной обработки телевизионного сигнала; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; БПСР – блок преобразования стандарта развертки; БМН – блок межкадрового накопления; УРБ – устройство разделения изображения на блоки; БПНВФ, БПНГФ – блоки пространственной низкочастотной вертикальной и горизонтальной фильтрации; БВ, БВ2 – блок вычитания; БМ, БМ2 – блок

мультиплексора; ЭП – эталонное запоминающее устройство; ОП – оперативное запоминающее устройство; БД – блок детектирования; ФСТиУ – формирователь сигналов «тревоги» и управления. ИИУ – интегральное исполнительное устройство; ЦУВ – цифровое устройство видеорегистрации; БОС – блок объединения исходного ТВ сигнала и сигнала «нарушения»; ЦАП – цифроаналоговый преобразователь; ФНЧ – фильтр нижних частот; ВКУ – видеоконтрольное устройство; УВП – устройство ввода параметров; БФССиУ – блок формирования сигналов синхронизации и управления; БПСС – блок преобразования сигналов синхронизации.

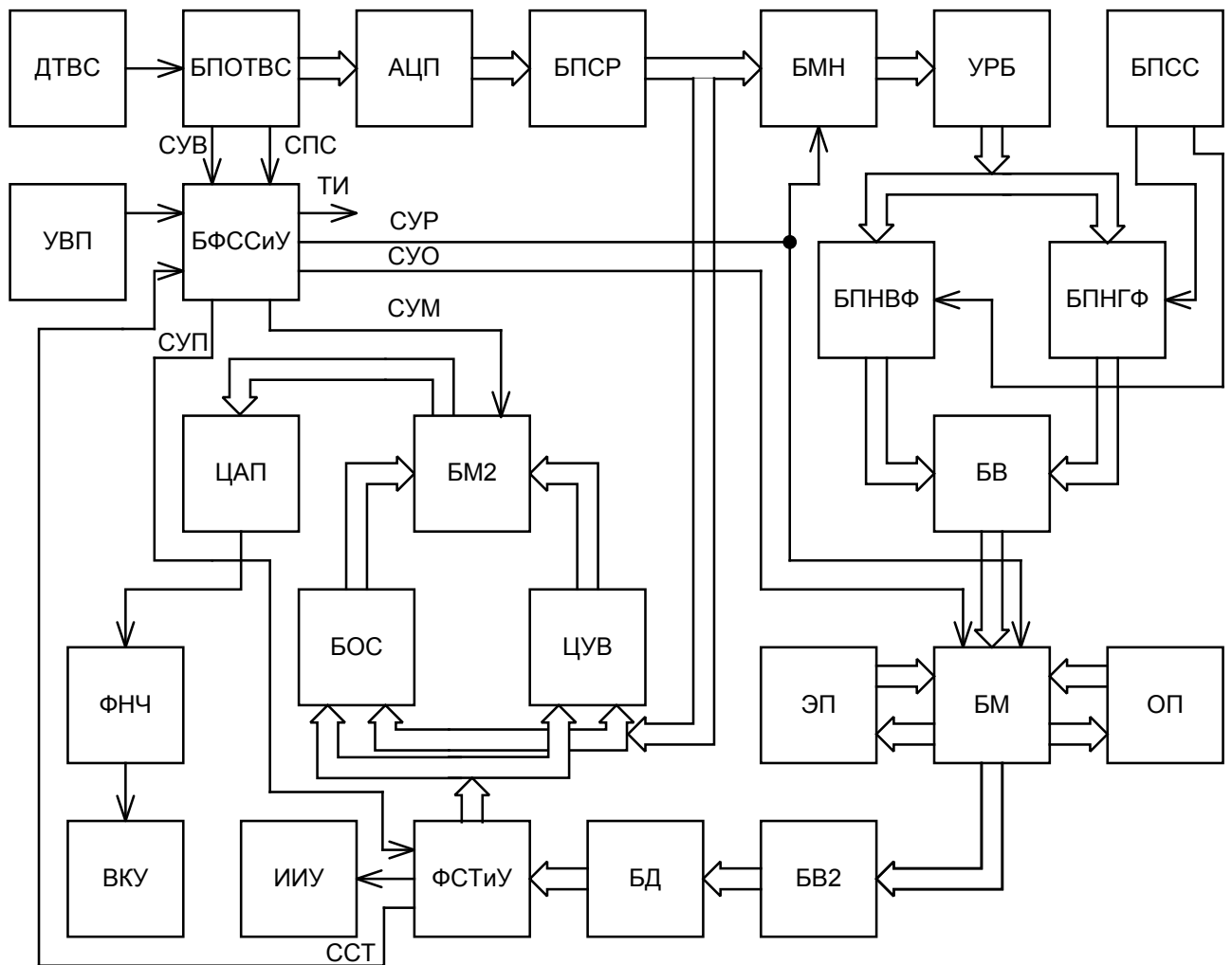


Рис. 3.1. Структурная схема устройства формирования сигналов нарушений для систем прикладного ТВ с относительной пороговой оценкой в пределах блоков структуры сигнала

При работе устройства формируются следующие управляющие сигналы: СУВ – сигнал, пропорциональный уровню входного ТВС; СПС сигнал подстройки системы синхронизации; СУР – сигнал управления режимом работы; СУО – сигнал управления обновлением эталонной памяти; СУП – сигнал управления пороговым устройством; СУМ – сигнал управления режимом работы мультиплектора; ССТ – сигнал состояния «тревоги»; ТИ – тактовые импульсы.

Функционирует рассматриваемое устройство следующим образом. На вход подается стандартный аналоговый ТВ сигнал с чересстрочной разверткой с ДТВС. В БПОТВС осуществляется согласование с каналом связи с ДТВС, усиление и коррекция ТВ сигнала (с АРУ), формирование сигнала СУВ, фиксация уровня черного, отделение сигналов синхронизации, при этом формируется сигнал СПС, фильтрация ТВС для приведения его в соответствие с параметрами АЦП. В целом указанные операции являются известными, поэтому здесь подробно не рассматриваются. АЦП осуществляет преобразование исходного сигнала в цифровую форму. Типичным для аналоговых систем телевидения является использование чересстрочной развертки. Используя свойства зрения, при этом удается при незначительном ухудшении восприятия изображений существенно сузить полосу частот телевизионного сигнала. Поскольку при этом разрушается внутрикадровая структура изображений, данный стандарт раstra неудобен для применения в системах с цифровой обработкой телевизионных сигналов. Разработанные в главе 2 методы рассчитаны на обработку полных кадров. В связи с этим целесообразно восстановление полной структуры кадров по чересстрочной, что выполняется в БПСР с использованием одного из известных методов подавления «решетчастости», например [93, 94, 95]. На выходе БПСР имеется последовательность полных кадров (прогрессивная развертка). Полученный сигнал поступает на вход БМН. При недостаточном уровне освещенности на выходе МПСС имеется также низкий уровень полезного сигнала. За счет запаса усиления в аналоговом видеотракте уровень ТВС приводится к требуемому

значению, однако ОСШ при этом может оказаться неудовлетворительно низким. При этом в БФССиУ на основе СУВ формируется СУР, который переводит БМН, отключенный при нормальных условиях наблюдения, в режим накопления. Известно, что усреднение n реализаций, в частности межкадровое усреднение, позволяет получить выигрыш ОСШ в $\sim \sqrt{n}$ раз, однако усреднение последовательности более 4 ÷ 5 кадров не может быть рекомендовано, поскольку могут быть подавлены быстровременные изменения структуры изображения. Последовательность кадров с БПСР поступает на вход УРБ, осуществляющее преобразование последовательно передаваемой структуры в последовательность дискретных фрагментов размерами 16×16 элементов. Для этого требуются сигналы синхронизации, формируемые в БПСС. С выхода УРБ последовательность подается на БПНВФ и БПНГФ, характеристики которых рассчитаны в п. 2.2 настоящей работы. В результате каждый блок исходного изображения преобразуется в пару отсчетов. В данном устройстве реализован простой вариант обработки информационных отсчетов – взаимное вычитание в блоке БВ. Полученный сигнал, представляющий собой в каждом кадре матрицу отсчетов размерами $1/16$ от исходного как в горизонтальном, так и в вертикальном направлении поступает на мультиплексор БМ и через него записывается в ОП. В зависимости от наличия рассмотренного выше сигнала СУР в блоке ОП может осуществляться усреднение значений в межкадровом направлении. По сигналу СУО производится запись текущего изображения из ОП в ЭП. Сигнал СУО формируется по псевдослучайному закону. Особенности формирования СУО описаны в п. 2.1 настоящей работы. Сигналы с ЭП и ОП через БМ поступают на БВ2, таким образом получается временная разность между текущим и эталонным изображениями – матрицами информационных отсчетов. Учитывая, что значение информационного отсчета в случае «нарушения» может быть как меньше, так и больше эталонного и эта информация не несет какой-либо значимой смысловой нагрузки, разностный сигнал детектируется в блоке БД и поступает на ФСТиУ. Незначительные по амплитуде сигналы межкадровой разности, поступающие на вход ФСТиУ,

являющиеся следствием воздействия шумов и помех, исключаются за счет пороговой обработки. Для этого на ФСТиУ поступает сигнал СУП, с которым сравнивается значение сигнала межкадровой разности. ФССТиУ формирует различные сигналы «нарушений». Интегральный сигнал «нарушения», формируется при наличии «нарушения» хотя бы в одном информационном отсчете и поступает на ИИУ и, кроме того, подается на БФССиУ как сигнал ССТ. ФССТиУ формирует также сигнал границы области «нарушения», получаемый пространственным дифференцированием сигнала информационных отсчетов после пороговой обработки. Этот сигнал поступает на БОС и ЦУВ. Последний изменяет по указанному сигналу режим записи (увеличивает качество записи или включает ее). В БОС объединяется сигнал границы «нарушения» и исходный ТВ сигнал, за счет чего осуществляется выделение границы зоны нарушения для визуального контроля оператором. Сигналы с ЦУВ и БОС поступают на БМ2, и, в зависимости от установок УВП, после аналого-цифрового преобразования выводятся на ВКУ. На ЦУВ и БОС подаются сигналы с прогрессивной разверткой. Это позволяет сделать запись более эффективной и снизить утомляемость оператора при видеоконтроле.

Рассмотрим более подробно работу блоков УРБ, БПНВФ, БПНГФ, УВ и БПСС. Развернутая структурная схема этих блоков представлена в приложении 1. Классический нерекурсивный цифровой фильтр состоит из блоков задержки, количество которых меньше на единицу количества отсчетов в ИХ в данном направлении, умножителей, устанавливающих соответствующий ИХ вес задержанных отсчетов и сумматора, на выходе которого получается результирующий сигнал. Поскольку ПИХ разработанного фильтра обладает симметрией в вертикальной и горизонтальной плоскостях, в ней имеется по 4 равных веса, поэтому можно уменьшить число блоков умножения в 4 раза (за счет увеличения количества сумматоров), что упрощает практическую реализацию фильтров. Блок УРБ в явном виде отсутствует на схеме, его функции обеспечиваются БПСС и комбинацией линий задержки.

3.2 Разработка устройства селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений

В главе 2 была показана возможность увеличения качества обнаружения временных изменений видеоинформационного пространства, разработан метод и соответствующие характеристики фильтров для реализации указанной возможности, полученная ИХ фильтра приведена на рис. 2.30 а. Данная характеристика получена для нормированных частот и, соответственно, времен, для реальных устройств она должна быть масштабирована в соответствие с параметрами обрабатываемого сигнала. В случае цифровой обработки ТВ изображений время, точнее периоды задержки, удобно выражать в числе периодов следования пикселей. Рассматривая случай пространственного разделения ТВ сигнала на две субполосы, зададимся частотой разделения, соответствующей половинной четкости изображения по вертикали, ослаблением фильтра на этой частоте в вертикальном направлении 0,7 и, применяя соотношения (1.19), (1.20), найдем коэффициент при переменных x и y их подбором. В результате получается коэффициент денормирования $k_d = 1 / 3.2 = 0.313$.

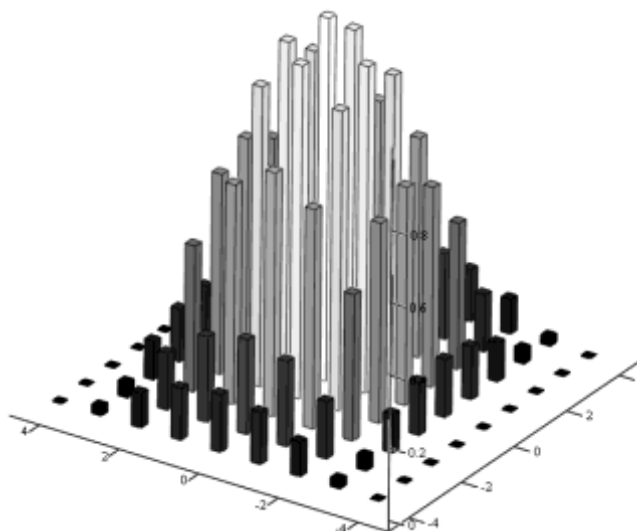


Рис. 3.2. Дискретная ПИХ ПФНЧ для реализации метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений.

С учетом коэффициента денормирования построим график ПИХ, продискретизировав ее значения в соответствии с периодом следования отсчетов изображения по вертикали и горизонтали. Получим в результате график, приведенный на рис. 3.1.

Приведем значения отсчетов ПИХ на рис. 3.2. Они представлены в таблице 3.1 и соответствуют значениям коэффициентов умножения фильтра. Как видно из рисунка и таблицы, ПИХ отличается симметрией в вертикальной и горизонтальной плоскостях, как и у фильтров, рассмотренных в предыдущем разделе, поэтому структурная схема фильтра строится аналогично приведенным в приложении 1 и в настоящей работе не приводится.

Таблица 3.1 Значения отсчетов ПИХ ПФНЧ

$y \backslash x$	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
-3	0,025	0,042	0,107	0,147	0,160	0,147	0,107	0,042	0,025
-2	0,096	0,157	0,404	0,552	0,601	0,552	0,404	0,157	0,096
-1	0,144	0,235	0,605	0,826	0,900	0,826	0,605	0,235	0,144
0	0,160	0,261	0,672	0,918	1,000	0,918	0,672	0,261	0,160
1	0,144	0,235	0,605	0,826	0,900	0,826	0,605	0,235	0,144
2	0,096	0,157	0,404	0,552	0,601	0,552	0,404	0,157	0,096
3	0,025	0,042	0,107	0,147	0,160	0,147	0,107	0,042	0,025

Рассмотрим структурную схему разрабатываемого устройства преобразования структуры пространственного спектра сигналов изображений, приведенную на рис. 3.3.

Устройство функционирует следующим образом. На вход подается последовательность кадров ТВ изображения (построчная развертка) и поступает на блок пространственной низкочастотной фильтрации (БПНФ). Параметры данного блока (фильтра) рассчитаны выше. Данный блок обеспечивает подавление верхних пространственных частот, где ОСШ может быть недостаточным. Подавленная высокочастотная составляющая выделяется

вычитанием сигнала на выходе БПНФ из исходного ТВ сигнала в блоке вычитателя (БВ).

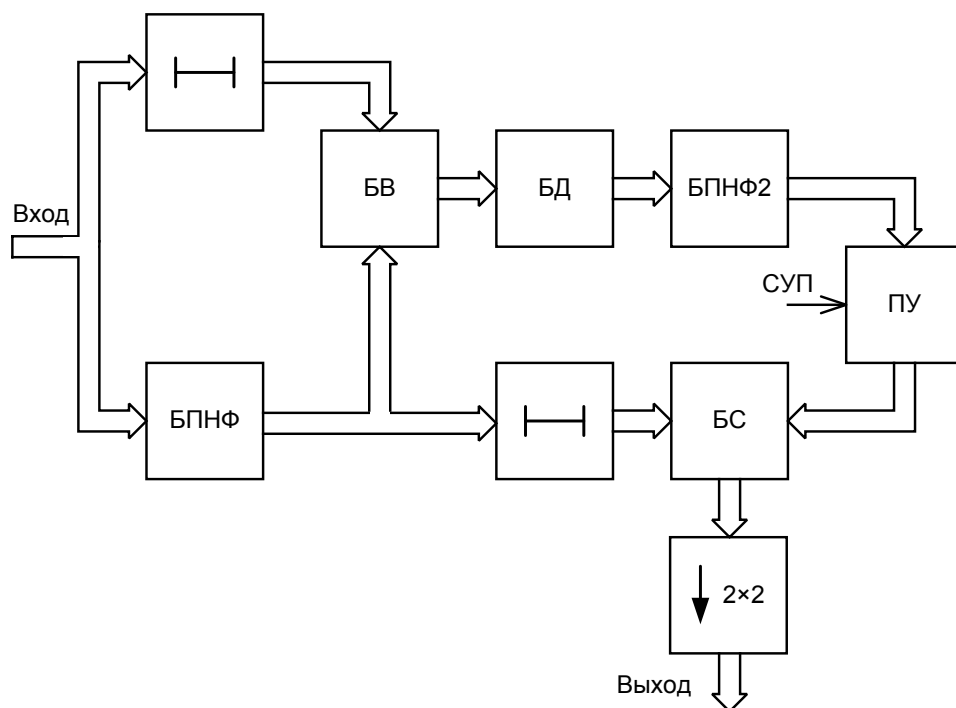


Рис. 3.3. Структурная схема устройства преобразования структуры пространственного спектра сигналов изображений

Хотя фазовые искажения в БПНФ отсутствуют, он вносит некоторую постоянную величину задержки соответствующую задержке центрального элемента ПИХ. В нашем случае задержка составляет $(3N_x+4)T_s$ с, где T_s – период следования элементов, с, а N_x – число элементов в изображении по горизонтали. Чтобы получить правильный результат вычитания, исходное изображение должно быть задержано на входе БВ на величину, равную указанному времени задержки фильтра, для чего в схему включен соответствующий блок задержки. Высокочастотная часть поступает на блок детектирования (БД), полученный однополярный сигнал поступает на БПНФ2, полностью аналогичный БПНФ, который подавляет ВЧ гармоники, возникшие в результате нелинейного преобразования (детектирования). В сигнале на выходе БПНФ2 содержится шумовая составляющая и превышающая ее по уровню полезная ВЧ составляющая сигналов объектов (в случае ее наличия). После пороговой обработки в пороговом устройстве (ПУ) шумовая

составляющая удаляется и низкочастотный сигнал, содержащий информацию о ВЧ-составляющей суммируется с сигналом на выходе БПНФ, в результате чего получается низкочастотный сигнал с обогащенным спектром. Блок задержки на выходе БПНФ вносит задержку на $(3N_x+4)T_9$, для компенсации действия БПНФ2. В результате пространственной низкочастотной фильтрации в обоих каналах устройства имеется возможность провести децимацию сигнала в 2 раза по вертикали и горизонтали, что реализовано в соответствующем блоке на схеме.

Рассмотренное устройство может быть использовано для увеличения эффективности работы ТВ устройств селекции «нарушений» для СКБО, например, устройства формирования сигналов управления для ТВ систем безопасности объектов, структурная схема которого приведена на рис. 2.7. Для этого на вход устройства вместо цифрового телевизионного сигнала следует подавать сигнал с выхода рассмотренного устройства преобразования структуры пространственного спектра сигналов изображений. В данном случае устройство включается в разрыв линии между АЦП и БВПФ. Рассматриваемое устройство может быть применено и для увеличения эффективности работы устройства формирования сигналов нарушений для систем прикладного ТВ с относительной пороговой оценкой в пределах блоков структуры сигнала, рассмотренного в п. 3.1, при этом оно включается перед блоком БМН.

Следует отметить, что данное устройство невозможно применять в тракте обработки ТВ сигналов, предназначенных для визуального контроля и в системах с опознаванием внутрикадровой структуры изображений, поскольку за счет нелинейной обработки происходят необратимые изменения внутрикадровой структуры изображения, что приводит к заметным искажениям и возможности увеличения количества ошибок распознавания (классификации) объектов.

3.3. Разработка устройства селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов

Перейдем к разработке устройства для реализации метода селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов, рассмотренного в п. 2.4 настоящей работы. Как следует из описания, для реализации данного метода должна быть выполнена внутрикадровая обработка изображения, в результате которой каждый кадр исходного изображения представляется матрицей отсчетов, в которой количество отсчетов равно количеству блоков на которые разбивается исходное изображение, количество «градаций» отсчета равно количеству элементов выбранного алфавита опознавания. Из таких компактных описаний изображения формируется последовательность, в которой и выявляются «нарушения». За счет существенного снижения количества информации при переходе от последовательности кадров к последовательности их описаний имеет место резкое снижение сложности межкадровой обработки, что позволяет выполнить ее более эффективным способом.

Начнем разработку устройства с блока внутрикадровой обработки. В соответствии с вышеизложенным методом, необходимо осуществить дифференциально-интегральную независимую обработку всего исходного изображения в четырех направлениях. Указанные операции вносят наибольший вклад в вычислительную сложность алгоритма обработки, поэтому было принято решение реализации простейших фильтров без весовых коэффициентов. Соответствующие маски фильтров приведены в таблице 3.2.

Указанные в таблице маски (ПИХ фильтров) подставляются в (2.46), то есть реализуется дискретная свертка. Последовательно в каждом канале реализуется интегральная и дифференциальная обработка, причем во взаимно ортогональных направлениях, например, интегральная в направлении главной, а дифференцирование – в направлении побочной диагонали. Операция интегрирования в ортогональном (относительно направления основной,

дифференциальной обработки) направлении позволяет увеличить ОСШ без существенного снижения эффективности дифференциальной обработки.

Таблица 3.2. ПИХ фильтров для изотропной дифференциальной и интегральной обработки изображения.

		Направление обработки			
		Вертикаль- ное	Горизонталь- ное	Главная диагональ	Побочная диагональ
Тип об- ра- бот- ки	Интеграль- ная	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
	Дифферен- циальная	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

Полученные четыре обработанные изображения разделяются на блоки размерами 8×8 элементов. Далее проводится логическая обработка блока – вычисляются отдельно суммы положительных S_p и отрицательных $-S_n$ значений элементов блока и проводится их пороговая обработка. Значение порога подобрано экспериментально и составляет $th = 7 \cdot n_b = 7 \cdot 64 = 448$, где n_b – число элементов в блоке. В случае отсутствия нормировки (умножения на коэффициент $1/3$) после интегральной обработки, указанное значение порога следует увеличить в 3 раза. В соответствии с приведенной ниже таблицей истинности (таблица 3.3) формируется массив данных из изображений в каждом из четырех каналов обработки.

Таблица 3.3. Таблица истинности для логической обработки блока

Оценка суммы элементов блока	Выходное значение			
	0 (00)	1 (01)	2 (10)	3 (11)
S_p	$< th$	$< th$	$\geq th$	$\geq th$
$-S_n$	$< th$	$\geq th$	$< th$	$\geq th$

Нетрудно подсчитать, что при четырех блоках обработки в различных направлениях и четырехпозиционном кодировании, примененном нами, получится 256 вариантов состояния блока. Очевидно, такое количество позиций алфавита нецелесообразно и оно должно быть уменьшено за счет объединения нескольких некоторых состояний блоков в одну позицию. При логическом объединении сигналов четырех блоков пространственной обработки можно рекомендовать следующие варианты алфавитов:

а). Трехпозиционный, состоящий из следующих элементов, определяющихся как показано ниже:

0. «Фон», $M = 0$, если $M_v = 0 \wedge M_h = 0 \wedge M_{md} = 0 \wedge M_{sd} = 0$,

где M – текущий элемент матрицы отсчетов на выходе, M_v – текущий элемент матрицы на выходе канала обработки в вертикальном направлении, M_h – в горизонтальном, M_{md} – в направлении главной, M_{sd} – в направлении побочной диагонали.

1. «Текстура», $M = 2$, если $M_v \neq 0 \wedge M_h \neq 0 \wedge M_{md} \neq 0 \wedge M_{sd} \neq 0$

2. «Граница / линия» - в остальных случаях.

В рассмотренном алфавите используется достаточно узкое определение текстуры, соответственно, за счет позиции «граница». Достоинством указанного алфавита является простота, однако блоки контролируемого объекта и нарушения, вследствие ограниченности алфавита могут быть часто одинаково классифицированы. Важным следует считать определение направлений линий / границ.

б). Шестипозиционный алфавит.

0. «Фон», $M = 0$, если $M_v = 0 \wedge M_h = 0 \wedge M_{md} = 0 \wedge M_{sd} = 0$.

1. «Граница» / «линия» вертикального направления, $M_v = 0 \wedge M_h \neq 0$

2. «Граница» / «линия» горизонтального направления, $M_h = 0 \wedge M_v \neq 0$

3. «Граница» / «линия» направления главной диагонали, $M_{md} = 0 \wedge M_{sd} \neq 0$

4. «Граница» / «линия» направления побочной диагонали, $M_{sd} = 0 \wedge M_{md} \neq 0$

5. «Текстура» - в остальных случаях.

Могут быть разработаны более сложные алфавиты, в частности, разделены понятия «линия» и «граница». В алфавите б) для определения линии, например, вертикального направления использовалось условие $M_h \neq 0$. Для линии характерно превышение порога и равенство S_p и $-S_n$. С некоторым приближением к этому можно считать, что обнаружена линия, если $M = 3$. Кроме того, имеется возможность определения направления градиента яркости на границе, для чего достаточно сравнить суммы S_p и $-S_n$. Однако, шестипозиционного алфавита на практике оказывается, как правило, достаточно.

Итак, на получении матрицы–описания структуры кадра завершается внутрикадровая часть обработки.

В рассмотренных выше методах и устройствах величина временной разности между текущим и эталонным изображением играла существенную роль – недостаточная величина временного интервала между кадрами приводила к возможности «подкрадывания». В случае же опознавания внутрикадровой структуры вполне могут сравниваться и соседние матрицы–описания, поскольку при «нарушении» изменяется позиция алфавита блока, то есть всегда происходит изменение на фиксированную величину, а не формируется некоторая плавно изменяющаяся, сравниваемая с порогом величина.

Структурная схема устройства селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов, приведена ниже, на рис. 3.4.

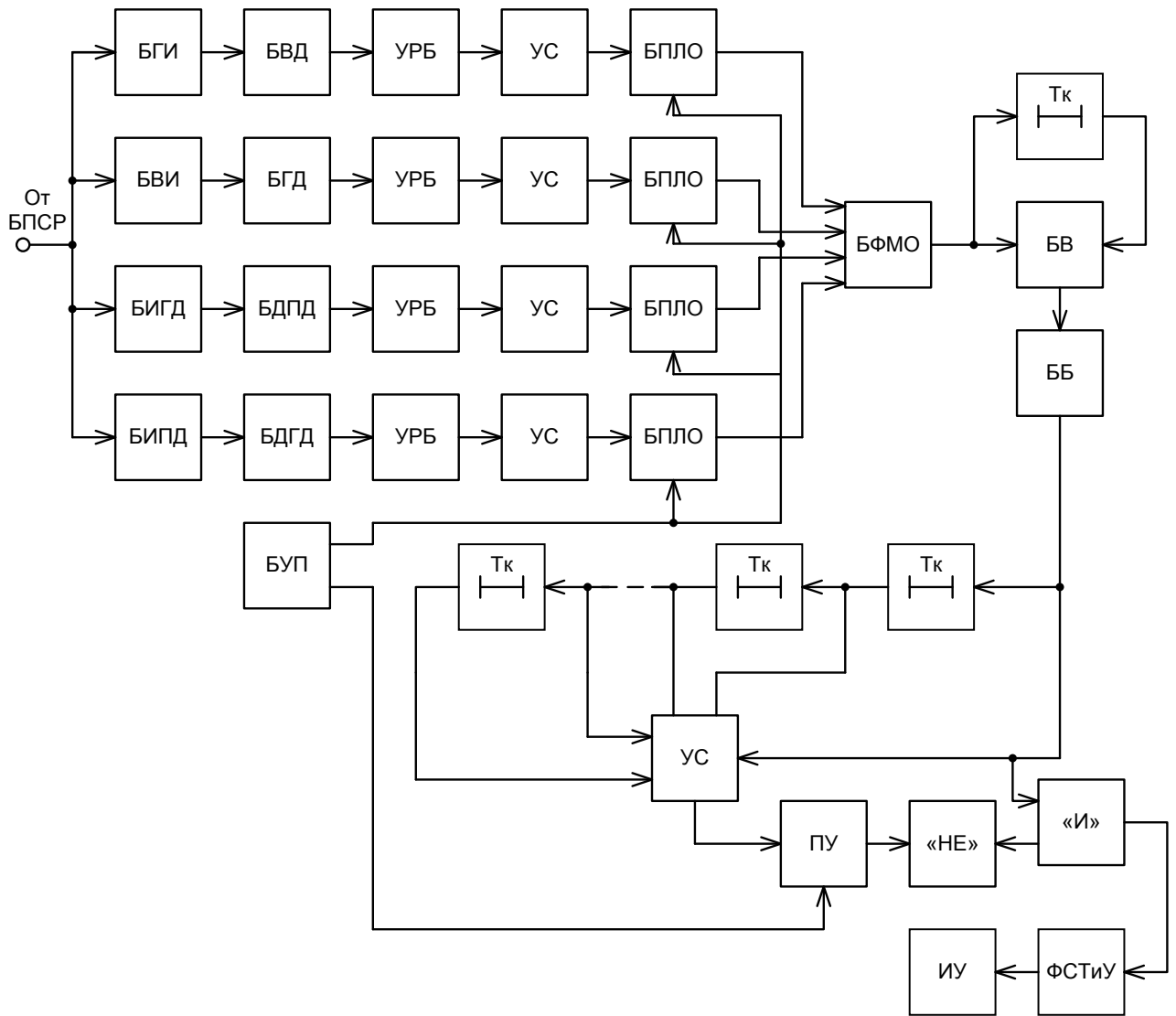


Рис. 3.4. Структурная схема устройства селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов

Рассмотрим работу устройства. На вход подается цифровой телевизионный сигнал с построчной разверткой (последовательность кадров), таким образом, предварительная обработка изображений не рассматривается, данная часть устройства (от входа до блока БПСР) аналогична приведенной выше, на рис. 3.1. Указанный сигнал поступает в четыре параллельных канала внутрикадровой обработки видеоинформации. В каждом из данных каналов производится последовательно интегрирование и дифференцирование входного изображения во взаимно ортогональных направлениях. Например, пары блоков БВИ и БГД соответственно осуществляют интегрирование в вертикальном

направлении и дифференцирование в горизонтальном направлении. Характеристики блоков дифференциальной и интегральной обработки рассмотрены выше. Далее, в блоках УРБ, имеющихся в каждом канале, осуществляется разделение изображения на блоки. Сигналы с УРБ поступают на устройства суммирования (УС), особенностью которых является нахождение отдельно суммы всех отрицательных значений элементов в пределах блока и положительных значений. Таким образом, из блока изображения получается два отсчета, поступающих на блок пороговой логической обработки сигналов, в котором формируется сигнал в соответствии с приведенной выше таблицей истинности (таблица 3.3) на основании поступающих с УС сумм положительных и отрицательных элементов и уровня порога, формируемого в блоке установки значений порогов (БУП). В блоке формирования матрицы отсчетов (БФМО) для каждого кадра входной последовательности формируется, в соответствии с выбранным алфавитом, матрица отсчетов размерами $1/8 \times 1/8$ от исходного изображения, со значениями элементов, равными номеру позиции алфавита. Поскольку «нарушение» может быть определено как любое временное изменение позиции алфавита, формируется сигнал межкадровой разности. Под кадром понимается здесь и ниже матрица позиций алфавита. Указанная межкадровая разность формируется в вычитателе (БВ), на первый вход которого подается текущий сигнал, а на второй – задержанный на величину периода следования кадров. Полученные значения разности элементов матрицы бинаризируются в блоке бинаризации (ББ) таким образом, что при нулевой величине разности на выходе ББ формируется «0», а в противном случае – «1». Фактически данный сигнал показывает наличие временных изменений структуры изображения.

В данном устройстве применена межкадровая обработка, обеспечивающая подавление сигналов «нарушения» в участках контролируемого пространства, в которых происходят периодические «нарушения» с некоторой частотой, превышающей порог, то есть исключаются сигналы блоков, в которых количество нарушений за интервал наблюдения

превышает пороговое значение. Это реализуется суммированием бинарного сигнала нарушений каждого из блоков в устройстве суммирования УС на интервале наблюдения, равном суммарному времени задержки блоков задержки на время кадра. Сигнал с сумматора поступает на пороговое устройство (ПУ), значение порога ПУ устанавливается в БУП. При наличии выходного сигнала ПУ (превышение порога) сигнал с ББ не поступает на формирователь сигналов тревоги и управления (ФСТиУ). В противном случае при наличии сигнала «нарушения» ФСТиУ активизирует исполнительное устройство. Этот участок схемы в развернутом виде был рассмотрен нами более подробно и представлен на схеме устройства рис. 3.1.

3.4. Выводы

1. Использование эталонной и оперативной памяти в разработанном устройстве селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов обеспечивает возможность адаптивной перестройки режима его работы в зависимости от уровня входного сигнала. С другой стороны относительно длительный период хранения исходного сигнала в эталонной памяти определяет возрастание объема сигнала нарушений и способствует увеличению пороговой чувствительности устройства к относительно медленным изменениям структуры изображений.

2. Относительно важным преимуществом разработанного в диссертации варианта устройства селекции нарушений с относительной пороговой оценкой обеспечивается включением в его структуру блока преобразования стандарта развертки, действием которого обеспечивается реставрация границ движущегося изображения, исключая пространственные искажения из-за чересстрочной структуры раstra. При этом существенно возрастает эффективность работы устройства в режиме накопления исходного сигнала по

межкадровому направлению, что связано с возрастанием степени локализации структуры сигнала границ по межстрочному в пределах растра направлению.

3. В разработанном устройстве селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов реализован вариант вычитания взаимноортогональных отсчётов анизотропного вида, который наряду с общей высокой чувствительностью обеспечивает эквивалентное сохранение разрешающей способности по вертикальному и горизонтальному в пространстве растра направлениям, что к тому же сочетается со снижением степени влияния на формирование сигнала тревоги относительно быстрых изменений общей освещённости в контролируемом пространстве.

4. Устройство селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений имеет самостоятельное значение и обладает преимуществом по отношению к известным вариантам устройств подобного типа, которое достигается за счёт нелинейного преобразования структуры исходного сигнала изображения, обеспечивающего эффективное использование его энергии. Преобразование спектра исходного сигнала изображения определяет в данном случае и возможность сохранения высокой разрешающей способности при формировании сигнала тревоги. Преимуществом данного устройства является относительно простая процедура обработки сигнала изображения и возможность его использования для предварительного преобразования рабочего сигнала изображения.

5. Формирование во входной части устройства селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра низкочастотной составляющей и её вычитание из предварительно задержанного исходного сигнала изображения определяет возможность (при необходимости) отдельной обработки низкочастотной и высокочастотной составляющей. Последнее определяет высокую совместимость и эффективность использования данного варианта в системах СКБО со сжатием при архивировании видеoinформации на основе вейвлет-преобразования.

6. Устройство селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов отличается маркировкой последовательности независимых блоков в зависимости от специфики структуры изображений в пределах каждого из блоков. По аналогии может быть разработан вариант с маркировкой блоков в зависимости от специфики распределения и изменений уровня коэффициентов ДКП в пределах соответствующих их матриц. Поэтому данный вариант устройства целесообразно использовать в системах прикладного телевидения со сжатием спектра по стандарту MPEG.

7. Маркировка блоков в устройстве селекции «нарушений» с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов определяет параллельную обработку сигнала каждого блока по числу пространственных направлений обработки, например, структуры изображений в пределах каждого блока, что в конечном итоге определяет резкое возрастание числа операций, реализуемых в устройстве. В связи с этим в разработанном устройстве данного типа целесообразно использовать не более, чем шестипозиционный алфавит маркировки и простейшие по структуре импульсные характеристики пространственных фильтров.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ «НАРУШЕНИЙ».

В данной главе приводятся результаты экспериментального исследования разработанных методов селекции сигналов «нарушений» видеоинформационном пространстве. При этом осуществляется выбор и подготовка тестовых изображений и последовательности. Рассматривается работа методов, причем работа алгоритмов внутрикадровой обработки изображений на промежуточных этапах рассматривается на примере тестового изображения. Фрагмент последовательности кадров используется для сравнения эффективности работы предложенных методов и сравнения вычислительной сложности методов путем замера времени, требуемого для обработки фрагмента последовательности кадров. На основании проведенных экспериментальных исследований делаются выводы.

4.1. Выбор тестовых изображений, требований к разработке моделей и условиям проведения экспериментов.

Для проведения экспериментов необходима разработка программных моделей рассмотренных выше трех методов селекции сигналов «нарушений», работающих с входными данными единообразного типа и формирующих выходную последовательность с отображением участков изображения с «нарушениями» также в единообразной форме для удобства сравнения результатов, создание тестовой последовательности кадров, содержащей «нарушения» различных типов, а также временные изменения, которые не должны классифицироваться как «нарушения». Был принят вариант заштриховывания области изображения, в которой не определены «нарушения». Кроме того, требуется отдельная программа для подмешивания шумов в исходную последовательность для оценки эффективности работы

методов в условиях недостаточного уровня освещенности на объекте. Также требуется и статическое изображение для иллюстрации промежуточных операций внутрикадровой обработки.

В качестве последнего целесообразно использовать известное изображение для обеспечения возможности сравнения результатов обработки с другими опубликованными в литературе результатами. Одним из наиболее известных является изображение типа «Lena» размерами 255×255 пикселей, рис. 1.4 а). Оно содержит фрагменты различного типа – текстуру, выраженные участки границы различных направлений, участки фона с плавно изменяющейся по градиенту яркостью. Это дает возможность проиллюстрировать методы внутрикадровой обработки изображений.

Тестовая последовательность получена путем видеоконтроля с места проведения эксперимента сцены уличного движения с помощью ТВ камеры стандартной разрешающей способности с соответствующим объективом с фокусным расстоянием 12 мм. Особенностью контролируемой сцены является наличие объектов – «нарушений», имеющих в пространстве кадра различные размеры и движущихся с различной скоростью в различных направлениях (люди, автомобили). Также имеются помехи в виде качающихся веток деревьев. Для проведения эксперимента была записана последовательность продолжительностью около 11 с. (276 кадров). Для примера на рис. 4.1. приведен один из кадров исходной последовательности.



Рис. 4.1. Кадр 124 тестовой последовательности

Для уменьшения времени компьютерной обработки и удобства контроля работы методов (получается малое число блоков на изображении) при видеозахвате было использовано низкое разрешение 384×288 пикселей. Запись проводилась без видеосжатия, полные кадры при помощи программного обеспечения, поставляемого с платой видеозахвата записывались в файл с использованием контейнеров AVI. Для удобства обработки данный файл преобразовывался в последовательность кадров при помощи стороннего п/о «#1 video converter 4.1.4».

Для добавления шумов в последовательность использовался сценарий, написанный в MathCAD 13. При этом каждый пиксель выходной последовательности описывается следующим образом:

$$IMG_{y,x} \leftarrow IMG_{y,x} + rnd(kn) - 0.5 kn$$

где $rnd(x)$ – функция, возвращающая случайное число между 0 и x с равномерным распределением. Параметр kn определяет амплитуду шумовой составляющей. Кадр последовательности, показанный на рис. 4.2 получен при $kn = 40$ из изображения на рис. 4.1.



Рис. 4.2. Кадр 124 тестовой последовательности с добавлением аддитивного шума с равномерным распределением.

После получения последовательности с шумами производится приведение полученной последовательности к диапазону уровней $0 \div 255$ функцией $\text{CONT}(\text{BMP})$, приведенной в приложении 2.

4.2 Программная реализация модели метода селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов

Программная модель рассматриваемого метода, как и всех прочих, рассмотренных ниже, реализована для системы MathCAD 13. Основой метода является принцип формирования информационных отсчетов из исходного изображения. В главе 3 настоящей работы было рассмотрено соответствующее устройство, однако при программной реализации метода алгоритм целесообразно несколько изменить – проводить не последовательное считывание требуемых в данный момент отсчетов изображения, а обрабатывать и считывать кадр изображения полностью. Схема алгоритма, использованного при моделировании рассматриваемого метода, приводится на рис. 4.3. Входными параметрами здесь являются матрица значений элементов исходного изображения IMG размерами по горизонтали и вертикали x_0 и y_0 соответственно. Параметр nm_x определяется как целая часть от частного $x_0 / 16$, nm_y определяется аналогично nm_x . MV и MH – матрицы ПИХ разработанных в п. 2 главы 2 фильтров. Значения элементов матрицы MV приведены в таблице 2.2, MH представляет собой транспонированную матрицу MV . В приложении приводится текст программы, соответствующей алгоритму рис. 4.3.

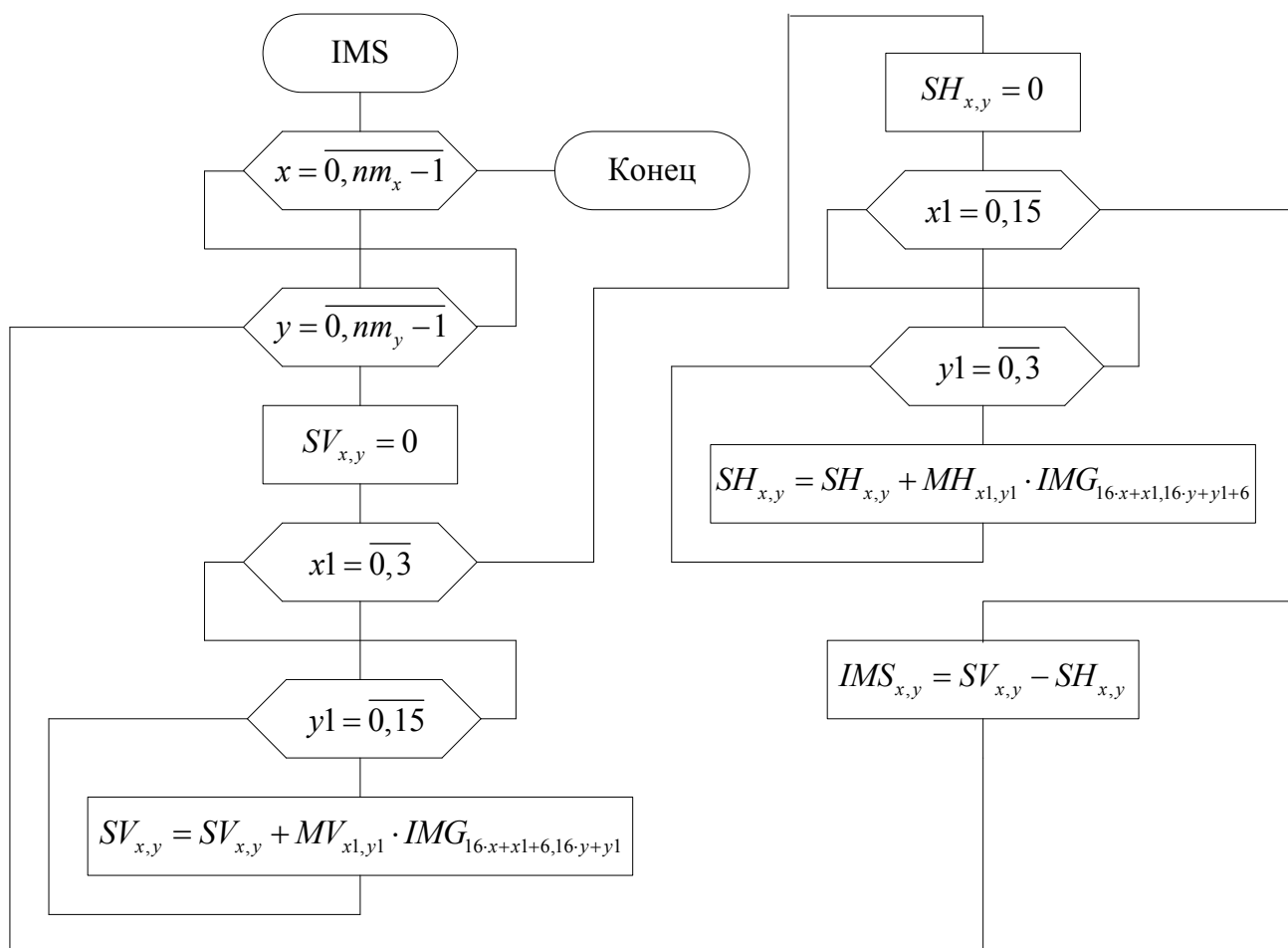


Рис. 4.3 Схема алгоритма формирования матрицы информационных отсчетов для программной модели метода селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов

На примере ТИ рис. 1.4 а, размерами 512×512 пикселей рассмотрим результат формирования матрицы информационных отсчетов. На рис. 4.4 а приведен результат формирования «горизонтального» отсчета (размерами 16×4), на рис. 4.4 б – «вертикального», на рис. 4.4 в – разностный сигнал, являющийся матрицей информационных отсчетов. Матрицы приведены к диапазону значений уровней $0 \div 255$ для обеспечения возможности отображения.

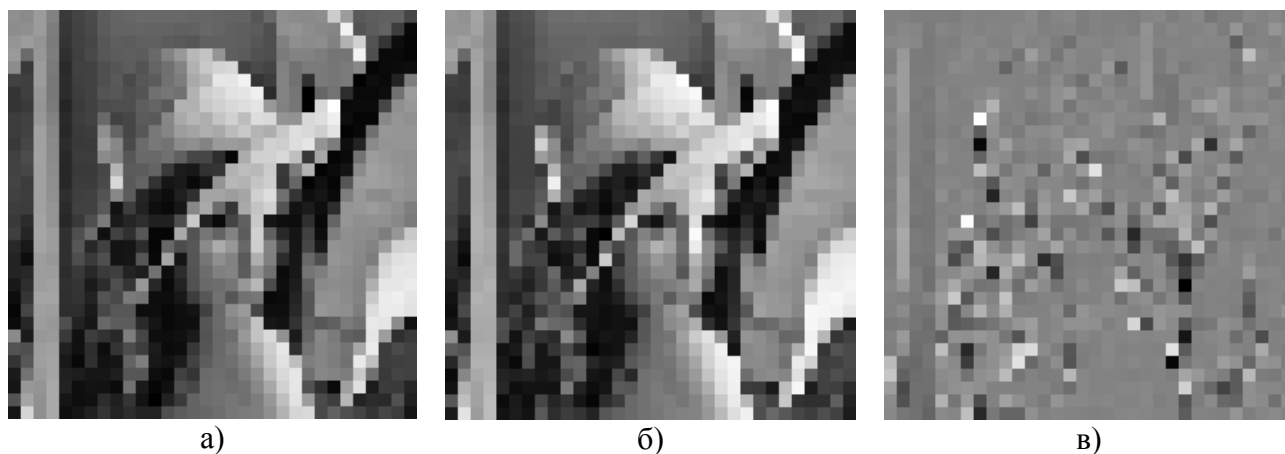


Рис. 4.4. Формирование матрицы информационных отсчетов

Межкадровая обработка производится в программной модели в соответствии с разработанной в главе 3 схемой. Отличием является обновление эталона не по псевдослучайному закону, как описано выше, а с использованием генератора случайных чисел – функции $RND(x)$. Кроме того, учитывается небольшая длительность тестовой последовательности, поэтому максимальное значение периода обновления эталона уменьшено. Вследствие большого количества «нарушений» в тестовой последовательности принято решение обновлять эталон не полностью, а по блокам, блоки эталона, в которых определено нарушение не обновляются по сигналу обновления в отличие от всех прочих, обновление этих блоков эталона планируется на следующий кадр последовательности. Если и в следующем кадре возникает «нарушение», блок эталона не обновляется вновь и обновление планируется на очередной кадр последовательности. В связи с наличием этих существенных изменений целесообразно привести схему алгоритма программной модели для проведения эксперимента. Она представлена в упрощенном виде на рис. 4.5. При реализации программной модели было экспериментально подобрано значение порога сигнала тревоги $th = 40$. Текст программной модели приведен в приложении, а результаты ее работы и сравнение моделируемого метода с другими представлены в п. 4.5 настоящей работы.

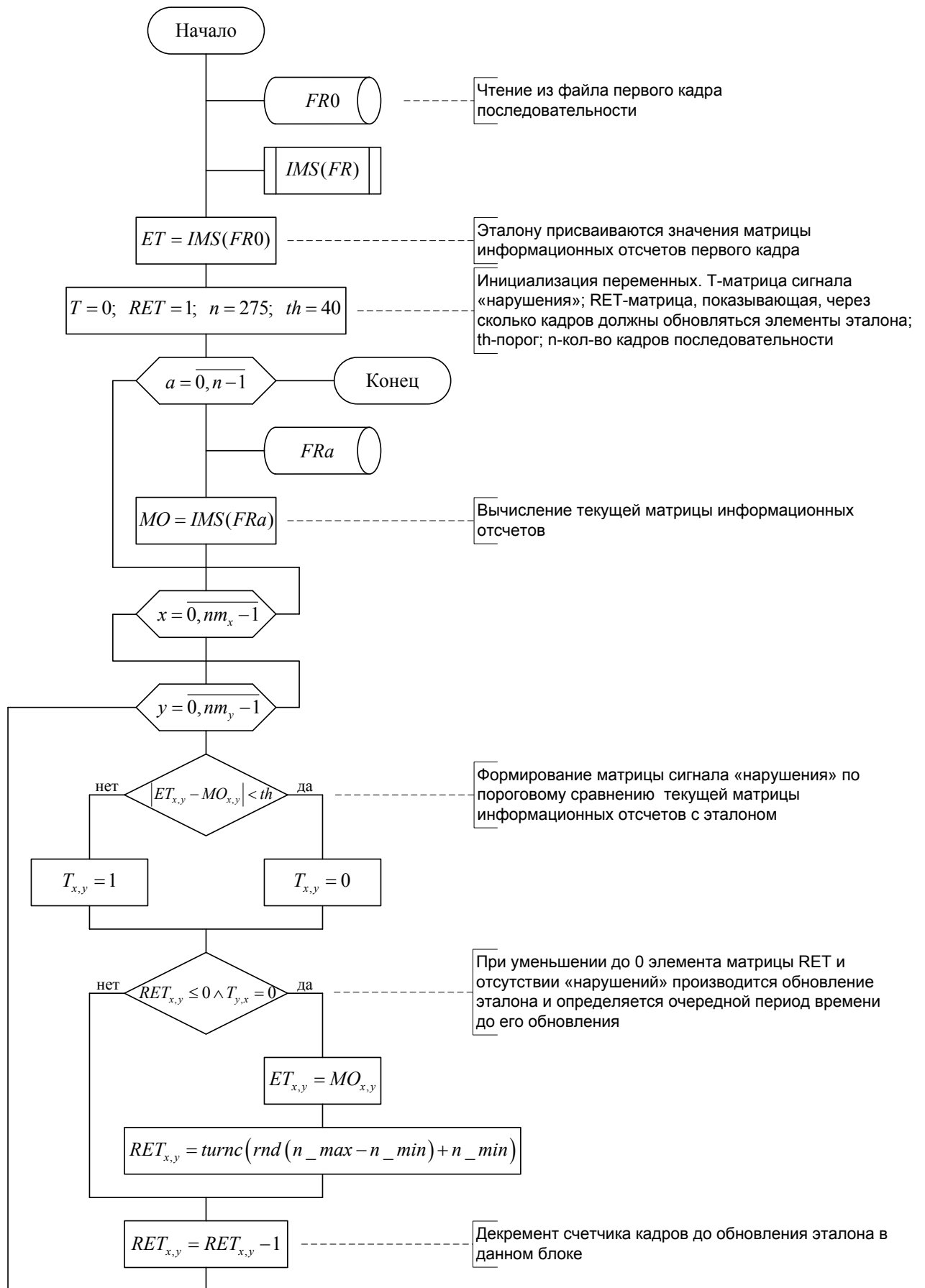


Рис. 4.5. Схема алгоритма программной модели метода 1 для проведения эксперимента

4.3 Программная реализация модели метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений

Для проведения моделирования работы метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений и соответствующего устройства для его реализации разработана соответствующая программная модель. Как и в предыдущем случае, отличием программной модели является обработка полного кадра изображения вместо последовательно поступающих на устройство его отсчетов. Схема алгоритма, преобразования структуры пространственного спектра приведена на рис. 4.6.

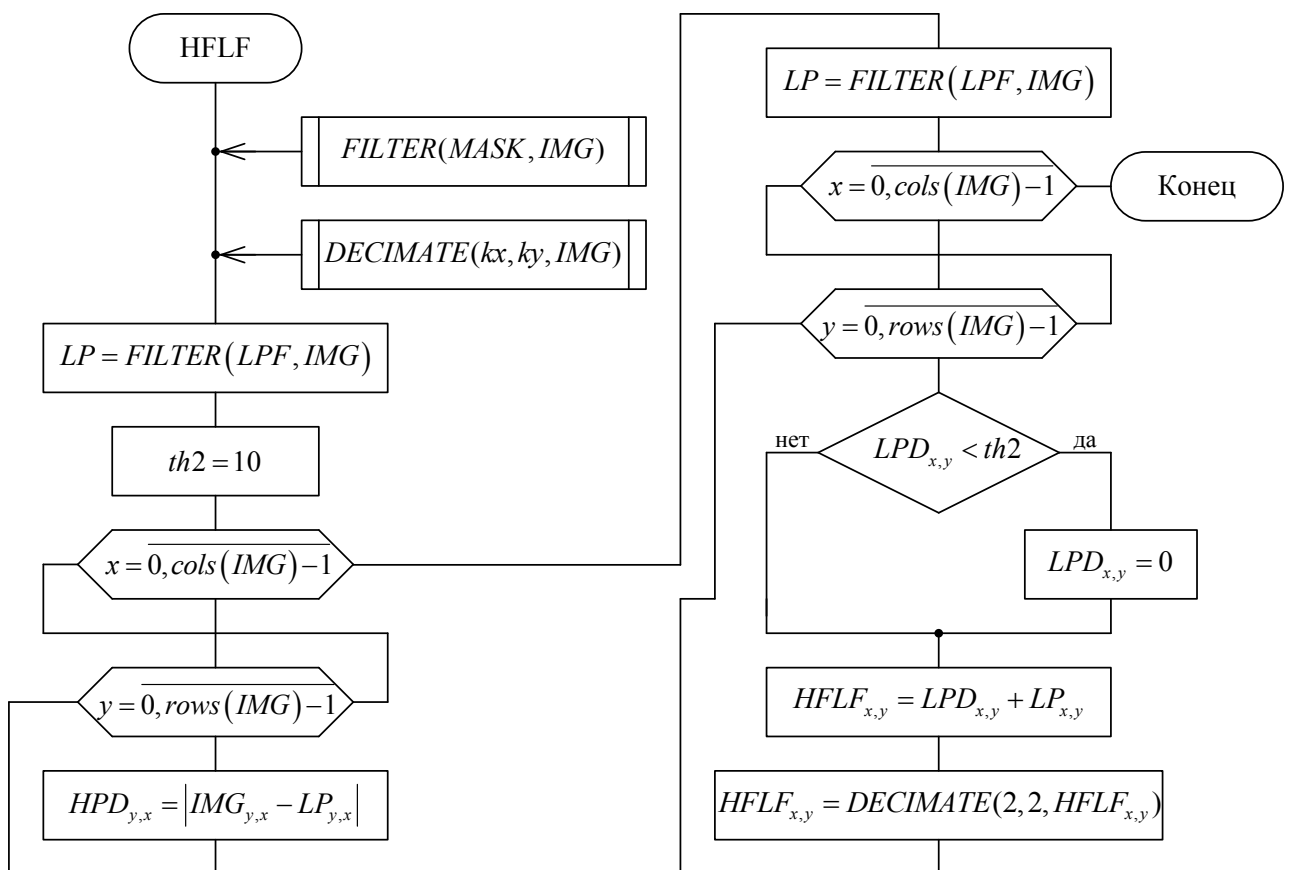
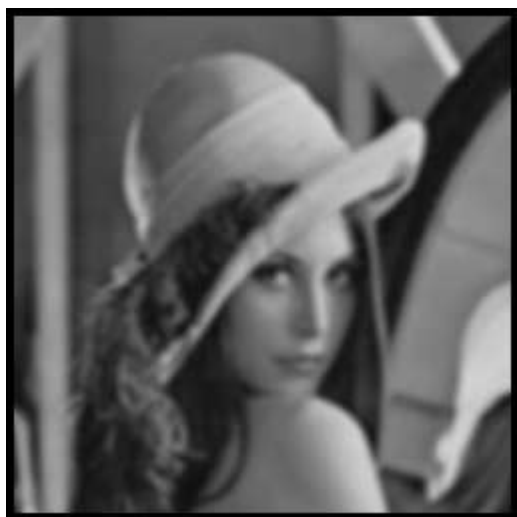


Рис. 4.6. Схема алгоритма, преобразования структуры пространственного спектра сигналов изображений

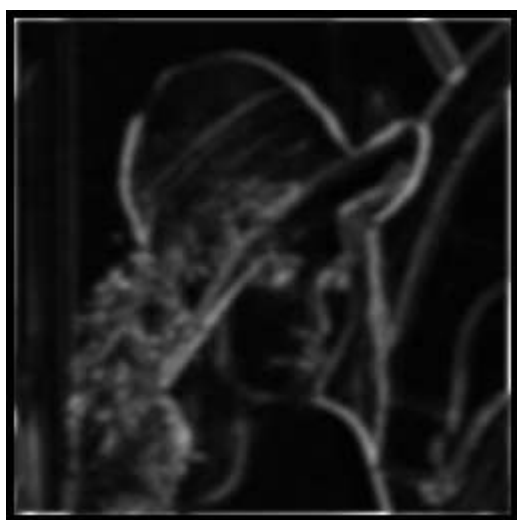
В рассматриваемом алгоритме используются следующие подпрограммы: $\text{FILTER}(\text{MASK}, \text{IMG})$ возвращает матрицу – результат обработки изображения IMG фильтром с матрицей ПИХ MASK ; $\text{DECIMATE}(k_x, k_y, \text{IMG})$ возвращает прореженное в k_x раз по вертикали и k_y раз по горизонтали изображение IMG . Значение порога, подобранное для нормальных условий видеонаблюдения, составляет $\text{th}_2 = 10$. Рассмотрим промежуточные результаты работы метода.



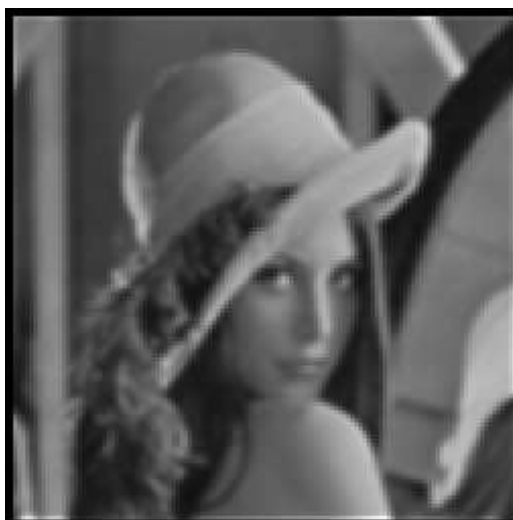
а)



б)



в)



г)

Рис. 4.7. Промежуточные результаты работы метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений на примере тестового изображения «Lena».

На рис. 4.7 а представлена низкочастотная составляющая исходного изображения (LP), на рис. 4.7 б – модуль (результат детектирования) высокочастотной составляющей. На нем можно видеть малоинтенсивные детали и шумовую составляющую. После выделения низкочастотной составляющей продетектированного изображения и пороговой обработки малоинтенсивные, мелкие детали и шумы на изображении отсутствуют как видно на рис. 4.7 в, однако данное изображение представляет собой преобразованную информацию о ВЧ составляющих. После суммирования с НЧ-составляющей и децимации получается изображение, приведенное на рис. 4.7 г.

Рассмотренный алгоритм может применяться совместно с различными устройствами обнаружения «нарушений», основанными на контроле сигнала межкадровой разности. При этом обработанный сигнал подается на вход такого устройства. Для оценки эффективности работы рассматриваемого метода с преобразованием пространственного спектра используем его совместно методом селекции «нарушений» с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов. При таком совместном использовании из схемы алгоритма на рис. 4.6 следует исключить операцию децимации, поскольку в противном случае будет получено недостаточное количество блоков на изображении и, соответственно, позиционирование «нарушения» в пространстве кадра будет недостаточно точным.

Результаты моделирования работы метода с учетом приведенного замечания рассматриваются в п. 4.5.

4.4 Программная реализация метода селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов

Рассмотрим особенности реализации программной модели метода для проведения эксперимента. В целом алгоритм реализуется в соответствии с

приведенной на рис. 3.4 структурной схемой. Особенностью программной реализации является то, что все операции выполняются последовательно, что вызывает некоторые не существенные изменения в реализации части устройства, где ведется четырехканальная обработка видеoinформации. Рассмотрим программную реализацию блока БПЛО, представленного модулем $M(IMG)$. Схема его алгоритма в упрощенном виде приведена на рис. 4.8.

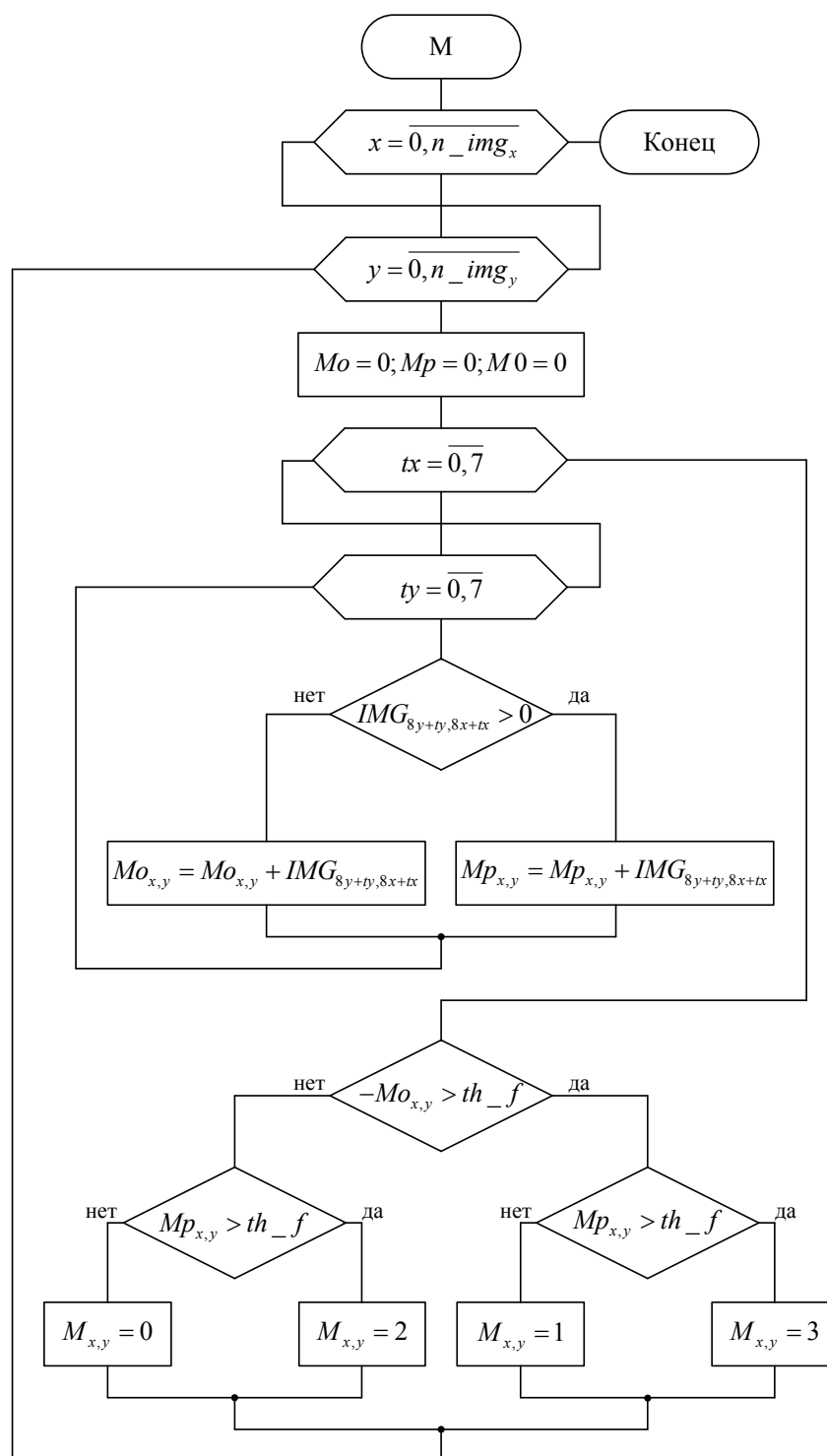


Рис. 4.8. Схема алгоритма программной реализации блока БПЛО

Результат работы алгоритма рис. 4.8 – формирование в каждом из четырех каналов для каждого кадра матрицы размерами $1/8$ от числа элементов входного изображения в горизонтальном и вертикальном направлениях. Значения элементов матрицы определяются в соответствии с таблицей 3.3. Параметры n_img_x и n_img_y определяются как целая часть от $1/8$ количества элементов входного изображения IMG соответственно в горизонтальном и вертикальном направлении. Значение порога th_f было получено подбором при исследовании работы внутрикадровой части метода на реальных изображениях и составляет $7 \cdot 64 = 448$. При создании реальной системы с учетом выбранного шестипозиционного алфавита процесс формирования матрицы M может быть упрощен, поскольку далее ведется лишь сравнение значений ее элементов с нулем, таким образом, можно формировать матрицу M бинарных значений.

Далее осуществляется логическое объединение значений матриц M от всех четырех каналов обработки в соответствии с предложенным в п. 3.3 шестипозиционным алфавитом. Данная операция программно реализуется в соответствии с описанием в главе 3.3 и приведенной на рис. 3.4 структурной схемой. Для наглядного представления результата внутрикадровой обработки дополнительно был разработан модуль визуализации результата, с помощью которого на исходное изображение наносятся значки в пределах каждого блока, соответствующие результату классификации данного блока. На примере тестового изображения рассмотрим результат работы рассматриваемого метода. На рисунке обозначаются «Ф» – фоновый блок; «Т» - участок текстуры; блоки, содержащие линию или границу: «В» - вертикального направления; «Г» - горизонтального направления; «45» - расположенную в направлении побочной диагонали; «-45» - расположенную в направлении главной диагонали.

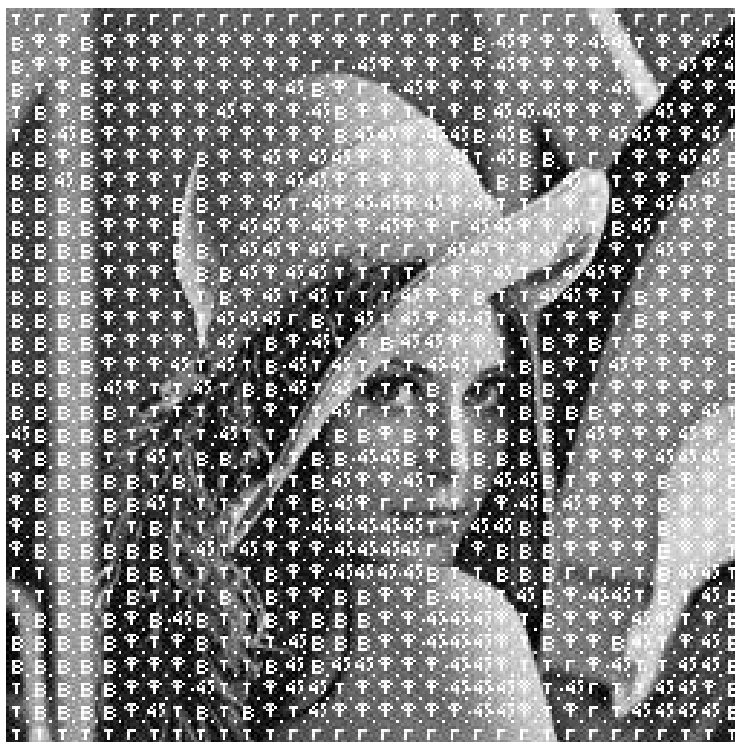


Рис. 4.9. Оpoznание структуры ТИ в рассматриваемом методе в пределах блоков 8×8 элементов.

Межкадровая обработка реализована в модели в несколько упрощенном виде, в именно реализовано сравнение описаний структуры изображений в соседних полях. В случае наличия ненулевой разности формируется сигнал тревоги в данном блоке. Исключение алгоритма подавления сигналов периодических нарушений сделано для возможности сравнения рассматриваемого метода с рассмотренными выше, в которых указанный алгоритм не реализован вследствие ограниченной частоты обновления эталона, а также ввиду неэффективности работы указанного алгоритма при обработке короткого фрагмента.

4.5 Оценка и сравнение эффективности разработанных методов в различных условиях

Для оценки эффективности работы программной модели метода обнаружения «нарушений» с разбиением изображения на блоки введем критерий – относительный коэффициент ошибочного детектирования

«нарушения». Он определяется как количество блоков с ошибочным обнаружением «нарушения» типа «пропуск цели» и «ложная тревога», отнесенное к общему количеству блоков. В пространстве оценивается весь диапазон блоков изображения, а интервал оценки количества блоков во времени должен быть достаточно большим, не менее двух обновлений эталона (для методов с ЭП). Оценку указанного параметра целесообразно провести при различных значениях ОСШ. Оценка ошибочности обнаружения может быть осуществлена визуальным контролем тестовой последовательности без внесения шумовой составляющей. Исходная тестовая последовательность имеет ОСШ около 40 дБ, это значение ограничивается возможностями оборудования и конкретными условиями. Из нее были получены последовательности с ОСШ 26 дБ и 12 дБ, что соответствует ухудшению ОСШ в 5 раз для каждой последовательности (по амплитуде).

Обработаем указанные последовательности тремя программными моделями разработанных методов. На рис. 4.9. приведены примеры изображений отдельных кадров последовательностей, получаемых при обработке соответствующими программными моделями. Приводятся крайние случаи – максимальное и минимальное ОСШ. В то время как первые два метода сравниваются вполне корректно, третий имеет значительно большую разрешающую способность, то есть в меньшей степени является интегральным – в первых двух методах используется усреднение в пределах 64 элементов, в то время как в третьем – в пределах трех, что приводит к значительному проигрышу в помехозащищенности. Во всех трех методах используется один и тот же модуль визуализации $VIS(IN, M, x_0, y_0, n)$. С его помощью на исходное изображение IN наносится, в соответствии с бинарной матрицей сигналов «нарушений» M – при отсутствии значения нарушения, штриховка в пределах блока, соответствующего данному элементу матрицы.

Результаты оценки относительного коэффициента ошибочного детектирования «нарушения» приведены в таблице 4.1

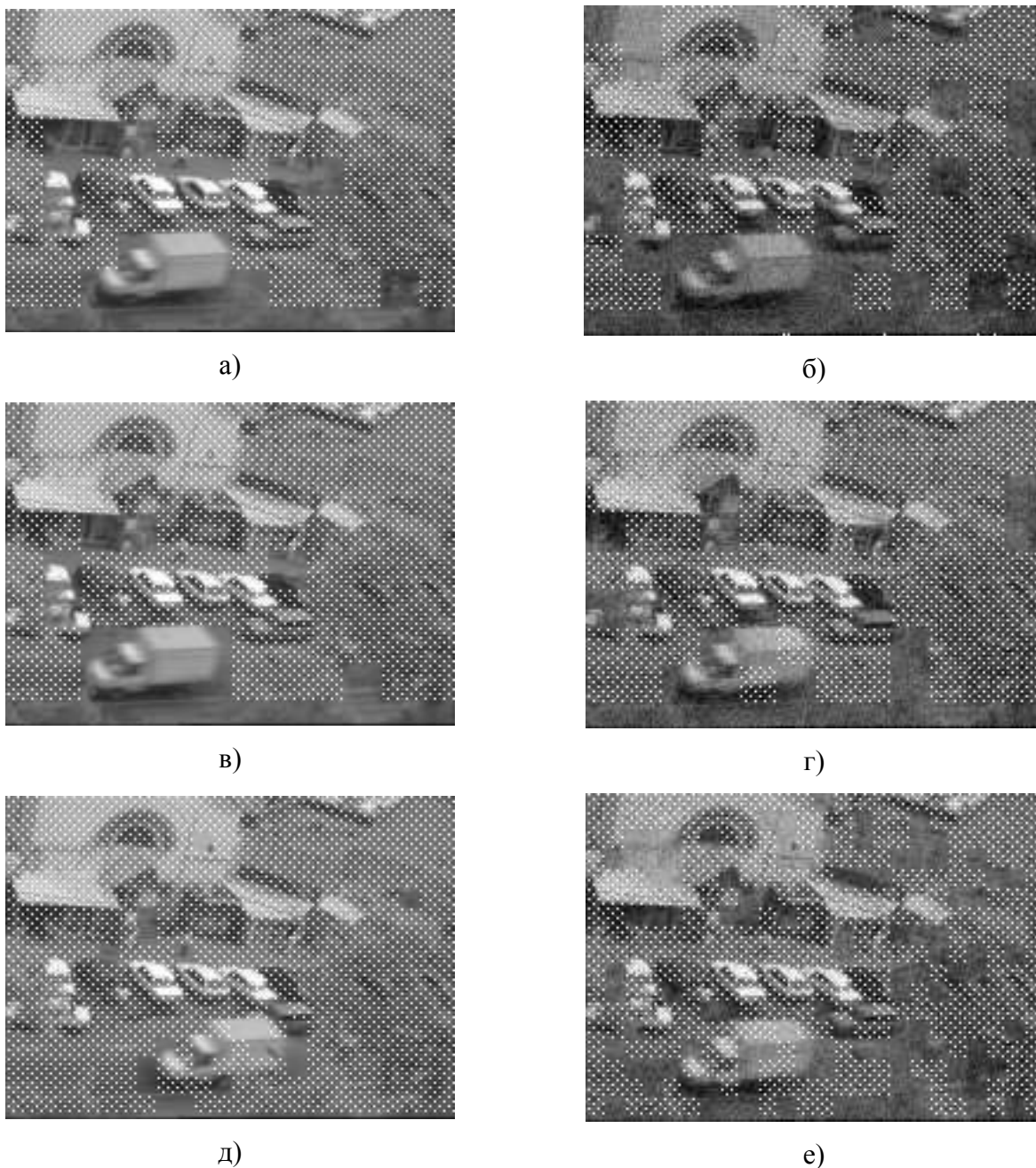


Рис. 4.9 Кадры последовательностей, полученных при обработке программными моделями метода 1 (а, б), 2(в, г) и 3 (д, е) исходной последовательности (а, в, д) и с ОСШ 12 дБ (б, г, е)

Вычислительная сложность методов может быть оценена по времени обработки тестовой последовательности. Следует отметить, что время обработки не является постоянной величиной вследствие особенностей функционирования алгоритмов, поэтому, контролируя время обработки каждой последовательности программной моделью, были получены усредненные значения. Для метода 1 оно составляет 12,1 с, для метода 2 – 118,4 с, для метода 3 – 96.8 с.

Таблица 4.1 Значения относительного коэффициента ошибочного детектирования «нарушения» для различных методов и ОСШ

ОСШ входного сигнала, дБ	Метод 1	Метод 2	Метод 3
40	$5,2 \cdot 10^{-4}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	$4,9 \cdot 10^{-3}$
26	0,082	0,029	0,043
12	0,17	0,063	0,18

Рассмотрим результаты экспериментов. Изменение относительного коэффициента ошибочного детектирования «нарушения» при уменьшении ОСШ происходит практически линейно. В методе 3 имеет место меньшее ухудшение коэффициента до некоторого порогового значения, после чего количество ложных срабатываний резко увеличивается.

Существенным преимуществом первого метода является небольшая вычислительная сложность. Кроме того, улучшило бы работу метода в условиях малых ОСШ в моделях первого и второго методов адаптивное межкадровое усреднение, которое не реализовывалось в программной модели в виду искусственного добавления шумов и, в связи с этим, невозможности получения сигнала СУВ.

Второй метод имеет наилучшую помехозащищенность. Однако, преобразования спектра имеют большую вычислительную сложность вследствие большого количества операций умножения и суммирования, в результате метод имеет наибольшее время выполнения.

Метод 3 при достаточном ОСШ может быть рекомендован, поскольку имеет высокую разрешающую способность. Ложные срабатывания, которые можно видеть на иллюстрациях, имеют высокую частоту появления и возникают на определенных местах изображения (в определенных блоках). Причина их возникновения – близкие к пороговым значения на выходе блоков УС. В результате действия шумов происходит случайное превышение

пороговых значений в блоках БПЛО. Ложные срабатывания такого типа при высокой частоте их появления подавляются при межкадровой обработке в устройстве, рассмотренном в п. 3.3. При низких значениях освещенности метод 3 непригоден для использования, поэтому может быть рекомендована система с переключением по сигналу СУВ при низких ОСШ с метода 3 на метод 2.

4.6. Выводы

1. При введении шумов в испытательную последовательность (фрагмент сигнала изображения) следует осуществлять данную процедуру в заведомо линейном режиме работы устройства сложения, так как нелинейные искажения дополнительно осложняют работу методов селекции сигналов нарушений, поскольку в таком случае возможны низкочастотные, модуляционного типа, преобразования суммарного сигнала изображений, что приводит к паразитной модуляции его размаха сигнала изображения и, соответственно, к появлению паразитных временных частот.

2. В качестве исходного сигнала статического изображения при проведении экспериментальных исследований с пространственной селективной обработкой целесообразно использовать известное изображение типа «Lena» размерами 255×255 пикселей. Оно содержит фрагменты различного типа – текстуру, выраженные участки границы различных направлений, участки фона с плавно изменяющейся по градиенту яркостью. Это дает возможность относительно объективно выявить влияние селективной пространственной обработки на внутрикадровую структуру изображений.

3. Относительная вычислительную сложность разработанных методов и устройств тревожной сигнализации достаточно точно оценивается по времени обработки тестовой последовательности. Следует отметить, что из-за влияния особенностей функционирования алгоритмов время обработки не является постоянной величиной, поэтому конечный результат контроля каждой

последовательности программной моделью определяется усреднением значений.

4. Изменение относительного коэффициента ошибочного детектирования «нарушения» при уменьшении ОСШ происходит практически линейно для всех исследуемых вариантов. Однако результаты экспериментального исследования метода с опознаванием и маркировкой блоков в структуре изображений показали, что линейность в данном случае сохраняется до некоторого порогового значения, имеет место также меньшая крутизна ухудшение коэффициента, после чего количество ложных срабатываний резко увеличивается.

5. Полученные результаты программное моделирование разработанных методов и устройств показало их эффективность и пригодность для практического применения в современных СКБО. При этом наиболее высокую помехозащищённость имеет метод с преобразованием и совмещением высокочастотных и низкочастотных составляющих спектра сигнала изображений, наиболее высокую разрешающую способность, при достаточном ОСШ, имеет метод с опознаванием и маркировкой блоков, наименьший объём вычислений - метод с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При решении поставленных задач в диссертации были получены следующие результаты:

1. Проведен аналитический обзор элементов СКБО: рассмотрены основные параметры и характеристики современных ДТВС; проведен обзор методов цифровой внутрикадровой обработки ТВ изображений, которые могут быть применены в СКБО; исследовано влияние на оператора коммутационной помехи, возникающей при последовательном периодическом видеоконтроле нескольких изображений в зависимости от изменения частоты коммутации, что позволяет оценить допустимую степень привлечения оператора к контролю и управлению СКБО; проведен анализ функционирования устройств формирования сигналов управления для ТВ систем безопасности объектов с эталонной памятью. Указанные исследования позволили конкретизировать задачи разработки новых методов и устройств.

2. Предложена новая методика контроля и оценки параметров ДТВС: разработан и экспериментально исследован метод контроля сквозных пространственных частотно-контрастных характеристик ДТВС; предложен метод относительной оценки пространственных характеристик ДТВС с введением параметра: «эквивалентная протяженность ПИХ»; получена численная оценка степени снижения контраста изображений на краях раstra, обусловленная мультипликативными искажениями внутрикадровой структуры сигналов изображений в ПСС. Указанные разработки позволяют повысить объективность контроля пространственных характеристик ДТВС и минимизировать число параметров для описания этих характеристик.

3. Разработаны методы и устройства селекции нарушений: с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов, с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений, с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов. При разработке также были

решены задачи: анализ спектральных плотностей четных ортогональных структур отсчетов, что позволяет оценивать преобразования пространственного спектра в ДТВС; выбор формы ПИХ при формировании информационных отсчетов в пространстве дискретных фрагментов внутрикадровой структуры, исследование изменения ОСШ от пространственной частоты входного воздействия и его пространственной анизотропии; получение количественной оценки качества работы методов селекции сигналов нарушений.

Отдельно следует отметить метод селекции нарушений с опознаванием структуры изображений в пределах дискретных фрагментов. Переход от непосредственной оценки уровня сигнала изображения к оценке его структуры позволил снизить зависимость обнаружения нарушений, например, от изменения освещенности. Дальнейшим направлением совершенствования указанного метода модно считать отказ от разбиения изображения на ортогональную структуру дискретных фрагментов в пользу многоуровневого сегментирования пространства кадра на объекты с опознаванием их структуры на каждом уровне и принятием решения о классификации или дальнейшем сегментировании внутри области объекта на более примитивные объекты очередного уровня.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Безруков В.Н.** Автореферат к докторской диссертации на тему «Разработка и применение элементов теории преобразования сигналов изображений в системах прикладного телевидения». – М.: 1995.
2. **Кривошеев М.И.** Основы телевизионных измерений. - 3-е изд., доп. и перераб. - М.: Радио и связь, 1989
3. **Проектирование** и техническая эксплуатация телевизионной аппаратуры. В.Н. Безруков, В.С., Беляев, Г.Т., Дерibas и др.; под ред. С.В. Новаковского. – М.: Радио и связь, 1994.
4. **Измерение** характеристик телевизионных систем при цифровом многопрограммном вещании. – Broadcasting: телевидение и радиовещание. 2004 № 2.
5. **Р. Гонсалес, Р. Вудс.** Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
6. **R. Steinbecher,** Bildverarbeitung in der Praxis. München; Wien: Oldenbourg, 2002. – 880 s.
7. **W. Seelen** Technische Bildverarbeitung dynamischer Szenen. Bochum. Ruhr Universitat, 1997. – 28 s.
8. **А.В. Луизов.** Инерция зрения. М. Оборонгиз 1961г.
9. **Власюк И.В., Басекеев А.А.,** Преобразование параметров и характеристик структуры изображений в системах видеоконтроля. Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава, тезисы докладов, МТУСИ, М., 2005. – с. 113-114.
10. **Безруков В.Н., Власюк И.В., Комаров П.Ю.** Мультипликативные амплитудные искажения оптического отображения видеоинформации в пространстве кадра при телевизионном контроле объектов. Журнал «Метрология и измерительная техника в связи», 2005г., № 5, с. 24 – 30.

11. **Власюк И.В.** Метод контроля пространственных характеристик телевизионных камер. Журнал «Метрология и измерительная техника в связи», 2005г., № 5, с. 13 – 16.
12. **Безруков В.Н.** Анализ характеристик спектра ортогональных структур квазипериодической дискретизации в системах телевидения. Журнал «Радиотехника», 1989, № 12, с. 3 – 7.
13. **Безруков В.Н.** Принципы построения и анализа характеристик спектра структур дискретизации телевизионных изображений, Журнал «Техника кино и телевидения», 1990 № 7, с. 7 – 23.
14. **Гоноровский И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы.-4-е изд., перераб. и доп.-М.: Радио и связь.-1986г.-512с.
15. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы.-М.: Высш. школа.-536с.
16. **Хемминг Р.В.** Цифровые фильтры. – М. Сов. Радио.-1980 г.-224с.
17. **Рабинер Л.,** Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.- М.: Мир.-1978.-848с.
18. **Khalid Saeed.** On the realization of digital filters // Proceedings of the 1-st International Conference “Digital Signal Processing and Applications”.-М.:v.1-1998.- P. 141-143.
19. **Карташев В.Г.** Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров.-М.: Высш. школа, 1982.-109с.
20. **Ярославский Л. П.** Введение в цифровую обработку изображений. - М.: Сов. Радио, 1979
21. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники., т. 1, т. 2, т. 3. -М: Сов. Радио, 1974, 1975, 1976.
22. **Дерюгин Н. Г.** Спектр мощности и функция корреляции телевизионного сигнала./Электросвязь, №7, 1957.
23. **Duda R. O.** Hart P. E. Pattern classification and scene analysis, Wiley interscience, New-York, 1973.
24. **Smith S.W.** The Scientist and Engineer’s Guide of Digital Signal Processing.-: California Technical Publishing, ISBN: 0-966017-3-3, 1997

25. **I.W. Selesnik**, C.S. Burrus. Maximally flat low-pass FIR filters with reduced delay // IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 42. Mar. 1995, pp.53-68
26. **L.M. Smith**, M.E. Henderson, Jr. Round off Noise Reduction in Cascade Realizations of FIR Digital Filters // IEEE Trans. on signal processing.-v.48.-№45, May 2000, pp. 1945-1948
27. **F. Candocia**, J.C.Principe comments on “Sinc interpolation of discrete periodic signals” // IEEE Trans. Signal processing.-v.48, Jan.2000, pp. 184-191.
28. **Rosenfeld A.** Automatic recognition of basic terrain types from aerial photographs, Photogrammic Engineering, (March, 1962).
29. **Rosenfeld A.**, Troy E., Visual texture analysis, Proceedings UMR, Oct. 1970.
30. **Haralick R.M.**, Texture features for image classification, IEEE Trans. Syst. Nov. 1973.
31. **Haralick R.M.**, Computer classification of reservoir Sand-stones, IEEE Trans. Oct. 1973.
32. **Julesz B.**, Inability of humans to discriminate between visual textures that agree second-order statistics-revisited, Perception, 1973.
33. **Pratt W.**, Digital Image Processing, John Wiley and Sons, New-York, 1982.
34. **Л. Евсикова**, А. Пуйша, А. Гуляков Модельные исследования влияния цвета автомобиля на его видимость. Оптический журнал, том 70, № 6, 2003
35. **Д.Март**. Зрение. Информационный подход к изучению и обработке зрительных образов. М. Радио и связь, 1987. 400 с.
36. **Klaus D. Bosing**. Uber Aspekte der visuellen Wahrnehmung und der optischen Eigenschaft idealer Oberflachen. Technischer Bericht 87/12, Technische Universitat Berlin; Institut fur Technische Informatik; Computer Graphics & Computer Vision, 1997
37. **Reimar Lenz**. Digitale Kamera mit CCD-Flachensensor und programmierbarer Auflosung bis zu 2994x2320 Bildpunkten pro Farbkanal. In Mustererkennung 1999. GI, Springer, Oktober 1999.
38. **D.Hubel**. Eye. Brain. Vision. Scientific American library, 1990

- 39. K.Fukunaga.** Introduction to statistical pattern recognition. Academic Press. New York and London, 1972
- 40. Безруков В.Н.,** Коженев А.П., Шауро А.В., Алешкин В.Н. Особенности пространственно-временного спектра подвижных объектов в условиях оптического контроля// Математические методы обработки геофизической информации; Сб.статей: АН СССР, Институт физики земли им.О.Ю.ШМИДТА/ М.: Наука, 1986.- С.114-136.
- 41. Бабенко В.С.** Оптика телевизионных устройств. - М.: Радио и связь, 1982. - 257 с.
- 42. А С №587640 (СССР)** – телевизионного устройство для обнаружения движущихся объектов / Е. Г. Рябова, А. А. Юрченко. Опублик. В Б.И. 1987. №1.
- 43. Системы** технического зрения / под ред. А. Н. Писаревского, А. Ф. Чернявского-Л.: Машиностроение, 1988.- 424 с.
- 44. Преобразователи** изображения на приборах с зарядовой связью/ Р. Е. Быков, А. А. Манцветов, Н. Н. Степанов, Г. А. Эйссенгардт.- М., 1992.-184 с.
- 45. Грязин Г.Н.** Системы прикладного телевидения.-СПб.: Политехника,-2000. –277 с.
- 46. Baddeley R.** The correlational structure of natural images and the calibration of spatial representations // Cogn. Sci., 21, 1997.
- 47. Dong D.W.** Spatiotemporal inseparability of natural images and visual sensitivities // Computational, neural & ecological constraints of visual motion processing, 2001.
- 48. Jain A.К.** Fundamentals of digital image processing // Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- 49. Цифровая** обработка телевизионных и компьютерных изображений / Под ред. Ю.Б. Зубарева и В.П. Дворковича. М.: МЦНТИ, 1997.
- 50. Torralbal A.,** Oliva A. Statistics of natural image categories. // Network: Comput. Neural Syst., 14, 2003.

- 51. Fergus W.** Campbell and Lamberto Maffei. Kontrast und Raumfrequenz. In Manfred Ritter, Wahrnehmung und visuelles System, Seite 132–139. Spektrum der Wissenschaft, 1987.
- 52. R. Steinbecher,** Bildverarbeitung in der Praxis. München; Wien: Oldenbourg, 2002
- 53. Andre Garstka,** Erweiterung eines auf Wavelets basierenden Erkennungsalgorithmus auf teilverdeckte Objekte. Institut für Neuroinformatik, Ruhr-Universität Bochum, FRG, 2002
- 54. Телевидение: Учебник для вузов /** Под ред. В.Е. Джакони. - М.: Горячая линия – Телеком, 2002
- 55. Bray, A. J.** “Tracking objects using image disparages”. Image Vision Computing. Vol. 8. No. 1, 1990.
- 56. Murray, D.** and Basu, A. “Motion Tracking with an Active Camera”. IEEE Trans. Patt. Anal Mach. Intell.. Vol. 16. No. 5. pp 419-459. May. 1994.
- 57. J. M. Odobez** and P. Bouthemy. Direct incremental model-based image motion segmentation for video analysis. Signal Processing, 66: 143 – 145, 1998.
- 58. A. Baumberg,** “Hierarchical shape fitting using an iterated linear filter,” in Proceedings of the Seventh British Machine Vision Conference (BMVC96), pp. 313–322, BMVA Press, 1996.
- 59. R. Polana** and R. C. Nelson. Detection and recognition of periodic, nonrigid motion. International Journal of Computer Vision, 23(3):261–282, 1997.
- 60. А.В. Рабинович,** И.В. Власюк. Технологические основы мобильного телевидения. - Информационно-аналитический бюллетень ОАО ВНИИТР «Телерадиовещание», 2005, №4
- 61. И.В.Власюк.** Методы выделения объектов в системах прикладного телевидения. – INTERMATIC-2005//Материалы Международной научно-технической конференции «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», 25-28 октября 2005 г., г.Москва. – М.: МИРЭА, 2006, часть 2. – 284 с., с. 152-155

- 62. Безруков В.Н.,** Власюк И.В., Басекеев А.А. Специфика оценки пространственных характеристик сигналов изображений в системах телевизионного контроля объектов. – Метрология и измерительная техника в связи, 2006, № 2. – с.42-48
- 63. Зубарев Ю.Б.,** Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы.-М.:(НИИР-ИОИ), 2001.
- 64. Цифровая** обработка телевизионных и компьютерных изображений / Под. ред. Ю.Б. Зубарева и В.П. Дворковича. М.: МЦНТИ, 1997.
- 65. Смирнов А.В.** Основы цифрового телевидения: Учебное пособие.-М.: "Горячая линия - Телеком", 2001
- 66. Тихонов В.И.** Статистическая радиотехника.-М.: Сов. радио, 1966
- 67. Преобразователи** изображения на приборах с зарядовой связью/ Р. Е. Быков, А. А. Манцветов, Н. Н. Степанов, Г. А. Эйссенгардт.- М., 1992.-184 с.
- 68. Шостацкий Н. Н.** Применение теории дискретизации для разложения изображения на матричных ПЗС//Техника средства связи. Сер.Техника телевидения.-1982.- Вып.2.-с.3-14.
- 69. Е. Янке,** Ф. Эмде , Ф Леш. Специальные функции. Формулы, графики, таблицы / пер с немец.-М.: Наука, 1977.-342 с.
- 70. Macleod I.,** Comments on Techniques for edge detection, Proc. IEEE, March, 1972.
- 71. Roberts L.** Machine perception of three dimensional solids. 1965.
- 72. Kirsch R.** Computer determination of the constituent structure of biological images, Computers and Biomedical Research, 1971
- 73. Игнатъев Н.К.** Дискретизация и ее приложения.- Москва: Связь, 1980.- 261с.
- 74. Патчек М.** Цифровое телевидение. Теория и техника/ пер. с чешск.: Под ред. Л. С. Виленчика.-М.: Радио и связь, 1990.-528 с.
- 75. Сами Мохамед Ахмед** Гараша. Исследование и разработка методов и устройств формирования информационных сигналов в системах

телевизионного контроля объектов. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. М.: 2003.

76. Красильников Н. Н. Теория передачи и восприятия изображений.-М.: радио и связь, 1986.-267 с

77. Миленин Н.К. Шумы в формирователях сигналов изображения на ПЗС// Техника кино и телевидения.- 1980. №6.-с. 51-57.

78. Квиринг Г. Ю. Прикладное телевидение. - М.: Моск. Ин-т, 1989.-88 с.

79. Куликов А.Н. Телевизионные наблюдения в сложных условиях// Специальная техника, – 2000. – № 35

80. В.Н. Безруков, И.В.Власюк, П.Ю.Комаров. Специфические искажения структуры изображений в системах цифрового телевидения // Мобильные системы. – 2006. – № 11. – С. 34–37.

81. И.В. Власюк, А.В.Балобанов, П.Ю.Комаров. Коррекция пространственных искажений сигнала изображения в системах цифрового телевидения. // Инфокоммуникационные системы. – 2006. – № 4. – С. 46–51.

82. И.В. Власюк, А.В.Балобанов, А.А.Басекеев. Анализ пространственно-частотных характеристик распределения светочувствительных элементов в пределах раstra матрицы ПЗС. // Метрология и измерительная техника в связи. – 2006. – № 3. – С. 36–40.

83. И.В. Власюк, Ф.М.Игнатов, С.В.Козлов. Многоканальная система наземного телевизионного вещания. // Материалы научной конференции профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава. – М.: МТУСИ. – 2003. – С. 129–130

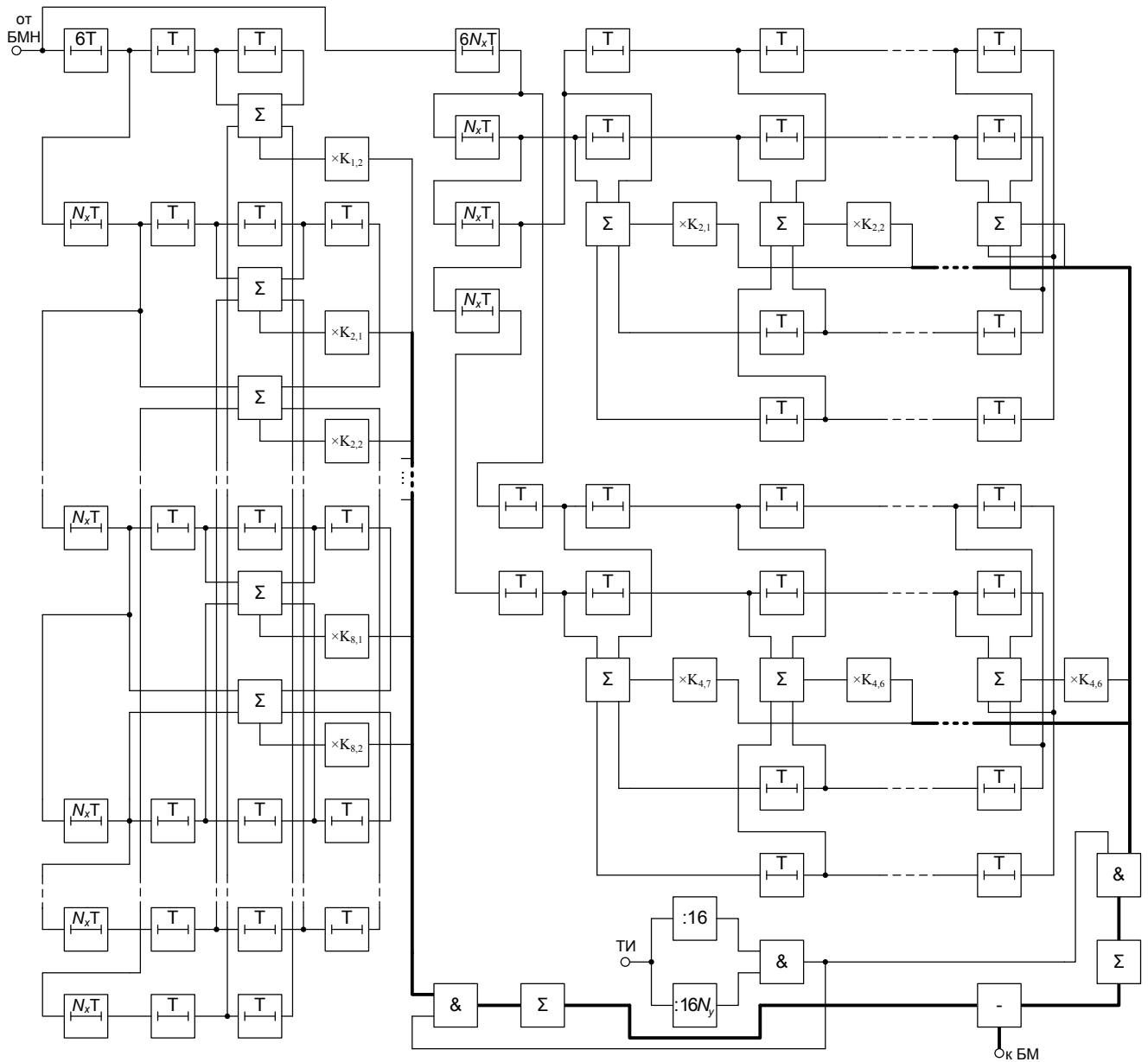
84. И.В.Власюк, Ю.А.Шустров. Особенности построения и функционирования современных аналого-цифровых сетей кабельного телевидения. // Материалы научной конференции профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава. М.: МТУСИ. – 2002. – С. 115-116.

85. И.В. Власюк. Особенности магистральных усилителей для сетей кабельного телевидения. – М.: Деп. в ЦНТИ "Информсвязь" от 14.06.03. №2232 св.2003. – С. 21–35.

- 86. Безруков В.Н,** Власюк И.В, Басекеев А.А. Специфика оценки пространственных характеристик сигналов изображений в системах телевизионного контроля объектов. // Метрология и измерительная техника в связи. – 2006. – № 2. – С. 42–48.
- 87. А.В.Балобанов,** И.В.Власюк. Коррекция искажений сигналов изображения быстро движущихся объектов. // Материалы научной конференции профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава. – М.: МТУСИ. – 2006. – С. 123–124.
- 88. И.В.Власюк.** Контроль сквозных частотно-контрастных характеристик телевизионных камер для систем прикладного телевидения. // Материалы научной конференции профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава. – М.: МТУСИ. – 2006. – С. 125–126
- 89. И.В.Власюк,** А.В.Балобанов. Оценка зависимости амплитудных искажений от угла проецирования при видеоконтроле объектов. // Материалы научной конференции профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава МТУСИ. – М.: МТУСИ. – 2006. – С. 126–127
- 90. Романовский П.И.** Ряды Фурье. Теория поля. Аналитические и специальные функции. Преобразование Лапласа. - М.: Наука, 1980. - 336 с.
- 91. Е. Янке,** Ф. Эмде, Ф Леш. Специальные функции. Формулы, графики, таблицы / пер с немец.-М.: Наука, 1977.-342 с.
- 92. Справочник** по высшей математике / А.А.Гусак, Г.М.Гусак, Е.А.Бричикова. – Мн.: ТетраСистемс. 1999 – 640 с.
- 93. Microsoft,** 'Broadcast-Enabled Computer Hardware Requirements', WinHEC'97, Broadcast Technologies White Paper, 1997, pp. 11-12
- 94. R.S. Prodan,** 'Multidimensional Digital Signal Processing for Television Scan Conversion', Philips J. of Research, Vol. 41, no. 6, 1986, pp. 576-603.
- 95. P.D. Filliman,** T.J. Christopher and R.T. Keen, 'Interlace to progressive scan converter for IDTV', IEEE Tr. on Cons. Electr., Vol. 38, no. 3, Aug. 1992, pp. 135-144.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1. Структурная схема блоков УРБ, БПНВФ, БПНГФ, УВ и БПСС устройства селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов.



Приложение 2. Фрагменты программных моделей для оценки качества работы предложенных методов селекции сигналов нарушений.

Модули, общие для всех методов

Фильтрация изображения BMP маской MASK с нечетным числом строк и столбцов не менее 3

```

FILTER(MASK, BMP) :=
  M_rows(BMP), cols(BMP) ← 0
  c_fm ← cols(MASK)
  r_fm ← rows(MASK)
  for x ∈  $\frac{c\_fm - 1}{2} .. cols(BMP) - \frac{c\_fm - 1}{2} - 1$ 
  for y ∈  $\frac{r\_fm - 1}{2} .. rows(BMP) - \frac{r\_fm - 1}{2} - 1$ 
    My,x ← 0
    for tx ∈ 0..c_fm - 1
    for ty ∈ 0..r_fm - 1
      My,x ← My,x + BMP $y+ty-\frac{r\_fm-1}{2}, x+tx-\frac{c\_fm-1}{2}$  · MASKty,tx
  M
  
```

Прореживание изображения BMP в целое число nx по горизонтали и ny по вертикали раз

```

DECIMATE(nx, ny, BMP) :=
  c ← cols(BMP)
  r ← rows(BMP)
  for x ∈ 0, nx..c - 1
  for y ∈ 0, ny..r - 1
    M $\frac{y}{ny}, \frac{x}{nx}$  ← BMPy,x
  M
  
```

Квантование изображения BMP, h-величина шага квантования

$$\text{QUANTIZE}(h, \text{BMP}) := \left| \begin{array}{l} c \leftarrow \text{cols}(\text{BMP}) \\ r \leftarrow \text{rows}(\text{BMP}) \\ \text{for } x \in 0..c-1 \\ \quad \text{for } y \in 0..r-1 \\ \qquad M_{y,x} \leftarrow \text{round} \left(\text{round} \left(\frac{\text{BMP}_{y,x}}{h} \right) \cdot h \right) \end{array} \right. \\ \text{M}$$

Приведение изображения BMP к диапазону 0 ÷ 255 (контрастирование)

$$\text{CONT}(\text{BMP}) := \left| \begin{array}{l} _min \leftarrow \text{min}(\text{BMP}) \\ _max \leftarrow \text{max}(\text{BMP}) \\ \text{for } x \in 0..\text{cols}(\text{BMP})-1 \\ \quad \text{for } y \in 0..\text{rows}(\text{BMP})-1 \\ \qquad \text{BMP}_{y,x} \leftarrow \frac{\text{BMP}_{y,x} - _min}{_max - _min} \cdot 255 \end{array} \right. \\ \text{BMP}$$

Модуль визуального представления - нанесение текстуры на блок кадра в случае если текущий элемент матрицы сигналов тревоги равен нулю

$$\text{VISI}(\text{IN}, \text{M}, x_0, y_0, n) := \left| \begin{array}{l} N \leftarrow \text{READBMR}("N16.bmp") \\ \text{for } x \in 0..\text{cols}(\text{M})-1 \\ \quad \text{for } y \in 0..\text{rows}(\text{M})-1 \\ \qquad \text{for } tx \in 0..n-1 \\ \qquad \quad \text{for } ty \in 0..n-1 \\ \qquad \qquad \text{IN}_{n \cdot y + ty + y_0, n \cdot x + tx + x_0} \leftarrow N_{ty, tx} \text{ if } N_{ty, tx} \neq 0 \text{ if } M_{y,x} = 0 \end{array} \right. \\ \text{IN}$$

Модель метода селекции нарушений с относительной пороговой оценкой специфики структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов

Главный модуль (межкадровая обработка последовательности)

```

MB := | ET ← IMS(READBMP("\2\renamed\0.bmp"))
      | xm ← cols(ET)
      | ym ← rows(ET)
      | RETym-1, xm-1 ← 1
      | Tym-1, xm-1 ← 0
      | for a ∈ 0..nf - 1
      |   | name ← concat ("\2\renamed\" , num2str(a + fr0), ".bmp")
      |   | IN ← READBMP(name)
      |   | MO ← IMS(IN)
      |   | for x ∈ 0..xm - 1
      |   |   | for y ∈ 0..ym - 1
      |   |     | Ty,x ← 0 if |ETy,x - MOy,x| < th
      |   |     | Ty,x ← 1 otherwise
      |   |     | if RETy,x ≤ 0 ∧ Ty,x = 0
      |   |       | ETy,x ← MOy,x
      |   |       | RETy,x ← trunc(rnd(n_max - n_min) + n_min)
      |   |     | RETy,x ← RETy,x - 1
      |   | V ← VIS1(IN, T, 0, 0, 16)
      |   | name2 ← concat ("\2\m1out\" , num2str(a + fr0), ".bmp")
      |   | WRITEBMP(name2, V)

```

Формирование разностного информационного отсчета

```

IMS(IMG) :=
  for x ∈ 0..floor( $\frac{\text{cols}(IMG)}{16}$ ) - 1
  for y ∈ 0..floor( $\frac{\text{rows}(IMG)}{16}$ ) - 1
    SVy,x ← 0
    SHy,x ← 0
    for x1 ∈ 0..3
      for y1 ∈ 0..15
        SVy,x ← SVy,x + MVy1,x1 · IMGy·16+y1,x·16+x1+6
      for x1 ∈ 0..15
        for y1 ∈ 0..3
          SHy,x ← SHy,x + MHy1,x1 · IMGy·16+y1+6,x·16+x1
    IMSy,x ← SHy,x - SVy,x
  WRITEBMP("V.bmp", CONT(SV))
  WRITEBMP("H.bmp", CONT(SH))
IMS

```

Модель метода селекции нарушений с преобразованием структуры пространственного спектра сигналов изображений

Преобразование пространственного спектра кадра IMG

```

HFLF(IMG) :=
  LP ← FILTER(LPF, IMG)
  for x ∈ 0..cols(IMG) - 1
  for y ∈ 0..rows(IMG) - 1
    HPDy,x ← |IMGy,x - LPy,x|
  LPD ← FILTER(LPF, HPD)
  for x ∈ 0..cols(IMG) - 1
  for y ∈ 0..rows(IMG) - 1
    LPDy,x = 0 if LPDy,x < th2
    HFLFy,x ← LPDy,x + LPy,x
  HFLF

```

Главный модуль (межкадровая обработка последовательности)

```

MB := ET ← IMS(HFLR(READBMR("\2\renamed\0.bmp")))
xm ← cols(ET)
ym ← rows(ET)
RETym-1, xm-1 ← 1
Tym-1, xm-1 ← 0
for a ∈ 0..nf - 1
  name ← concat ("\2\renamed\", num2str(a + f0), ".bmp")
  IN0 ← READBMR(name)
  IN ← HFLR(IN0)
  MO ← IMS(IN)
  for x ∈ 0..xm - 1
    for y ∈ 0..ym - 1
      Ty,x ← 0 if |ETy,x - MOy,x| < th
      Ty,x ← 1 otherwise
      if RETy,x ≤ 0 ∧ Ty,x = 0
        ETy,x ← MOy,x
        RETy,x ← trunc(rnd(n_max - n_min) + n_min)
      RETy,x ← RETy,x - 1
  V ← VIS1(IN0, T, 0, 0, 16)
  name2 ← concat ("\2\m2out\", num2str(a + f0), ".bmp")
  WRITEBMR(name2, V)

```

Модули IMS(BMP) и VIS1(IN, M, x0, y0, n) в основном аналогичны использованным в методе 1

**Модель метода селекции нарушений с опознаванием структуры
изображений в пределах дискретных фрагментов**

Модуль, соответствующий блоку БПЛО на схеме рис. 3.4

```

M0(BMP) :=
  for x ∈ 0.. floor( (cols(BMP)/8) ) - 1
    for y ∈ 0.. floor( (rows(BMP)/8) ) - 1
      Moy,x ← 0
      Mpy,x ← 0
      My,x ← 0
      for tx ∈ 0..7
        for ty ∈ 0..7
          Mpy,x ← Mpy,x + BMP8·y+ty, 8·x+tx if BMP8·y+ty, 8·x+tx > 0
          Moy,x ← Moy,x + BMP8·y+ty, 8·x+tx otherwise
        if |Moy,x| < th_f
          My,x ← 0 if Mpy,x < th_f
          My,x ← 2 if Mpy,x ≥ th_f
        otherwise
          My,x ← 1 if Mpy,x < th_f
          My,x ← 3 if Mpy,x ≥ th_f
    M

```

Классификация блока в соответствии с шестипозиционным алфавитом

```

M6(IN) := FGI ← FILTER(GI, IN)
          FVI ← FILTER(VI, IN)
          FGDI ← FILTER(GDI, IN)
          FPDI ← FILTER(PDI, IN)
          FGD ← FILTER(GD, FVI)
          FVD ← FILTER(VD, FGI)
          FGDD ← FILTER(GDD, FPDI)
          FPDD ← FILTER(PDD, FGD)
          MV ← M0(FVD)
          MG ← M0(FGD)
          MGD ← M0(FGDD)
          MPD ← M0(FPDD)
          for x ∈ 0..floor( $\frac{\text{cols}(FVI)}{8}$ ) - 1
            for y ∈ 0..floor( $\frac{\text{rows}(FVI)}{8}$ ) - 1
              My,x ← 0 if MVy,x = 0 ∧ MGy,x = 0 ∧ MGDy,x = 0 ∧ MPDy,x = 0
              My,x ← 1 if MVy,x = 0 ∧ MGy,x ≠ 0
              My,x ← 2 if MVy,x ≠ 0 ∧ MGy,x = 0
              My,x ← 4 if MGDy,x = 0 ∧ MPDy,x ≠ 0
              My,x ← 3 if MGDy,x ≠ 0 ∧ MPDy,x = 0
              My,x ← 5 otherwise
          M

```

Главный модуль (межкадровая обработка последовательности)

```

MB := a0 ← 0
for a ∈ 0..nf - 1
  name ← concat ("2\renamed\", num2str(a + f0), ".bmp")
  IN ← READBMP(name)
  M0 ← M6(IN)
  cm0 ← cols(M0)
  for x ∈ 0..cm0 - 1
    for y ∈ 0..rows(M0) - 1
      MSy, x+a0·cm0 ← M0y, x
      if a ≠ 0
        if a0 ≠ 0
          MBy, x+(a0-1)·cm0 ← 0 if MSy, x+a0·cm0 - MSy, x+(a0-1)·cm0 = 0
          MBy, x+(a0-1)·cm0 ← 1 otherwise
          Mvy, x ← MBy, x+(a0-1)·cm0
        otherwise
          MBy, x+(tn)·cm0 ← 0 if MSy, x+a0·cm0 - MSy, x+(tn)·cm0 = 0
          MBy, x+(tn)·cm0 ← 1 otherwise
          Mvy, x ← MBy, x+(tn)·cm0
      a0 ← a0 + 1 if a0 < tn
      a0 ← 0 otherwise
    if a ≠ 0
      V ← VIS1(IN, Mv, 0, 0, 8)
      name2 ← concat ("2\m3out\", num2str(a + f0), ".bmp")
      WRITEBMP(name2, V)

```

Модуль VIS1(IN, M, x0, y0, n) аналогичен использованному в методе 1

**Приложение 3. Акты об использовании результатов диссертационной
работы**