

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

НОВГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ ЯРОСЛАВА МУДРОГО

Автор-составитель Н. П. Корнышев

ОСНОВЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ВИДЕОТЕХНИКИ

Курс лекций

ВЕЛИКИЙ НОВГОРОД
2013

УДК 621.397.13(075.8)
ББК 32.94я73
К67

Печатается по решению
РИС НовГУ

Р е ц е н з е н т ы:

доктор физико-математических наук, профессор **М. И. Бичурин**
кандидат технических наук, генеральный директор ОАО «НИИ ПТ
«Растр» **В. И. Челпанов**

Корнышев, Н. П.
К67 Основы телевидения и видеотехники: курс лекций / авт.-сост.
Н. П. Корнышев; НовГУ им. Ярослава Мудрого. – Великий Новгород,
2013. – 154 с.

Рассматриваются основные методы и принципы, лежащие в основе,
телевизионных устройств а именно: принцип развертки, принцип накоп-
ления, методы преобразования «свет – сигнал» и «сигнал – свет», методы
кодирования и обработки изображений и др.

Курс предназначен для студентов радиотехнических специаль-
ностей, занимающихся по программам подготовки бакалавров.

УДК 621.397.13(075.8)
ББК 32.94я73

© Новгородский государственный
университет, 2013
© Н. П. Корнышев, 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	6
ЛЕКЦИЯ 1	7
1.1. Из истории телевидения.....	7
1.2. Телевизионная система как система связи	9
1.3. Информационная оценка системы телевизионной визуализации	10
1.4. Теорема Котельникова применительно к телевидению.....	12
1.5. Предельная пропускная способность канала связи.....	13
ЛЕКЦИЯ 2	14
2.1. Основные фотометрические величины.....	14
2.2. Основные понятия и законы оптики	16
ЛЕКЦИЯ 3	24
3.1. Особенности зрения	24
3.2. Восприятие цвета и элементы колориметрии.....	28
ЛЕКЦИЯ 4	33
4.1. Основная задача телевизионной системы.....	33
4.2. Принцип развертки	33
4.3. Сигналы яркости изображения	34
4.4. О принципах образования сигналов цветного изображения	38
ЛЕКЦИЯ 5	42
5.1. О принципах образования сигналов в совместимых цветных ТВ-системах	42
ЛЕКЦИЯ 6	51
6.1. Преобразование «свет сигнал». Ограничения в фотонном канале	51
6.2. Фотоэффект и его закономерности	55
6.2. Математическая модель звена фотоэлектронного преобразования.....	57
ЛЕКЦИЯ 7	60
7.1. Некоторые способы преобразования «свет-сигнал».	60
ЛЕКЦИЯ 8	68
8.1. Апертурные искажения в передающем	

телевизионном устройстве.	68
8.2. Дробовой шум в передающих телевизионных трубках.	73
ЛЕКЦИЯ 9	75
9.1. Твердотельные преобразователи «свет-сигнал».....	75
9.2. Приборы с зарядовой связью	76
9.3. Приборы с зарядовой инжекцией.....	81
ЛЕКЦИЯ 10	83
10.1. КМОП-фотоприемники и видеосистемы на кристалле	83
10.2. Об особенностях оценки разрешающей способности матричных фотоприемников	87
10.3. О регулировке времени экспозиции в твердотельном приемнике	89
10.4. О микролинзовом массиве в твердотельном приемнике	89
ЛЕКЦИЯ 11	91
11.1. Шум процесса преобразования «свет-сигнал»	91
11.2. Шумы ПЗС-матрицы	95
ЛЕКЦИЯ 12	99
12.1. Шумы при вторичной электронной эмиссии.....	99
12.2. Цветные матричные преобразователи «свет-сигнал»	103
ЛЕКЦИЯ 13	105
13.1. Катодолюминесценция и люминофоры	105
13.2. Принцип работы кинескопа	105
13.3. Принцип работы жидкокристаллических экранов	107
13.4. Принцип работы плазменных экранов	109
13.5. Автоэмиссионные панели	110
13.6. Светодиодные экраны и видеопроекторы.....	111
13.7. Применение ЭВМ для просмотра и записи изображений ...	111
ЛЕКЦИЯ 14	115
14.1. Стандартные методы обработки изображений.....	115
14.2. Методы внутрикадровой обработки.....	115
ЛЕКЦИЯ 15	138
15.1. Методы межкадровой обработки	138
ЛЕКЦИЯ 16	130
16.1. Нелинейная межкадровая обработка.....	130

ЛЕКЦИЯ 17	139
17.1. Цифровое кодирование видеосигнала.....	143
17.2. Объемное и много ракурсное телевидение.....	149
ЛИТЕРАТУРА.....	152

ПРЕДИСЛОВИЕ

В данном лекционном курсе, являющемся одним из базовых курсов в подготовке бакалавров по специальности «Радиотехника», рассматриваются основы принципы и методы, лежащие в основе построения телевизионных устройств. В процессе изучения дисциплины студенты получают основные теоретические знания по теории телевизионной передачи, в том числе, по вопросам формирования, преобразования и передачи по каналам связи сигналов изображения, анализу и синтезу телевизионных систем, , критериям оценки их качества.

Задачами дисциплины являются:

- формирование представлений о целях и задачах фотометрических и оптических расчетов в телевидении;
- формирование понятий об особенностях зрительного восприятия;
- формирование представлений о методах преобразования свет-сигнал;
- формирование представлений о методах преобразования сигнал-свет;
- формирование представлений о методах цифровой обработки и кодирования сигналов изображения;

В настоящее время имеется целый ряд учебников и учебных пособий по данной дисциплине, однако, для учебного курса, читаемого в пределах одного семестра в объеме 34-38 учебных часов, объем изложенного в них материал является весьма значительным. Поэтому для изложения в курсе лекций из достаточно большого количества источников были выбраны те разделы, которые однозначно являются базовыми в радиотехническом образовании. Кроме этого, при написании настоящего лекционного курса были использованы статьи из научно-технических журналов «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», «Системы и средства связи телевидения и радиовещания» и материалы из сборников трудов международных научно-технических конференций «Современное телевидение» и «Телевидение: передача и обработка изображений». В части разделов курса использованы также некоторые научные результаты, полученные автором-составителем в процессе разработок и исследований в области прикладного телевидения.

Излагаемый в настоящем издании материал находится в тесной увязке с курсом лабораторных работ. Материал изложен компактно, выстроен в строгой логической последовательности по направлению от простого к более сложному, причем последующие сведения базируются на предыдущих. Автор-составитель надеется, что настоящий курс лекций будет полезен при изучении студентами основ телевидения и видеотехники.

ЛЕКЦИЯ 1

1.1. Из истории телевидения

Термин «телевидение» подразумевает получение и передачу изображений или информации о них при помощи электрических сигналов. Для создания телевидения необходимо было решить три важнейшие проблемы:

1. Преобразование лучистой (в частности световой) энергии в электрический сигнал.

2. Передача электрических сигналов на расстояние.

3. Преобразование электрических сигналов в световые.

Это оказалось возможным благодаря успехам в области физики в конце XIX – начале XX в., в частности:

1873 г. – открытие У. Смитом (США) светочувствительности селена;

1873 г. – изобретение А.Н. Лодыгиным (Россия) электрической лампочки;

1887 г. – открытие Г. Герцем (Германия) внешнего фотоэффекта;

1888–1890 гг. – установление А.Г. Столетовым (Россия) основных закономерностей фотоэффекта;

1895 г. – изобретение А.С. Поповым (Россия) радио;

1897 г. – изобретение К. Грауном (Германия) катодной (электронно-лучевой) трубки;

1906 г. – создание Ли де Форестом (США) трехэлектродной лампы (триод).

Идея создания первой ТВ-системы была предложена в 1875 г. Дж. Керри (США). Мозаика из селеновых фотоэлементов, на которую проецируется передаваемое изображение, при помощи множества проводов соединяется с соответствующими электрическими лампочками на приемном экране. В каждом элементе мозаики и связанном с ним проводе пропорционально освещенности элемента возникает электрический ток. Свечение лампочки пропорционально этому току. Совокупность лампочек дает мозаичное изображение объекта.

Таким образом, основная идея – *разложение* (разбиение) изображения на *элементы* и передача средней яркости каждого элемента – это основа всех последующих ТВ-систем.

ТВ-система Керри *многоканальная*, и это ее недостаток, поскольку, например, для современного телевидения обычной четкости (625 строк с числом элементов в строке 800) число каналов, которые необходимо одновременно использовать, составит 500 000, что нереально.

С 1877 по 1888 г. независимо друг от друга проекты *одноканальных* ТВ-систем предложили П.И. Бахметьев (Россия), М. Санлек (Франция), А. де Пайва (Португалия). Все системы основаны на инерционности зрительного восприятия, благодаря которой становится возможной передача информации о яркости элементов изображения *последовательно*. Последо-

вательное преобразование яркостей отдельных элементов изображения в электрический сигнал называется *разверткой* изображения.

Первые развертки были механическими. В «фототелеграфе» Бахметьева развертка осуществлялась за счет движения фотоэлемента по спирали в фокальной плоскости изображения. Наиболее удачно с практической точки зрения проблема механической развертки была решена в 80-х гг. XIX в. польским инженером Паулем Нипковым. Оптико-механическое устройство, известное как диск Нипкова, содержало ряд отверстий, расположенных по спирали Архимеда. Диск располагался на передающей (перед фотоэлементом) и приемной (перед лампочкой) сторонах. При достаточной скорости и синхронном вращении знаков движущаяся светящаяся точка воспринималась как слитное изображение. Яркость свечения лампочки пропорциональна сигналу с выхода фотоэлемента. ТВ-системы с механической разверткой с числом строк, равным 30 (1200 элементов разложения), существовали в конце 20-х – начале 30-х гг. XX в. в Англии, США, СССР.

Принципиально новой и весьма плодотворной явилась идея развертки изображения электронным лучом Б.Л. Розинга (Россия), который еще в 1907 г. получил патент на способ передачи изображений на расстояние. Б.Л. Розинг создал так называемое «безынерционное перо», превратив осциллографическую трубку в приемную телевизионную, способную воспроизводить полутона за счет модуляции электронного луча. В 1911 г. Розинг демонстрировал первое изображение – черные и белые полосы на экране. Так началась и до сих пор продолжается эра «электронного телевидения».

Ученик Розинга В.К. Зворыкин, эмигрировавший в США, стал создателем в начале 30-х гг. первой передающей трубки с накоплением – иконоскопа – и вещательной телевизионной системы, которая начала действовать в США.

Передающие трубки продолжали совершенствоваться, и в последующем появились так называемые супериконоскопы, а затем – суперортиконы – высокочувствительные трубки с двусторонней мишенью, на основе которых в конце 40-х гг. начали создаваться телецентры, работающие в стандарте разложения 625 строк.

Параллельно с развитием черно-белых ТВ-систем шла разработка цветных ТВ-систем. Однако цветное телевидение не нашло широкого применения до тех пор, пока не была решена проблема совместимости с уже созданными системами черно-белого телевидения. Несовместимость состояла в том, что предложенные ранее системы не позволяли цветным телевизорам принимать черно-белые сигналы, а черно-белые телевизоры не могли принимать сигналы цветных.

Первая совместимая система NTSC (National Television System Committee) была принята в 50-х гг. в США и распространилась на ряд стран Америки, Канаду, Японию. Несколько позднее во Франции была предложена система SECAM (Sequence de Couleurs Avec Memoire – поочередность цветов и память). Систему SECAM часто называют советско-французской систе-

мой, так как ее совместный вариант был принят в СССР, Франции и других европейских странах. В 60-х гг. в Германии была создана система PAL (Phase Alternation Line – строка с переменной фазой), и с конца 60-х гг. по системе PAL ведутся передачи в Германии, Англии и ряде других стран.

В это же время продолжилось совершенствование трубок в направлении уменьшения их габаритов и повышения чувствительности, а в начале 70-х годов появились первые, еще далеко не совершенные твердотельные преобразователи «свет – сигнал» на матрицах приборов с зарядовой связью (ПЗС), которые постепенно практически вытеснили вакуумные трубки. Сейчас говорят об эре электронного твердотельного телевидения.

Одновременно с развитием вещательного телевидения начало развиваться прикладное телевидение, которое в зависимости от области применения имеет свою специфику.

Под прикладным телевидением понимают замкнутые телевизионные системы, в которых сигнал от камеры на видеопросмотровое (видеоконтрольное) устройство передается по кабелю. Основное назначение – наблюдение и управление на производстве, транспорте и др., в том числе в местах, где присутствие человека невозможно, нежелательно или небезопасно.

1.2. Телевизионная система как система связи

Телевизионные системы следует отнести к системам связи, осуществляющим передачу визуальной информации пользователю. Классическая модель системы связи К. Шеннона содержит три основные части: источник информации, канал с шумом, искажающим сигнал, передаваемый источником, и приемник. Таким образом, по Шеннону модель любой телевизионной системы можно представить в виде структурной схемы, показанной на рис. 1.1.

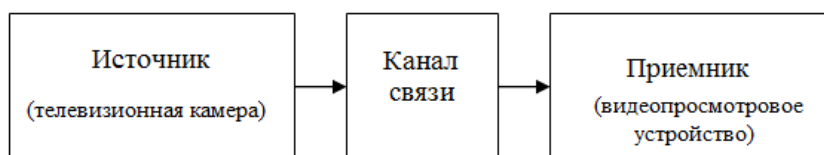


Рис. 1.1. Структурная схема телевизионной системы как системы связи

Более детализированной является модель, в которой выделены кодеры источника и канала, а также соответствующие им декодеры:

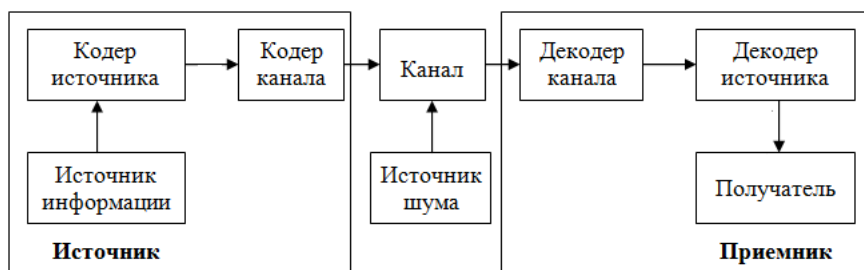


Рис. 1.2. Детализированная модель (схема) Шеннона

Кодер источника преобразует информацию в электрический сигнал, имеющий определенную форму представления (например, аналоговую или цифровую). Кодер канала преобразует сигнал в форму, необходимую для передачи по каналу связи (например путем модуляции несущей частоты для передачи по эфиру или в световое излучение для передачи по волокну). Декодеры канала и источника выполняют функции, обратные кодерам.

Современная концепция информационной теории связи, предложенная Л.И. Хромова и развитая А.К. Цыцулиным дополнительно предусматривает выделение источника внешнего шума, действующего до канала непосредственно на источник сигнала, например, случайный шум фотонов. В общем случае на входе канала связи может действовать как фотонный шум, так и детерминированные помехи, проникающие в источник, например, в виде фоновых составляющих. Учет такого внешнего шума весьма важен, поскольку в случае превышения им сигнала источника передача информации по каналу связи становится бесполезной. При этом в системе существуют пороговые условия, при превышении которых дальнейшее усиление сигнала перед каналом связи (в частности повышение чувствительности телевизионной камеры) не имеет смысла, поскольку полезный сигнал полностью маскируется внешним шумом.

Соотношение между полезным (целевым, доминантным) и шумовым (фоновым) сигналом определяет качество информации, создаваемой системой. Причем критерием для оценки качества может выступать информационный критерий избирательности системы (информационного риска), определяющий соотношение потери информации о полезном сигнале и торможения шумовой информации.

1.3. Информационная оценка телевизионной системы

По К. Шеннону – основоположнику теории информации, количество информации J_i , содержащееся в сообщении, имеющем вероятность P_i , выступает как некоторая абстрактная характеристика, лишенная смыслового (сман-

тического) содержания: $J_i = -\log_2 P_i$. Знак «-» ставится из-за того, что $P_i \leq 1$ и, следовательно, $\log < 0$, а информация должна быть со знаком «+», т.е. $J_i > 0$. Это выражение следует из предположения о том, что сигналы, несущие информацию, носят случайный характер, независимы друг от друга и заранее неизвестны получателю. Передача известной информации несет нулевое ее количество. При появлении нового случайного события информация добавляется.

За единицу информации принят бит (двоичная единица), когда основание логарифма $a = 2$. Если сообщение состоит из M – равновероятных событий, то передается количество информации $J = -(\log_2 1/M) = \log_2 M$ (бит).

Количество информации в элементе кадра, если все градации равновероятны: $J_m = -\log_2 1/m = \log_2 m$. Тогда, рассматривая кадр как совокупность независимых градационных отсчетов, имеем количество информации в кадре $J = NJ_m = M \log_2 m$. Величины J_m и J называют *информационной емкостью* элемента изображения и кадра соответственно.

Пусть кадр состоит из $N = 5 \cdot 10^5$ элементов (625 строк по 800 элементов в строке), а число передаваемых градаций яркости $m = 256$ (8-разрядное кодирование амплитуды сигнала, при котором глаз уже не различает перепадов яркости между уровнями квантования). Допуская равную вероятность всех градаций яркости (хотя это заведомо не так), информационная емкость кадра изображения составляет $J = M \log_2 m = 5 \cdot 10^5 \log_2 256 = 4 \cdot 10^6$ (бит/кадр).

Количество информации, пропускаемой системой в единицу времени, называется пропускной способностью телевизионной системы $C = Jf_k$ (бит/сек), где f_k – частота кадров.

Среднее количество информации, приходящееся на один элемент (математическое ожидание), называют энтропией изображения:

$$H = (-P_1 \log_2 P_1) + (-P_2 \log_2 P_2) + \dots + (-P_m \log_2 P_m) = -\sum_{i=1}^m P_i \log_2 P_i, \quad \text{где } P_i - \text{вероятность передачи градаций яркости, } m - \text{число градаций яркости.}$$

Данное выражение соответствует правилу вычисления средних значений для случайных величин:

$$\bar{a}_i = \sum_{i=1}^m a_i P(a_i), \quad \text{где } a_i - \text{случайная выборка, } P_i - \text{ее вероятность. В нашем случае } a_i = -\log_2 P_i - \text{количество информации в элементе, } P(a_i) = P_i - \text{вероятность появления этого количества информации.}$$

Информационная емкость элемента всегда больше энтропии изображения т. е. всегда $J_m > H$.

Мерой избыточности сообщения может служить выражение:

$$\Delta J = (J_m - H)/J_m = 1 - H/J_m.$$

Таким образом, отношение H/J_m показывает, во сколько раз можно сжать сигнал, а обратное отношение J_m/H показывает, какой выигрыш получается при применении того или иного метода кодирования.

1.4. Теорема Котельникова применительно к телевидению

Согласно теореме Котельникова, сигнал, имеющий ограниченный спектр частот от 0 до $f_{\max}$, можно описать, указав его значения через интервалы $\tau = 1/2f_{\max}$. Таким образом, мы можем передавать значение сигнала в моменты «выборки» через интервалы τ . Только эти выборки несут последующую информацию, и она полностью сохраняется в ограниченной полосе частот сигнала. Промежуточные значения полезной информации не несут, и их вычисляют на приемной стороне. Следовательно, делать выборки чаще не имеет смысла, а реже – будет потеря информации.

Применим теорему Котельникова для определения полосы частот телевизионного сигнала. Нас интересуют детали изображения, которые не меньше элемента; тогда τ надо взять равным времени передачи элемента. Следовательно, $f_{\max} = 1/2\tau = (N \cdot n)/2$, где N – число элементов раstra (кадра), n – число кадров в секунду ($\tau = 1/N \cdot n$). Отметим важный момент: теорема Котельникова предполагает точное измерение значения сигнала в момент выборки. Но абсолютно точное значение предполагает бесконечно большое число градаций яркости m , следовательно, количество информации (информационная емкость элемента) $J_m = \log_2 m \rightarrow \infty$. Однако такое количество информации нельзя ни создать, ни передать.

В телевидении измеряется средняя яркость элемента. При этом имеют место флуктуации (шум), т.е. случайные ошибки измерения. Таким образом, можно лишь указать некоторый интервал (определяемый уровень шума), в котором находится измеренное значение сигнала. Шум как бы квантует сигнал, ограничивая число воспринимаемых градаций яркости, и делает количество информации конечным.

В связи с этим возникает фундаментальный вопрос классической теории информации: как передавать точную информацию при наличии шума и как отличить сигнал от шума? На первый взгляд ответ такой: шум – случайный, а сигнал – нет. Однако сигналы также случайны, иначе они точно могли бы быть предсказаны и не несли бы никакой информации. Таким образом, что считать сигналом, а что – шумом, определяют получатель и отправитель информации в зависимости от поставленной цели. Каналу связи все равно, что передавать – сигнал или шум, и классическая теория информации не дает ответа, в чем разница между сигналом и шумом. С этой точки зрения шум тоже может быть оценен количеством «информации», надо знать только их вероятность. Выборки шума через интервал Котельникова независимы. Например, так называемый «белый шум», спектр которого непрерывен и равномерен, как спектр белого света, имеет Гауссов (нормальный) закон распределения вероятностей. Такой «белый шум» несет максимальное количество информации среди любых других сигналов равной средней мощности.

Главная задача телевидения, как и любой другой техники связи, выделить сигнал из шума и передать информацию без ошибок (или с их минимумом). В классической теории информации показано, что всегда можно выбрать такую скорость передачи информации (бит/сек), при которой она будет передана с заданной вероятностью ошибки. В пределе теоретически, чтобы передать сообщение без ошибки, его надо передавать или бесконечно долго, или бесконечно усилить сигнал перед каналом связи.

1.5. Предельная пропускная способность канала связи

Пропускная способность телевизионного канала R – количество информации, передаваемое в единицу времени, определяется информационной емкостью кадра $J = N \log_2 m$, где N – число элементов разложения, а m – число передаваемых градаций яркости, и длительностью кадра T_K : $R = J/T_K$.

С учетом длительности элементов разложения τ , соответствующих выборкам Котельникова при ограниченной полосе частот f_{max} , $T_K = \tau N$. Тогда пропускная способность (скорость передачи) телевизионного канала определится выражением $R_0 = (N/T_K) \log_2 m = (1/\tau) \log_2 m = 2f_{max} \log_2 m$ (бит/сек).

Число градаций яркости (уровней квантования) m в выборке ограничено соотношением уровней сигнала U_c и шума $U_{ш}$: $m = U_c / U_{ш}$. Таким образом, пропускная способность также ограничена отношением сигнал-шум: $R_0 = 2f_{max} \log_2 (U_c / U_{ш})$ (бит/сек).

К. Шеннон вывел формулу предельной пропускной способности канала связи с шумами, предположив, что информация закодирована наилучшим образом, шум в канале белый (Гауссов) и сигнал тоже имеет структуру белого шума в следующем виде: $R_0 = f_{max} \log_2 (1 + U_c^2/U_{ш}^2)$ (бит/сек), где U_c^2 – средняя мощность сигнала, $U_{ш}^2$ – средняя мощность шума, f_{max} – ширина полосы пропускания канала связи.

Из указанных выше выражений видно, что пропускная способность возрастает при высоком отношении сигнал/шум.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается специфика телевизионной системы как системы связи?
2. Чем определяется информационная емкость кадра и элемента изображения?
3. Что характеризует энтропия и избыточность изображения?
4. Чем определяется полоса пропускания телевизионной системы?
5. Чем определяется предельная пропускная способность системы связи?

При составлении лекции использована литература [4–6, 8, 12, 14].

ЛЕКЦИЯ 2

2.1. Основные фотометрические величины

Свет является электромагнитным излучением и характеризуется рядом фотометрических величин. Всякий источник света характеризуется распределением мощности в спектре излучения: $P = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} W(\lambda, T) d\lambda$, где P –

мощность, Вт; $W(\lambda, T)$ – некоторая функция распределения, Вт/см; λ – длина волны, см; T – абсолютная температура источника, К; λ_1, λ_2 – диапазон длин волн, см.

Распределение мощности непрерывных источников (накаленные тела, камни накаливания, солнце и т.п.) имеет обычно один максимум. Для абсолютно черного тела длина волны максимального излучения обратно пропорциональна его абсолютной температуре, что позволяет по максимуму излучения судить о температуре тела.

Ненакаливаемые источники (люминесцентные лампы, экраны, все светящиеся газы и т.п.) имеют линейчатый спектр с рядом максимумов. Функцию $W(\lambda, T)$ обычно определяют опытным путем.

Световой поток

Глаз воспринимает свет различных длин волн (цвета) неодинаково. При равных мощностях желтый цвет кажется интенсивнее фиолетового. Чтобы стандартизировать световые единицы и сделать их независимыми от индивидуальных особенностей зрения, введено понятие относительной видности – $v(\lambda)$ (рис. 2.1).

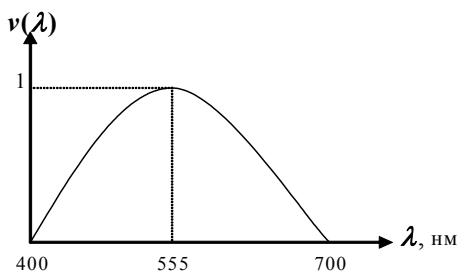


Рис. 2.1. Кривая относительной видности глаза человека

Равным участкам спектра $d\lambda$ соответствует равная мощность P . Световой поток $d\Phi$, измеряемый в люменах в участке спектра $d\lambda$, соответствует $d\Phi = Av(\lambda)dP$ (лм), где A – коэффициент пропорциональности,

лм/Вт. $A = 680$ лм/Вт – определено опытным путем. Полный световой поток, излучаемый источником света в диапазоне λ_1, λ_2 , соответствует выражению $\Phi = A \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} W(\lambda, T) v(\lambda) d\lambda = A P v(\lambda)$ (лм). Так, если в источнике света с мощностью 1 Вт вся подводимая энергия обращается в монохроматическое излучение 555 нм (максимум соответствует желтому цвету), то световой поток, создаваемый этим источником, будет равен 680 лм.

Сила света

Для измерения силы световых потоков используется одна из основных единиц СИ – *кандела* (кд). Для ее определения имеется эталон специальной конструкции. Световой поток Φ соответствует произведению силы света J на телесный угол Ω . Таким образом, *сила света* J – величина светового потока Φ в телесном угле Ω . Источник света с силой в 1 кд излучает световой поток 1 лм в телесный угол 1стерадиан (ср).

Сила света – величина векторная. Всякий источник света обладает *диаграммой направленности* в полярных координатах. Таким образом, световой поток в пределах телесного угла Ω_0 равен $\Phi = \int_{\Omega_0} J(\Omega) d\Omega$ (лм).

Если источник света обладает равномерной диаграммой (т.е. излучает по всем направлениям одинаково), то $J(\Omega) = J_0$ (кд) и $\Phi = 4\pi J_0$ (лм). Для оптического излучения вне видимого диапазона спектра, например для инфракрасного или ультрафиолетового диапазона, используется *энергетическая сила света* (излучения), измеряемая в Вт/ср.

Яркость

Яркость (B) – величина силы света в данном направлении с единицы поверхности, перпендикулярной к данному направлению. Как и сила света, это величина векторная. Измеряется в кд/м².

Если яркость неравномерна, то $B = dJ/dS \cos \alpha$, где α – угол между нормалью к поверхности и данным направлением.

Распределение силы света $J(\Omega)$ и яркости $B(\Omega)$ имеет разный характер. Если диаграмма распределения силы света имеет форму сферы, т.е. $J = J_0 \cos \alpha$ (так называемый закон Ламберта), то яркость не зависит от направления, т.е. $B = B_0$. Такие источники света называются *равнояркими*.

Освещенность и светимость

Освещенность (E) – величина светового потока $d\Phi$, падающего на единицу площади dS . Измеряется в люксах: $E = d\Phi/dS$ (лк). Освещенность 1 лк соответствует световому потоку 1 лм, падающему на 1 м² поверхности. Освещенность E обратно пропорциональна квадрату расстояния R до источника с силой света J : $E = J/R^2$.

Светимость – величина светового потока, приходящаяся на единицу площади излучаемой поверхности. Измеряется, как и освещенность, в люксах.

Вне видимого диапазона спектра используется *энергетическая освещенность (светимость)*, измеряемая в Вт/м².

Диффузное отражение (рассеивание)

Если свет отражается по закону Ламберта, то такая поверхность считается идеально рассеивающей. Все поверхности, которые мы видим, рассеивающие (матовые). Зеркальную поверхность мы не видим непосредственно, а видим отражения в ней матовых поверхностей.

Коэффициент отражения (альбедо) $\sigma = \Phi/\Phi_0$, где Φ – отраженный световой поток, Φ_0 – падающий световой поток.

Коэффициент отражения σ для различных материалов принимает, например, следующие значения: 0,01 – черное сукно, 0,1 – мокрая булыжная мостовая, 0,28 – бетон, 0,43 – зеленая краска, 0,9 – снег, свинцовые белила.

Контраст (интервал яркости)

Контраст – отношение яркостей самого светлого участка изображения и самого темного. Контраст определяет динамический диапазон сигналов изображений, измеряется в разгах, %, Дб. Глаз реагирует не на абсолютную разницу яркости, а на относительную. Относительным контрастом, или контрастностью, называется отношение $K = (B - B_\phi)/B$, если $B > B_\phi$ (т.е. светлые объекты на темном фоне), или $K = (B_\phi - B)/B_\phi$, если $B < B_\phi$ (т.е. темные объекты на светлом фоне). $K = 1$ для любого светлого объекта, если $B = 0$ – абсолютно черный фон.

2.2. Основные понятия и законы оптики

Простейшие оптические расчеты основаны на геометрической оптике. Как известно, основные законы геометрической оптики следующие:

- 1) лучи света в однородной среде прямолинейны;
- 2) для зеркальной поверхности угол падения равен углу отражения;
- 3) закон преломления $\sin i / \sin i' = n' / n$, где i – угол падения, i' – угол преломления, n , n' – показатели преломления для двух сред;

4) пересечение лучей не влияет друг на друга.

Задача геометрической оптики и элементарных оптических расчетов – получение резкого изображения требуемого масштаба. Законы геометрической оптики позволяют уяснить принципы построения изображений с помощью объективов и сформулировать требования к объективам для телевизионных камер.

Линзы

Объективы состоят из линз. На рис. 2.2 показан ход лучей в так называемой тонкой линзе, толщина которой мала по сравнению с ее диаметром.

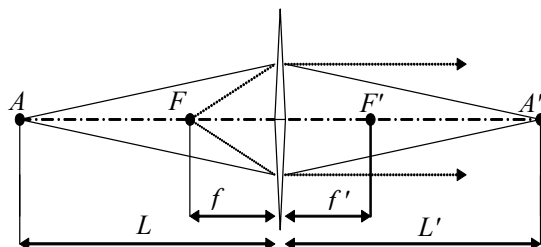


Рис. 2.2. Ход лучей в тонкой линзе

AA' – оптическая ось. В точке A находится точечный источник света на расстоянии L от линзы. Расходящийся пучок света из-за преломления в линзе становится сходящимся.

Лучи в точке A' пересекаются и на расстоянии L' образуют действительные изображения точки A .

F – фокусное расстояние. Точки F и F' являются главными (передним и задним) фокусами линзы.

Уравнение линзы $1/L + 1/L' = 1/F$ позволяет при известном ее фокусном расстоянии найти L' , если известно L .

Если источник A поместить в точку F , то $1/L' = 0$, т.е. изображение точки A' будет в бесконечности – из линзы выходит параллельный пучок. Иными словами, сферическую волну линза преобразует в плоскую.

Если источник A сместить от оси, то его изображение смещается в противоположную от оси сторону.

При построении изображения каждую точку предмета считают точечным источником света и строят ее изображения. Для этого (например, для точки A) проводят два луча: один – параллельно оси, другой – через главный фокус F . Первый пройдет через задний фокус F' , а второй – параллельно оси. Их пересечение даст изображение A' точки A .

Действительное изображение перевернуто на 180° . В зависимости от расстояния L оно может быть увеличенным или уменьшенным.

Фокусное расстояние зависит от радиуса линзы R и показателя преломления стекла n .

Величина, обратная фокусному расстоянию, называется оптической силой линзы и определяется выражением $1/f = 2(n - 1)/R$. Чем выпуклее линза (меньше R) и «тяжелее» стекло (больше n), тем ниже f и «сильнее» линза. Если f определяется в метрах, то $1/f$ – в диоптриях. Одна диоптрия соответствует линзе с фокусным расстоянием 1 м.

Если сложить ряд линз (т.е. поставить их друг за другом), то все они действуют как одна суммарная линза.

Объективы

Простые линзы дают искажения изображений, имеющие общее название – *абберации*. Главная причина – хроматические aberrации, так как показатель преломления зависит от длины волны света.

Таким образом, фокусное расстояние линзы для красных, зеленых, синих цветов, тем более для инфракрасного и ультрафиолетового света, будет различное. В результате вокруг точки получаются радужные кольца или полосы.

Хроматическая aberrация устраняется путем склейки линз из разных сортов стекла, в которых характер зависимости показателя преломления от длины волны компенсирует эти искажения.

В «толстых» линзах возникают геометрические aberrации (искажения). В общем случае увеличение системы линз оказывается неодинаковым для различных зон поля изображения. В результате этого искажения, называемого *дисторсией*, изображение квадрата получается в виде подушки (положительная дисторсия) либо в виде бочки (отрицательная дисторсия). Степень искажения выше по направлению к краям раstra. Чем меньше фокусное расстояние – f , т.е. чем больше степень увеличения объектива, тем выше дисторсия.

В объективах комбинируют линзы различной формы, сводя к минимуму геометрические искажения, однако даже при полной коррекции существует размытость изображения из-за *дифракционных* искажений. Геометрические искажения ниже при малой диафрагме. В этом случае главную роль начинают играть дифракционные искажения, приводящие к «размытию» изображения.

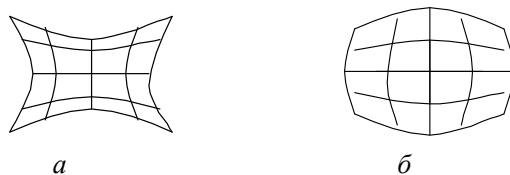


Рис. 2.3. Дисторсия:

a – положительная («подушка»); b – отрицательная («бочка»)

Созданы разные виды объективов, в которых используются различные приемы уменьшения искажений. Различные конструкции объективов имеют названия «ахромат», «апланат», «анастигмат». Их подробное рассмотрение выходит за рамки нашего курса. С точки зрения практического применения объективы можно разделить на две большие группы: объективы с постоянным фокусным расстоянием и объективы с переменным фокусным расстоянием.

Объективы с переменным фокусным расстоянием, так называемые вариообъективы, или трансфокаторы (в английской аббревиатуре – ZOOM), позволяют плавно изменять фокусное расстояние в достаточно широких пределах (от 1:2 до 1:20) за счет взаимного перемещения линз, что позволяет плавно менять масштаб изображения, добиваясь эффекта «наезда» камеры.

При выборе объектива необходимо иметь в виду, что существует минимальное расстояние, с которого обеспечивается фокусировка изображения. Современные типы объективов имеют режимы макросъемки, позволяющие получать увеличение изображения путем съемки объекта с близкого расстояния. Однако, как правило, в данном случае существенно понижается диапазон плавного изменения масштаба, в котором сохраняется фокусировка изображения. При этом глубина резкости становится тем меньше, чем больше масштаб изображения (степень увеличения).

Основные характеристики объективов

При выборе объектива необходимо учитывать целый ряд его характеристик. Ниже, на рис. 2.4, показаны главные точки и плоскости оптической системы объектива.

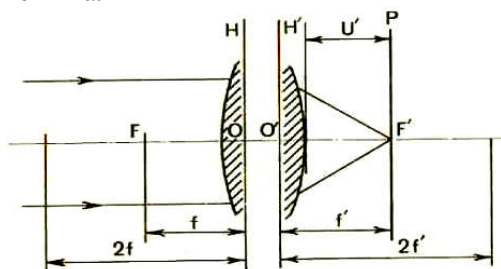


Рис. 2.4. Главные точки и плоскости оптической системы объектива:

O – передний оптический центр; O' – задний оптический центр;

H – передняя оптическая плоскость; H' – задняя оптическая плоскость;

F – передний фокус; F' – задний фокус; $2f$ ($2f'$) – двойное фокусное расстояние;

U' – вершинный отрезок; P – фокальная плоскость

Главное фокусное расстояние (или, в обиходе, *фокусное расстояние*) – это расстояние от задней оптической плоскости объектива (от последней

линзы объектива) до плоскости, где фокусируется параллельный (идущий из бесконечности) пучок света, входящий в объектив.

Отношение диаметра (отверстия) объектива D к фокусному расстоянию f называется *относительным отверстием*: $\ddot{O} = D/f$. Выражается в виде дроби с числителем 1 и знаменателем f/D . Установлен ряд относительных отверстий 1:0,7; 1:1; 1:2; 1:2,8; 1:4 и т.д. Знаменатель дроби часто называют диафрагмой (например, диафрагма 2,8). Смежные значения отличаются в 1,41 раз, а площади соответствующих световых отверстий – в 2 раза.

Величина $\ddot{O}^2$ часто называется *светосилой объектива*. Более точно, светосила – это способность объектива обеспечивать данный уровень освещенности в плоскости изображения при данной яркости объекта, что реально несколько меньше той, которую должно обеспечивать относительное отверстие из-за потерь света в стекле и отражений от поверхностей линз.

Угол поля изображения (2ω) определяет формат кадра в пространстве изображений.

Угол поля зрения (γ) определяет возможность съемки в пространстве предметов. Эти углы соответствуют друг другу и определяются задним фокусным расстоянием. В зависимости от угла изображения (угла поля зрения) различают короткофокусные (угол поля зрения большой), нормальные и длиннофокусные (угол поля зрения мал) объективы.

Объективы рассчитаны на определенный формат кадра, что необходимо учитывать при их выборе. Ниже, на рис. 2.5, показаны основные элементы объектива, характеризующие его угол поля зрения.

Разрешающая способность объектива (идеальный безабберационный объектив в монохроматической среде) может быть оценена следующим образом: $R \approx \ddot{O}/\lambda$ линий/мм. В предельном случае для $\ddot{O} = 1/0,5 = 2$ и $\lambda = 0,5$ мкм $R = 4000$ линий/мм.

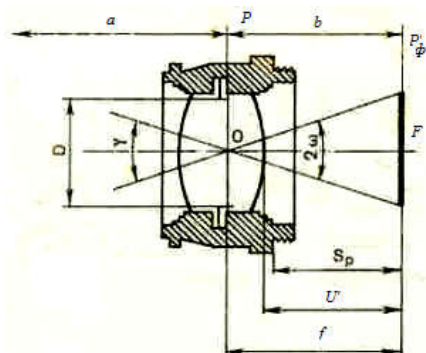


Рис. 2.5. Основные элементы объектива:

D – диаметр светового отверстия; F' – задний фокус; f' – фокусное расстояние;
 U' – вершинный отрезок; S_p – задний рабочий отрезок; a – пространство предметов;
 b – пространство изображений; P – оптическая плоскость; P_{ϕ}' – задняя фокальная плоскость;
 2ω – угол поля изображения; γ – угол поля зрения

В реальных объективах разрешающая способность значительно меньше (в 10–100 раз). Если $R \approx 100$ линий/мм – это уже хорошо. Вследствие аберраций яркостные перепады (границы между темным и белым) размываются.

Существуют испытательные таблицы – *миры* – в виде штрихов (радиальных, горизонтальных, вертикальных, наклонных), по которым можно судить о частотно-контрастной характеристике объектива (рис. 2.6).

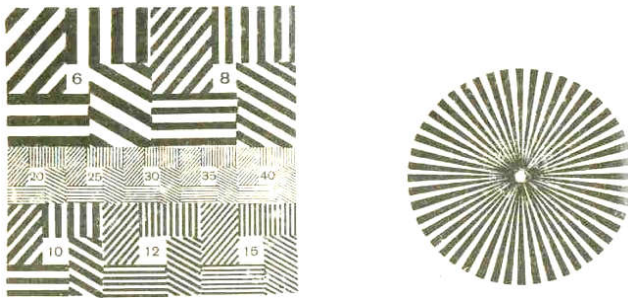


Рис. 2.6. Оптические миры

Глубина резкости характеризует резко изображаемое пространство. Его переднюю и заднюю границы определяют, исходя из *допустимого кружка рассеяния*, при котором изображения отдельных точек, получаемые в виде кружков, считаются достаточно резкими.

Различают глубину резкости в пространстве предметов и пространстве изображений. Глубина резкости зависит от размера диафрагмы. Чем меньше диафрагма, тем больше глубина резкости, однако тем меньше света попадает в объектив (рис. 2.7).

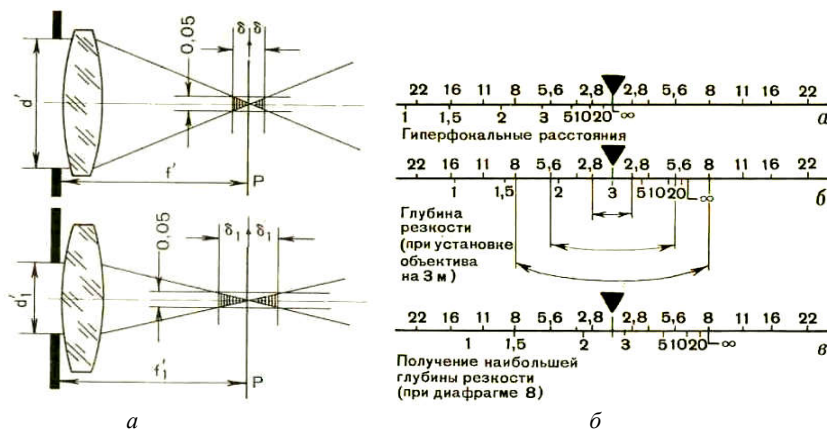


Рис. 2.7. Величина диафрагмы и глубина резкости:

a – допустимый кружок рассеяния (0,05)

и глубина резкости δ в пространстве изображений в зависимости от диафрагмы d ;

b – шкала глубины резкости в пространстве предметов (три варианта)

Ряд объективов имеет на оправе шкалу глубины резкости в виде симметричных значений диафрагмы и установочной метки. Устанавливая расстояние до объекта по шкале расстояний, определяют глубину резко изображаемого пространства. На рис. 2.8 показаны пять различных случаев расположения объекта и соответствующего изображения. Если объект находится в бесконечности, то его изображение получается в главной фокальной плоскости (рис. 2.8, 1).

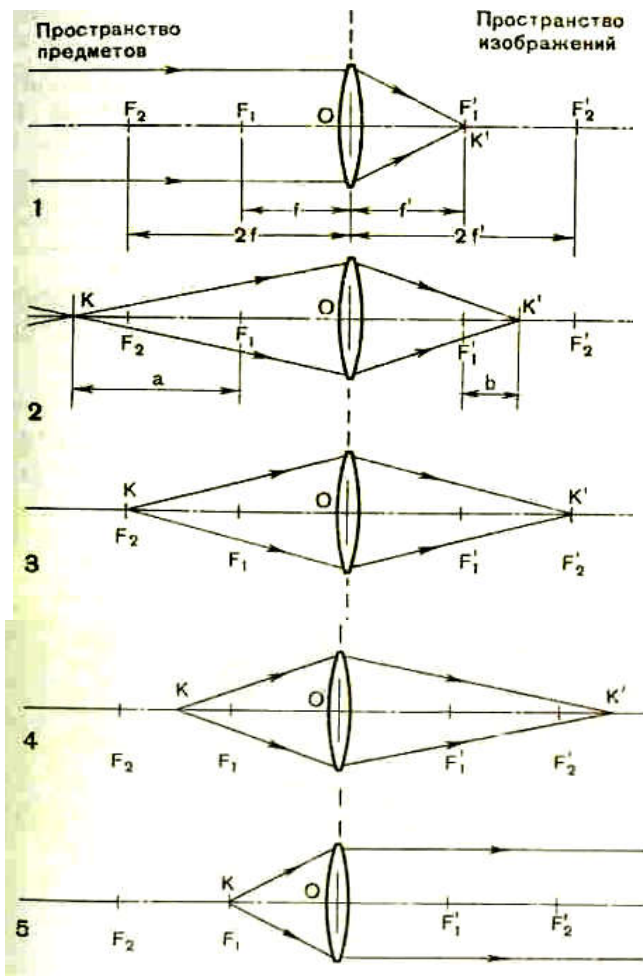


Рис. 2.8. Связь между расположением объекта и его изображением

При приближении к объекту изображение смещается. До тех пор, пока изображение находится между главным и двойным фокусными расстояниями, его размер меньше размера объекта (рис. 2.8, 2).

При расположении объекта на двойном фокусном расстоянии размер его изображения, получаемого на таком же расстоянии от оптического центра, становится равным размеру объекта (рис. 2.8, 3).

При приближении объекта к главному фокусу его увеличенное изображение получается за двойным фокусным расстоянием (рис. 2.8, 4). При достижении объектом главного фокуса из объектива выходит параллельный пучок света, и изображение отсутствует.

Некоторые элементарные оптические расчеты

Освещенность изображения E' (освещенность фотомишени) связана с освещенностью на объекте E соотношением $E' = E\sigma T_0 \bar{\Omega}^2/4$, где σ – коэффициент отражения поверхности объекта, T_0 – прозрачность объектива (отношение выхода светового потока к входному, обычно берется значение $T_0 = 0,7-0,8$). На практике чаще используется обратная формула $E = 4 E' / \sigma T_0 \bar{\Omega}^2$, позволяющая, исходя из известной чувствительности датчика, выраженной в люксах (освещенности фотомишени), получить значение освещенности объекта, требуемое для обеспечения приемлемого количества.

При выборе объектива и определении места установки камеры используют формулу

$$a = AFH/hL,$$

где a – линейный размер изображения на экране, мм;

A – линейный размер предмета, мм;

F – фокусное расстояние объектива, мм;

L – расстояние от предмета до передней линзы объектива, мм;

H – высота экрана, мм;

h – высота мишени фотоприемника, мм.

Из этой формулы в качестве характеристики масштаба получаемого изображения может быть взято отношение $M = A/a$.

Для перемещающихся объектов может быть определена предельно допустимая скорость их перемещения в плоскости перпендикулярно оси камеры при четкости изображения во время движения приблизительно 300 телевизионных линий (практически без смаза): $V = 3L/F$ (мм/с), где L – расстояние от камеры до объекта, см; F – фокусное расстояние объектива, см.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные фотометрические единицы.
2. Перечислите основные характеристики объективов.
3. Перечислите основные виды искажений, возникающие в объективах.

При составлении лекции использована литература [2, 7–9, 12].

ЛЕКЦИЯ 3

3.1. Особенности зрения

Рассмотрим некоторые свойства зрения, которые необходимо учитывать при построении систем визуализации. Глаз имеет *зрачок*, проходя через который, свет попадает на *хрусталик* и проецируется на *сетчатку*, обладающей светочувствительностью. Хрусталик работает как линза. Фокусное расстояние нормального глаза, наблюдающего удаленные предметы, равно ≈ 23 мм. При этом на сетчатке образуется наиболее резкое изображение. Зрачок работает как диафрагма, автоматически меняя диаметр от 2 до 8 мм в зависимости от уровня освещенности (*адаптация*).

Глаз обладает свойством *аккомодации*: он способен менять кривизну хрусталика при рассматривании близких предметов. Расстояние наилучшего зрения составляет 250 мм. Оптической системе глаза, как и обыкновенной линзе, присущи все виды aberrаций, однако мы не видим этих недостатков.

Сетчатка имеет сложное строение. Ее часто называют частью мозга, вынесенной на периферию, так как в ней осуществляется семантическая обработка информации, посылаемой через зрительный нерв, пропускная способность которого, по оценкам исследователей, много меньше количества информации, содержащейся в наблюдаемом изображении.

В сетчатке примерно 7 млн. палочек и 150 млн. колбочек. Распределены они по поверхности сетчатки неравномерно. Колбочки концентрируются в центральном участке сетчатки – желтом пятне, палочки – на периферии. Размеры желтого пятна $2 \times 1,5$ мм, его центральный участок (углубление) имеет диаметр около 0,4 мм.

Колбочки образуют аппарат дневного зрения, обладают высокой разрешающей способностью, способны различать цвета. *Палочки* образуют аппарат сумеречного зрения, обладают более высокой чувствительностью, способны отличать черное от белого при весьма малой освещенности.

Связь палочек и колбочек со зрительным нервом осуществляется через сеть нейронов, сложным образом соединенных между собой. Последний слой нейронов связан с волокнами зрительного нерва через так называемые ганглиозные клетки. Механизм видения до сих пор не ясен. Системам визуализации до возможностей зрительного анализатора еще очень далеко. Ограничиваясь задачами визуализации, остановимся на таких свойствах зрения, как *чувствительность, разрешающая способность и инерционность*.

Чувствительность глаза

Рабочий диапазон освещенностей для глаза весьма велик: от 0,0001 лк ночью до 100 000 лк при солнце. Глаз способен адаптироваться в данном диапазоне. Однако при выходе из темноты на свет или наоборот глаз слепнет.

Адаптация происходит достаточно медленно: от десятков секунд до десятков минут. При увеличении освещенности *родопсин*, или зрительный пурпур (особое вещество, содержащееся в палочках), разлагается, а при некотором пороговом значении – исчезает совсем, и ночное зрение полностью исключается. Начинают работать одни колбочки (благодаря им видим отчетливо, различаем цвета). В темноте родопсин восстанавливается, и включается ночное зрение.

Глаз реагирует на *относительный контраст*. Выведен закон Вебера – Фехнера, согласно которому пороговый контраст $K_{\text{пор}} = B_{\text{пор}}/B \approx 1,7\%$ в широком диапазоне яркостей (B).

Обратная величина, т.е. $1/K_{\text{пор}} = B/B_{\text{пор}}$, называется *контрастной чувствительностью* глаза.

Согласно закону Вебера – Фехнера, приращение зрительного ощущения $\Delta A = Q\Delta B/B$, где Q – коэффициент пропорциональности.

Пороговая различимость $\Delta A_{\text{пор}} = Q\Delta B_{\text{пор}}/B$, где B – яркость одной из 2 соприкасающихся поверхностей, яркость которых отличается на ΔB . Дифференцируя, получим $dA = QdB/B$. Интегрируя, получим $A = Q\lg B + C$, т.е. *зрительное ощущение пропорционально логарифму яркости*. В этом и состоит суть закона Вебера – Фехнера.

Рассмотренные величины субъективны. Контраст изображения ниже при внешней засветке. При данном среднем уровне освещенностей количество градаций яркостей, воспринимаемых глазом, невелико. Минимальное число градаций, при которых глаз перестает замечать разницу яркостей, $m = 64$. Однако передача всего динамического диапазона (от черного до белого) с равным шагом дискретизации требует увеличения числа передаваемых градаций до $m = 256$. В этом случае черно-белый «клин» выглядит плавным.

Знание особенностей чувствительного зрения позволяет оптимизировать параметры телевизионного приемника. Яркость экрана должна быть такой, чтобы работал аппарат дневного зрения – колбочки. Количество передаваемых градаций яркости должно быть в пределах 64–256.

Разрешающая способность зрения

Разрешающая способность зрения – способность глаза различать мелкие детали. Определяется минимальным углом зрения (углом разрешения) – α_0 , при котором две точки видны раздельно. Теоретически это будет, если изображения точек попадут на две колбочки, между которыми будет еще одна. Опыты и расчеты дают примерно величину $\alpha_0 \approx 1'$.

Однако реально при рассматривании целого изображения разрешающая способность несколько хуже, она снижается при удалении от центральной ямки и при снижении освещенности. При лунном свете 0,1–0,2 лк читать невозможно, так как колбочки отключаются.

Зная α_0 , можно рассчитать число строк Z_0 , необходимое в кадре для оптимальной четкости изображения. Расстояние между строками δ должно быть такое, чтобы они наблюдались под углом $\alpha_0/2$. Такие строки уже будут различаться.

Опыты показывают, что наиболее приятно смотреть на экран, когда его высота видна под углом 15° , что соответствует отношению $h/L = 1/4$, где h – высота экрана, L – расстояние до глаза. Тогда $Z_0 = 15^\circ/\alpha_0/2$. Пусть $\alpha_0 = 2'$ (т. е. несколько больше минимального), тогда $Z_0 = 2 \cdot 15^\circ \cdot 60'/2 = 900$ строк.

Стандарт телевидения 625 строк взят, исходя из того, что если мы отойдем еще на 0,5 м от наиболее приятного для глаз положения до экрана, то строк не увидим. Однако, при прикладных задачах экран рассматривают с более близкого расстояния, так как он размещается, как правило, на рабочем столе. При этом обычно $h/L = 1/3$, что соответствует углу примерно 20° (например, при работе на расстоянии $L = 75$ см от экрана в $17''$, т. е. $h = 25$ см). В этом случае желательно иметь $Z_0 = 2 \cdot 20^\circ \cdot 60'/2 = 1200$ строк. Если монитор $9''$, то при $h = 14$ см и $L = 75$ см, $h/L = 1/5 = 10^\circ$ и $Z_0 = 2 \cdot 10^\circ \cdot 60'/2 = 600$ строк, что практически соответствует вещательному стандарту. Таким образом, оптимальный настольный телевизионный монитор должен быть не более $9''$.

Следует иметь в виду, что поле зрения глаз соответствует углу $100\text{--}120^\circ$. Однако изображение на периферии сетчатки служит лишь для общей ориентировки, для поиска и наведения зрительной оси на тот или иной участок. Глаза всегда «перебегают» от одного участка к другому. Угол центрального зрения – всего $1,3^\circ$. Поэтому, даже наблюдая экран под углом 15° , детально, с полным разрешением, мы рассматриваем только лишь отдельные участки, составляющие 1% раstra. Налицо явная избыточность. Однако такая избыточность оказывается необходимой для детального визуального контроля изображения.

Разрешающая способность, или острота зрения, – величина, обратная углу разрешения, – $1/\alpha_0$. Острота зрения зависит от яркости фона и контраста (рис. 3.1).

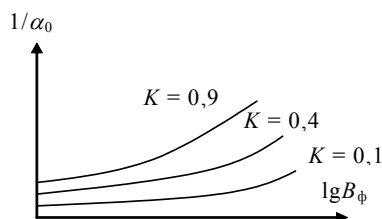


Рис. 3.1. Зависимость остроты зрения от яркости и контрастности для темных объектов на светлом фоне (отрицательный контраст)

Как видно из рис. 3.1, при наблюдении темных объектов на светлом фоне с понижением контраста острота зрения падает.

При наблюдении светлых объектов на темном фоне с увеличением яркости острота зрения сначала растет, а затем снижается («расползание» белых пятен). Поэтому белый круг на черном фоне кажется больше, чем такой же круг на белом фоне (рис. 3.2).

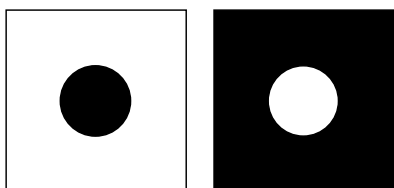


Рис. 3.2. К субъективному восприятию объектов с положительным и отрицательным контрастом

Острота зрения зависит от сочетания цветов. Например, если принять за 100% остроту зрения для черно-белого сюжета, то острота зрения для объекта таких же размеров при сочетаниях других цветов окажется следующей: черный – зеленый – 94%, черный – красный – 90%, зеленый – красный – 40%, черный – синий – 26%, красный – синий – 23%, зеленый – синий – 19%. Это позволяет снизить требования к разрешающей способности телевизионной системы при передаче сигнала цветности.

Инерционность зрения

Зрение не позволяет наблюдать быстрые процессы вследствие инерционности зрительного ощущения (оно не возникает и не пропадает сразу – задержка составляет около 0,1 с). Полное ощущение слитности можно получить при 10 кадр./сек. Однако из-за эффекта мелькания света в телевидении выбрана частота кадров 25 Гц. Для еще большего подавления мельканий в телевидении используется чересстрочная развертка, при которой кадр состоит из двух последовательных полей, содержащих соответственно нечетные и четные строки, передаваемые с частотой полей 50 Гц.

Спектральная чувствительность зрения

Зрение сумеречное, обусловленное палочками, более чувствительно в синей области спектра, а зрение дневное, обусловленное колбочками, – в зеленой. Рассмотренная ранее кривая видности соответствует работе обоих аппаратов зрения и являет собой нечто среднее:

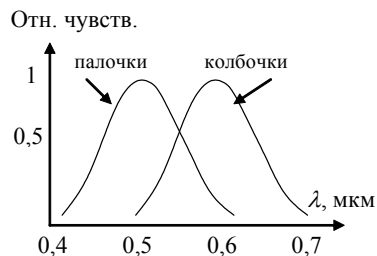


Рис. 3.3. Спектральная чувствительность дневного и сумеречного зрения

Ощущение пространства

Глаза человека дают ощущение пространственного видения. При наблюдении двумя глазами (бинокулярное зрение) зрительные оси глаз в наблюдаемой точке скрещиваются под углом конвергенции, или сведения. Возникает так называемый *угловой параллакс* (угловое смещение крайних точек объекта), приводящий к образованию на сетчатке линейного параллакса, т.е. к смещению изображений объекта относительно зрительных осей для левого и правого глаза, что и дает ощущение глубины пространства. Порог глубины определяется минимальным угловым параллаксом и составляет 10–20′.

3.2. Восприятие цвета и элементы колориметрии

Воздействие на глаз светового потока с различной длиной волны от фиолетовой границы 400 нм до красной 700 нм дает ощущение цвета. Физиологически (субъективно) цвет оценивается *светлотой*, *цветовым тоном* и *насыщенностью*, например: белый, серый, темно-серый отличаются светлотой, желтый, красный, зеленый — цветовым тоном, а розовый, красный — насыщенностью.

Светлоту оценивают по яркости, *цветовой тон* — по доминирующей длине волны, т.е. по длине волны того спектрального цвета, который, будучи смешан в определенной пропорции с белым, дает субъективное зрительное тождество с цветом исследуемого излучения. Иными словами, цветовой тон характеризует свойства цвета, отличающего его от белого (зеленый, синий, черный). *Насыщенность* оценивают по *чистоте цвета* (P), под которой понимают долю спектрального цвета (для которого $P = 1$), обеспечивающую в смеси с белым (для которого $P = 0$) зрительное тождество с исследуемым излучением.

Чистота цвета $P = B_\lambda / B = B_\lambda / (B_\lambda + B_w)$, где B_λ — яркость спектрального цвета, B_w — яркость белого, B — яркость смеси. Иными словами, насыщенность — это степень «разбавленности» цвета белым. Цвет с насыщен-

ностью 100% – это спектральный цвет с определенной длиной волны. Чем больше разбавленность, тем меньше насыщенность. Белый цвет – это смесь цветов в определенных пропорциях.

В зрительном аппарате наряду с яркостной адаптацией существует и цветовая адаптация. Она выражается в том, что цвет, к которому адаптируется глаз, как бы выцветает. Это приводит к изменению цветового ощущения в результате предварительного воздействия других цветов. Например, серое на красном приобретает зеленоватый оттенок. Желтое на красном кажется зеленоватым, а на зеленом – оранжевым. Вместе с тем белые детали всегда легко узнаются, и по отношению к ним глаз оценивает все остальные цвета.

Наука об измерении и количественном выражении цвета называется *колориметрией*. Колориметрией установлено, что монохроматическое излучение с определенной длиной волны всегда создает вполне определенное ощущение цвета. Однако обратное утверждение неверно. Ощущения одинакового цвета могут быть вызваны разными спектральными излучениями. Такие одинаковые цвета называются *метамерными*.

Существует два способа образования цветов:

1. *Субтрактивный* (вычитательный) – применяется в кино, фотографии, производстве красок. Например, если пропустить солнечный свет последовательно через желтый и голубой светофильтры, то оставшийся световой поток будет зеленым. То же самое будет, если смешать эти краски.

2. *Аддитивный* (слагательный), используемый в телевидении, способ образования цветов, т.е. их пространственное смешение, основанное на слитном восприятии разноцветных точек (штрихов), угловые размеры которых меньше угла разрешения глаза.

В основе теоретической колориметрии лежат результаты многочисленных экспериментов по смешению цветов. Колориметрией установлено, что существуют *линейно зависящие* цвета, т.е. такие, которые могут быть связаны между собой линейным алгебраическим уравнением, и *линейно независимые*. Любой цвет может быть выражен комбинацией из трех линейно независимых цветов, называемых *основными*. В 1931 г. были стандартизованы три основных цвета – красный R ($\lambda = 700$ нм), зеленый G ($\lambda = 546,1$ нм) и синий B ($\lambda = 435,8$ нм). Эти основные цвета и приняты в телевидении.

Математически любой цвет D выражается через основные цвета R , G , B линейным уравнением $D = Rr + gG + Bb$, где r , g , b – *цветовые коэффициенты*, причем $r + g + b = 1$. Таким образом, цвет – трехмерная величина, представляемая вектором в трехмерном (цветовом) пространстве. Длина вектора характеризует количество цвета, направление – цветность (качество цвета). Все векторы выходят из начала координат, соответствующего черному цвету. Если взять векторы R , G , B и пересечь их, то получим цветовой треугольник, в вершинах которого расположены значения основных цветов (рис. 3.4). Достоинством данной колориметрической си-

стемы является то, что в ней используются реальные основные цвета. Однако она имеет недостатки, затрудняющие ее использование при расчетах.

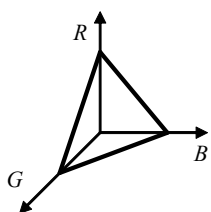


Рис. 3.4. Колориметрическая система RGB

Произвольно выбирая основные цвета, можно создать множество колориметрических систем, позволяющих производить расчеты и оценку качества цветопередачи телевизионной системы. Эти расчеты весьма специфичны и выходят за рамки задачи данного курса. Отметим лишь, что для цветной системы, помимо числа передаваемых градаций яркости, важным параметром является число воспроизводимых градаций цветности.

Из колориметрических представлений следует, что нет необходимости передавать все цвета. Достаточно передать информацию только о количественном соотношении трех основных цветов. Их синтез в приемнике позволяет получить цветное изображение, окрашенное в соответствии с оригиналом. Для измерительных целей была создана колориметрическая система с символическими (условными) цветами X , Y , Z , суммирование которых дает любой реальный цвет. Данной системе соответствует аналогичное линейное уравнение $D = xX + yY + zZ$, где x , y , z – цветовые коэффициенты, причем $x + y + z = 1$. Из уравнений следует, что для определения цветности достаточно задать две координаты, а третью можно легко вычислить путем их вычитания из единицы. Таким образом, можно перейти от трехмерной системы к двумерной и получить на плоскости цветовой график, который строят по осям X и Y , а ось Z помещают в начало координат (рис. 3.5).

На графике *подковообразная* кривая (*локус*) является геометрическим местом точек всех видимых спектральных цветов: от фиолетового до красного. Прямой от фиолетового до красного цветов (*пурпурная линия*) соответствуют пурпурные цвета, смешанные с красным и фиолетовым в различных соотношениях. Все видимые цвета лежат в области, ограниченной локусом и пурпурной линией, и могут быть определены координатами (x, y) , а $z = 1 - x - y$. В центре тяжести – точка W (точка белого цвета). По цветовому графику может быть найден цветовой тон и насыщенность любого источника. Для этого проводят прямую через точку A , соответствующую источнику, и через точку W , получая точки A' и A'' .

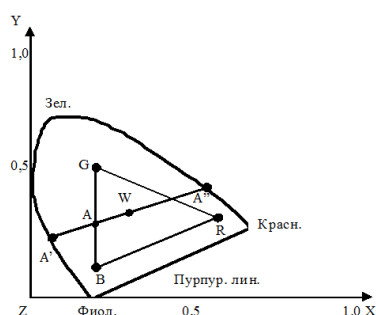


Рис. 3.5. Колориметрическая система XYZ

Точка A' показывает цветовой тон источника (голубой для точки A), а отношение отрезков AW/AW' служит мерой насыщенности (чем ближе точка A к точке W , тем меньше насыщенность). Точка A'' определяет *дополнительный* цвет, который в смеси с A' дает белый цвет. Цвет смеси двух цветов лежит на прямой линии, соединяющей эти цвета. Яркость источника на цветовом графике не определяется. Цвет смеси трех цветов лежит внутри треугольника, в вершинах которого находятся смешиваемые основные цвета. Чем меньше треугольник, тем будет меньше чистота и насыщенность цвета воспроизводимого изображения. Таким образом, построение цветовых треугольников позволяет сравнивать качество цветопередачи вариантов систем.

В качестве примера колориметрических расчетов рассмотрим задачу определения цветовых коэффициентов r , g и b , необходимых для формирования сигнала заданного цвета D в трехкомпонентной цветной телевизионной системе. Цвет D задан на диаграмме цветности координатами x и y . Кроме этого, известны длины волн λ_R , λ_G и λ_B для основных цветов $R=655\text{нм}$, $G=520\text{нм}$ и $B=470\text{нм}$, из которых аддитивным способом формируется цветное изображение.

Задача решается графически следующим образом. Принимая насыщенность заданных основных цветов за 100%, отмечаем их положение на локусе и получаем цветовой треугольник, внутри которого лежат цвета, формируемые данной телевизионной системой. Построение координатной сетки для определения цветовых коэффициентов r , g и b , производится следующим образом. Стороны полученного цветового треугольника продлеваем до их пересечения с осью X .

Полученные точки пересечения соединяем с соответствующими точками основных цветов $R=655\text{нм}$, $G=520\text{нм}$ и $B=470\text{нм}$ на локусе. Точку пересечения, соединяемую с точкой $R=655\text{нм}$, обозначим как R_x . Точку пересечения, соединяемую с точкой $G=520\text{нм}$, обозначим как G_x . Точку пересечения, соединяемую с точкой $B=470\text{нм}$, обозначим как B_x . Полученные таким образом углы RG_xG , GR_xR и GB_xB разделим на части, число которых

определяется требуемой точностью нахождения цветовых коэффициентов. Например, если требуется точность до 0,1, то таких частей будет по 10 для каждого угла. Если требуется точность до 0,01, то таких частей для каждого угла будет уже по 100.

Для разделения углов проводим три линии параллельные оси X . Отрезки полученных линий, заключенные между соответствующих сторон каждого из углов делим на равные части, например, на 10 при точности 0,1. Проводим лучи из точек R_x , G_x и B_x через соответствующие полученные точки деления на линиях, параллельных оси X , до их пересечения со сторонами $R=655\text{нм}$, $G=520\text{нм}$ и $B=470\text{нм}$ цветового треугольника $R=655\text{нм}$, $G=520\text{нм}$ и $B=470\text{нм}$. Тем самым получаем на сторонах треугольника координаты для соответствующих цветовых коэффициентов r , g и b от 0 до 1 шагом 0,1.

При этом в точке $G=520\text{нм}$ имеем $r=0$, а в точке $R=655\text{нм}$ имеем $r=1$. Для коэффициента g в точке $G=520\text{нм}$ имеем $g=1$, а в точке $R=655\text{нм}$ имеем $g=0$. Для коэффициента b в точке $G=520\text{нм}$ имеем $b=0$, а в точке $B=470\text{нм}$ имеем $b=1$. Для нахождения коэффициента r через точки $D(x,y)$ и R_x проводим прямую линию до пересечения со стороной $R=655\text{нм}$, $G=520\text{нм}$ цветового треугольника. Значение коэффициента r определится расстоянием от точки $G=520\text{нм}$ до полученной точки пересечения. Для нахождения коэффициента g через точки $D(x,y)$ и G_x проводим прямую линию до пересечения со стороной $R=655\text{нм}$, $G=520\text{нм}$ цветового треугольника. Значение коэффициента g определится расстоянием от точки $R=655\text{нм}$ до полученной точки пересечения. Для нахождения коэффициента b через точки $D(x,y)$ и B_x проводим прямую линию до пересечения со стороной $R=655\text{нм}$, $G=520\text{нм}$ цветового треугольника. Значение коэффициента g определится расстоянием от точки $G=520\text{нм}$ до полученной точки пересечения.

Контрольные вопросы

4. Каковы основные свойства зрения человека?
5. Что изучает колориметрия? Приведите примеры колориметрических систем.
6. Назовите основные характеристики качества цветопередачи.
7. Какой способ образования цветов применяется в телевидении?
8. Какие характеристики системы можно определить путем построения цветовых треугольников на цветовом графике?

При составлении лекции использована литература [1, 7–9, 12].

ЛЕКЦИЯ 4

4.1. Основная задача телевизионной системы

Требования к телевизионной системе зависят от характера решаемой задачи. Тем не менее, общим для всех телевизионных систем является получение и передача электрического сигнала.

В каждый момент времени в одноканальной системе имеется возможность передачи только одного значения напряжения сигнала $U = f(t)$ (1).

Между тем любое изображение трехмерного объекта (сцены) в общем случае может быть описано уравнениями вида $B = f(x, y, z, t)$; $Y = f(x, y, z, t)$ (2), где B – яркость, Y – цветовая характеристика (оттенок или чистота цвета), x, y, z – пространственные координаты объекта, t – время.

Основная задача телевизионной системы – это преобразование видимого изображения в сигнал для последующей передачи методами электросвязи. Для этого уравнения (2) необходимо привести к виду (1).

Чтобы решить основную задачу, необходимо найти ряд существенных упрощений и отказаться от передачи по каналу связи ряда параметров. Упрощения в основном связаны со свойствами зрения.

Например, можно ограничиться получением и передачей плоского черно-белого (одноцветного) изображения. Так, исключаются координата z и цветовая характеристика Y . Если ограничиться передачей неподвижного изображения, то параметр t также можно исключить. Таким образом, неподвижное черно-белое изображение может быть описано уравнением $B = f(x, y)$, что дает распределение яркости в каждой точке плоскости изображения.

Чтобы снизить требования к каналу связи, изображение передают не сразу, а последовательно, по частям, путем его развертки.

4.2. Принцип развертки

Изображение разбивается на элементы с координатами x, y . Чем больше таких элементов, тем меньше их различимость глазом. Соответственно с точки зрения требуемой разрешающей способности может быть определено некое оптимальное число элементов разложения и количество передаваемой информации (пропускная способность канала связи) как некоторый компромисс между ними.

Развертка заключается в последовательном обходе всех элементов в определенном порядке с определенной скоростью. В процессе развертки средняя яркость каждого элемента преобразуется в сигнал изображения пропорционально этой яркости. Закон развертки может быть, вообще говоря, любой, например по спирали. Однако для формирования прямоугольного кадра используется так называемая прогрессивная развертка (построчная или чересстрочная).

Кадр состоит из последовательности строк, прочерчиваемых сверху вниз, слева направо с постоянной скоростью V_x в пределах строки (прямой ход развертки) и быстрым возвращением в начало следующей строки (обратный ход развертки). В электронно-лучевых трубках (ЭЛТ), например, это достигается путем формирования пилообразного напряжения для горизонтальной и вертикальной отклоняющей системы.

Развертка передаваемого и принимаемого изображений должна быть *синхронной*. Для передачи движущихся изображений скорость развертки должна быть достаточно высокой, чтобы глаз не успевал следить за перемещением развертываемого элемента, вследствие инерционности зрения.

Исходя из особенностей зрения и с учетом опыта кинематографа для вещательного телевизионного стандарта были выбраны: число строк – $N_c = 625$, число кадров/сек – $n = 25$, формат кадра – $B/H = 4/3$.

В случае чересстрочной развертки кадр дополнительно разбивается на два поля – четное и нечетное, которые разворачиваются в течение кадра последовательно: четное поле содержит четные строки кадра, нечетное поле – нечетные. В результате кадр состоит как бы из двух вложенных друг в друга полей, что позволяет снизить эффект мерцания изображения.

4.3. Сигналы яркости изображения

Основные особенности сигналов изображения (см. рис. 4.1):

1. *Униполярность*. Напряжение сигнала, пропорциональное яркости, всегда больше нуля, так как яркость не бывает отрицательной.
2. *Ступенчатый характер сигнала*. Скачки на границах объектов (яркостные перепады) определяют контуры объектов. Крутизна скачков определяет четкость изображения. Уменьшение крутизны вызывает «размытие» контуров (потерю четкости). Крутизна зависит от размера элемента разложения. Изменение формы вершины импульса воспринимается как изменение характера освещенности объекта. Сигнал изображения отсчитывается от уровня черного (минимального значения в сигнале) до уровня белого (максимального значения в сигнале).
3. *Среднее значение сигнала* изображения пропорционально *средней яркости* всего кадра. Среднее значение часто называют постоянной составляющей сигнала, однако это значение постоянно только для неподвижной сцены, поэтому лучше применять термин «*средняя составляющая*».

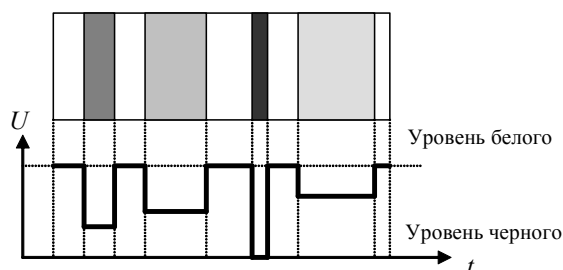


Рис. 4.1. Изображение полос с различной яркостью (вверху) и вид сигнала (внизу)

О полном телевизионном сигнале

Телевизионный сигнал (видеосигнал) имеет сложную форму и состоит из сигнала яркости, сигнала синхронизации, сигнала гашения. Все это называют полным телевизионным, или композитным, сигналом (ПТС). Сигнал яркости представляет собой последовательность видеоимпульсов напряжения, снимаемых в процессе развертки. Различают положительную полярность (позитив) сигнала, когда наибольшая амплитуда соответствует наибольшей яркости, и отрицательную полярность (негатив) сигнала, когда наибольшая амплитуда соответствует наименьшей яркости (рис. 4.2).

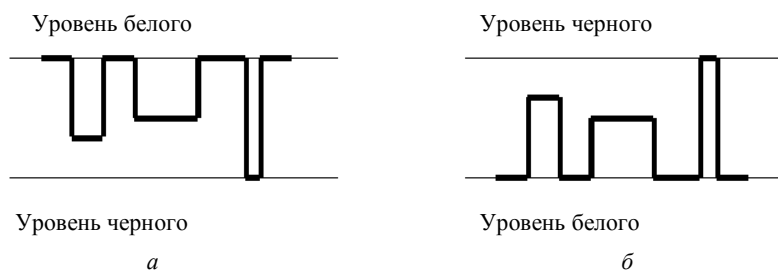


Рис. 4.2. Позитив (а) и негатив (б) сигнала изображения

В стандарте для видеосигнала принята положительная полярность. Вместе с тем при передаче на расстояние негатив используется в силу того, что визуально шумы на белом менее заметны.

Все развертывающие устройства телевизионной системы должны работать синхронно, что обеспечивается принудительной синхронизацией. Различают строчные (ССИ) и кадровые (КСИ) синхронизирующие импульсы. Они имеют различную длительность и период следования. Смесь ССИ и КСИ образует так называемый сигнал синхронизации приемника (ССП). При чересстрочной развертке необходимо обеспечить сдвиг растров полей относительно друг друга на половину строки.

Для полного запираания приемной ЭЛТ (кинескопа), а также передающей трубки, используются так называемые сигналы гашения, которые представляют собой смесь строчных (СГИ) и кадровых (КГИ) гасящих импульсов (рис. 4.3).

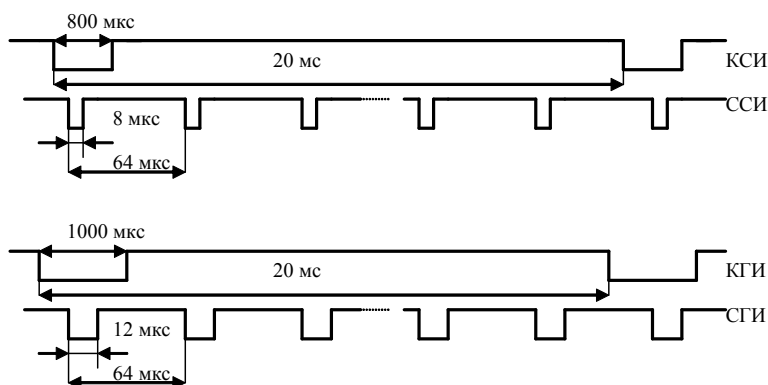


Рис. 4.3. Синхросигналы и сигналы гашения

Смесь СГИ и КГИ образует сигнал гашения приемника (СГП). По времени СГИ и КГИ соответствуют ССИ и КСИ, однако гасящие импульсы несколько расширены по отношению к синхронизирующим, что обеспечивает надежное запираание кинескопа во время обратного хода разверток, чтобы электронный луч в это время не оставил ни малейшего следа на экране (гашение луча).

Период следования ССИ и СГИ – 64 мкс при их длительности 8 и 12 мкс соответственно. Таким образом, прямой ход строчной развертки, в котором передаются сигналы изображения, составляет 52 мкс.

Для одновременной передачи сигнала изображения и сигналов синхронизации по каналу связи их размещают в различных участках диапазона амплитуд композитного сигнала. Так, ССП и СГП в композитном сигнале соответствуют уровням «чернее черного». При этом в композитном сигнале отношение размаха сигнала изображения к размаху синхросигналов составляет примерно 2:1 (0,6 и 0,3 В соответственно), а отношение размаха ССП к СГП – приблизительно 3:1 (0,3 и 0,1 В соответственно). Полный размах ПТС составляет $1,0 \pm 0,3$ В на нагрузке $R_n = 75$ Ом.

ПТС положительной полярности, содержащий сигнал яркости, имеет следующий вид, показанный на рис.4.4.



Рис. 4.4. Примерный вид композитного сигнала

Для более качественного воспроизведения при чересстрочной развертке внутри КСИ делают «прорези» (врезки), а на часть КГИ, лежащую вне КСИ, «насаживают» так называемые уравнивающие импульсы, представляющие собой укороченные ССИ, следующие с интервалом в полстроки. Это обеспечивает точность совмещения (вложения) в кадр четных и нечетных строк (рис. 4.5).



Рис. 4.5. Примерный вид КГИ и КСИ с врезками и уравнивающими импульсами

Рассмотренные виды сигналов представляют собой упрощенную форму ПТС. Вид ПТС строго регламентируется. Вместе с тем на практике допускают отход даже от упрощенной формы, и, например, для работы видеопросмотрового устройства (ВПУ) достаточно подавать композитный сигнал, состоящий из сигнала изображения и СГП (ССП может быть пропущен).

Спектр частот сигнала изображения

Ранее мы оценили спектр частот ТВ-сигнала по Котельникову (теорема отсчетов). Вернемся и оценим спектр, исходя из представлений об импульсном характере сигнала изображения.

Очевидно, что чем больше деталей в изображении, чем они мельче, тем более часто в сигнале будут следовать импульсы. Таким образом, крупным деталям соответствуют низкие частоты, а мелким – высокие.

Оценим самую низкую частоту в спектре сигнала – $f_{\min}$. Возьмем самое простое изображение – белая и черная полосы в кадре (один яркостный перепад), что дает самую минимальную частоту следования импульсов в сигнале (рис. 4.6).

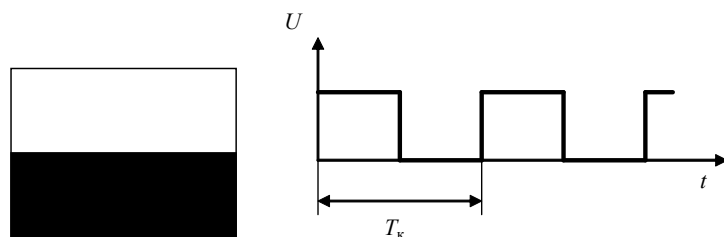


Рис. 4.6. Черно-белый перепад в кадре и сигнал его изображения

Если T_k – период следования кадра, то $f_{\min} = 1/T_k = n$, где n – число передаваемых кадров в секунду.

Для оценки верхней границы спектра $f_{\max}$ воспользуемся понятием о номинальном элементе изображения или раstra. Будем считать, что это

квадрат со стороной $a = h/Z$, где h – высота кадра, Z – число строк, т.е. a – это межстрочное расстояние.

Тогда общее число элементов раstra $N = (b/a)(h/a) = Z^2 b/h = KZ^2$, где b – размер строки, (b/a) – число элементов в строке, (h/a) – число элементов в колонке, а $K = b/h$ – формат кадра.

Если мы будем передавать вертикальные черно-белые полосы, то это дает искомую верхнюю границу спектра (рис. 4.7).

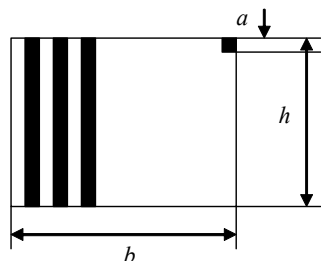


Рис. 4.7. К определению максимальной частоты в спектре сигнала изображения

Таким образом, при $N = KZ^2$ элементов будем иметь $N/2$ периодов повторения сигнала в кадре, а при передаче n кадров в секунду верхняя граница спектра сигнала составит $f_{\text{макс}} = Nn/2$ (т.е. получили то же самое, что и по теореме Котельникова).

С учетом формата кадра $K = 4/3$ и $n = 25$ кадров/сек $f_{\text{макс}} = Nn/2 = KZ^2 n/2 \approx 16,7Z^2$. Таким образом, например, для количества элементов 800×600 максимальная ширина спектра ограничивается 6,0–6,5 МГц.

В телевидении часто используют оценку разрешающей способности системы в так называемых телевизионных линиях (т.л.). Для оценки используются специальные испытательные таблицы с нанесенными в центре и на краях штрихами, вписываемые в поле зрения телевизионной камеры. Оценка в т.л. является субъективной, однако она позволяет оценить весь видеотракт. Так, разрешающая способность в 350–400 т.л., которую имеют недорогие стандартные видеоустройства (стандарт SVHS), соответствует полосе частот 3,5–4,0 МГц и числу элементов изображения от 640×480 до 768×512 , что является вполне достаточным для многих прикладных задач. Если понизить разрешение до 320×240 элементов, то полосу пропускания можно сократить до 1–1,5 МГц.

При оценке разрешающей способности можно пользоваться соотношением: количество элементов в строке = $(1,7–1,8) \cdot \text{т.л.}$

4.4. О принципах образования сигналов цветного изображения

Рассмотрим некоторые вопросы, связанные с передачей цветного изображения. Очевидно, что количество информации, необходимое для

передачи цветного изображения, в три раза превышает количество информации, необходимое для передачи черно-белого изображения, так как необходимо передавать сигналы 3 основных цветов – R , G , B .

Для получения сигналов RGB необходимо выделить в оптическом диапазоне соответствующие участки спектра и преобразовать оптическое излучение в каждом из участков в электрические сигналы. Для этого используется так называемая цветоделительная оптика, которая может быть построена на светофильтрах, призмах, дихроичных зеркалах и других оптических элементах.

Для передачи всех трех сигналов цветности одновременно с использованием трех датчиков необходимо отвести для каждого из них три канала (три полосы частот), каждый из которых имеет ширину $f_{\text{макс}}$, полученную выше при оценке величины спектра частот ТВ-сигнала.

Для передачи трех сигналов цветности последовательно, с использованием одного датчика, на который последовательно проецируются цветоделенные оптические изображения, с сохранением слитного восприятия передаваемого сюжета необходимо увеличить частоты параметров разложения в три раза, что потребует повышения быстродействия устройств и соответствующего увеличения $f_{\text{макс}}$.

Для неподвижного изображения можно передавать три сигнала последовательно в одной полосе частот, на выходе их запомнить, а затем синтезировать цветное изображение, одновременно подавая эти сигналы на соответствующие входы RGB -монитора.

Данные способы исходят из сохранения полноты передачи информации о цвете, т.е. их характеризует максимально возможное качество цветопередачи, обеспечиваемое в системе основных цветов RGB .

В целом можно выделить следующие методы получения сигнала цветного изображения:

1. Метод разделения света после оптической системы на 3 составляющие и проецирования на 3 монохромные фотоэлектронные преобразователя (ФЭП).
2. Последовательное экспонирование одного монохромного ФЭП через светофильтры R , G , B . (По сравнению с 1-м методом происходит ухудшение динамики.)
3. Последовательное экспонирование одного монохромного ФЭП при последовательном освещении объекта спектральными компонентами R , G , B . (По сравнению с 1-м методом ухудшается динамика, требуется устранение постороннего света на объекте.)
4. Использование многосигнальных ФЭП с нанесенными непосредственно на фоточувствительные элементы кодирующими светофильтрами. (По сравнению с первым методом разрешение ухудшается в два раза.)

Оптимизация цветной ТВ-системы возможна за счет сокращения избыточности. При этом используются особенности зрения, позволяющие исключить часть информации о цвете, которая или почти не заметна для глаз, или заметна, но не мешает восприятию.

Экспериментально установлено, что при рассматривании деталей изображения под углом зрения менее $10-20''$, характер восприятия становится двухцветным (дихроичным). Восприятие еще более мелких деталей становится черно-белым (ахроичным). На рис.4.8 стрелками показано изменение воспринимаемой наблюдателем цветности при уменьшении углового размера деталей изображения.

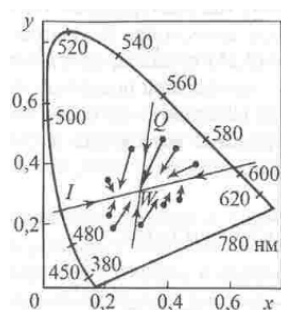


Рис. 4.8. К восприятию мелких деталей изображения

Воспринимаемая цветность смещается к оранжево-синей линии I , а при дальнейшем уменьшении угловых размеров стремится в точку W , соответствующую белому цвету. Направление, по которому происходит смещение восприятия, на рисунке обозначено линией Q . Таким образом, при уменьшении размеров деталей изображения их воспринимаемая цветность смещается сначала по линии Q , а затем по линии I .

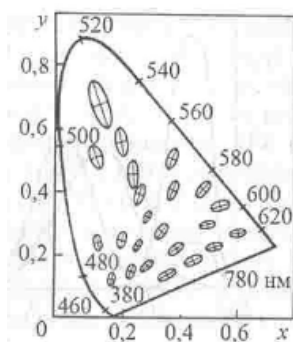


Рис. 4.9. Иллюстрация порогов цветоразличения в системе XYZ

Пороги цветовосприятия (рис. 4.9) характеризуются на цветовом графике эллипсами вокруг точек с координатами для наблюдаемого цвета. Таким образом, размеры этих эллипсов увеличиваются при уменьшении углового размера деталей изображения.

Рассмотренные выше особенности зрения эффективно используются при построении систем цветного телевидения. Например, мелкие детали можно не окрашивать и передавать их как черно-белые, так как глаз обращает наибольшее внимание на цвет крупных деталей. Это, в частности, позволяет сократить полосу пропускания для передачи цвета в 3–4 раза (до 1,5 МГц).

Контрольные вопросы

9. В чем заключается принцип развертки?
10. Какова специфика сигналов яркости изображений?
11. Что представляет собой полный (композитный) видеосигнал?
12. Каковы основные принципы образования сигнала цветного изображения?

При составлении лекции использована литература [1, 7–9, 12].

ЛЕКЦИЯ 5

5.1. Принципы образования сигналов в совместимых цветных ТВ-системах

Совместимые ТВ-системы появились в вещательном телевидении из экономических соображений, поскольку в свое время имелся большой парк как передающего, так и приемного оборудования для черно-белого телевидения. Тем не менее, принятые для совместимых ТВ-систем стандарты сохраняются несмотря на практическое отсутствие в настоящее время черно-белого вещания, поскольку слишком много такого совместимого оборудования уже используется.

Рациональное кодирование телевизионного сигнала позволяет уплотнить его спектр и передавать цветовую информацию вместе с яркостным сигналом в одном канале, отведенном для черно-белого (монохромного) телевидения. Это можно сделать, поскольку в системе монохромного телевидения имеется статистическая избыточность, проявляющаяся в дискретности частотного спектра телевизионного сигнала.

Спектр телевизионного сигнала имеет вид, показанный на рис. 5.1. Он состоит из составляющих кадровой частоты f_k , симметрично расположенных относительно гармоник строчной частоты видеосигнала f_c . Такой спектр получается в результате разложения в ряд Фурье функции распределения яркости в плоскости изображения по пространственным координатам x и y . Пространственные координаты в телевидении благодаря развертке преобразовываются во временные с периодичностью строчной T_c и кадровой T_k развертки, что и определяет спектральные линии с соответствующими частотами.

Таким образом, спектр телевизионного сигнала содержит, как всплески, так и провалы, которые можно использовать для размещения в них гармоник сигнала цветности. Как видно из рис. 5.1., провалы соответствуют частотам $(f_c/2)(2m+1)$, что и определяет выбор поднесущей частоты для передачи сигнала цветности в совместимой телевизионной системе.

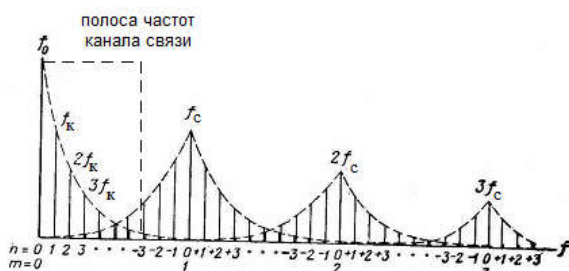


Рис. 5.1. Спектр телевизионного сигнала

При этом спектр модулированной цветовой поднесущей оказывается вложенным в спектр яркостного сигнала, как это показано на рис. 5.2.

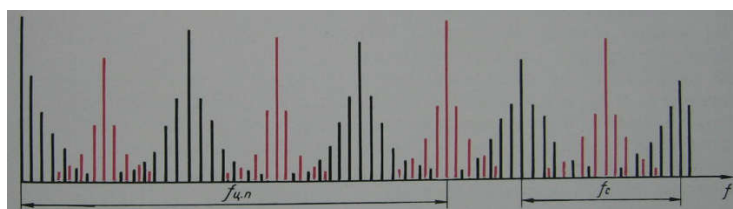


Рис. 5.2. Уплотнение спектра яркостного сигнала сигналом цветности ($f_{ц.п.}$ — частота цветовой поднесущей)

Таким образом, перемежение спектров технически осуществить достаточно просто, однако, возникает обратная задача разделения спектров в приемнике, что сделать несколько сложнее. Конечно, возможно использование гребенчатых фильтров, один из которых настраивается на спектр яркостного сигнала, а другой — на спектр сигнала цветности. Однако, для широкоэмитальных приемников это дорого, и поэтому операция фильтрации возлагается на зрительный аппарат человека.

Для этого спектр сигнала цветовой поднесущей располагают таким образом, чтобы он примыкал к верхней границе спектра яркостного сигнала, т. е. делают частоту поднесущей максимально возможной. В этом случае поднесущая на изображении оказывается менее заметной (на черно-белом изображении становится мельче структура сетки, возникающей от поднесущей). Кроме этого, за счет кратности частоты поднесущей нечетному числу полупериодов строчной развертки, а также за счет чересстрочности полярность сигнала от мелкоструктурной сетки от строки к строке и от кадра к кадру все время меняется. В результате из-за инерционности зрения происходит усреднение этой картины.

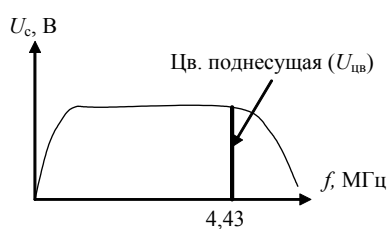


Рис. 5.3. Спектр сигнала яркости и цветовой поднесущей

Итак, для совместимости черно-белого и цветного телевидения необходимо передавать, кроме сигналов цветности, сигнал яркости, соответствующий черно-белому изображению.

Сигнал яркости получается сложением всех трех основных цветов. Однако человеческий глаз имеет разную чувствительность к цветам. Поэтому необходимо использовать смесь основных цветов RGB , в котором зеленого больше, чем красного и синего. Экспериментально установлено, что относительное содержание R , G и B в сигнале яркости должно быть следующее: $E_Y = 0,3E_R + 0,59E_G + 0,11E_B$.

Получение сигнала яркости (матрицирование) осуществляется на резистивных матрицах (рис. 5.4). Если $U_R = U_B = U_G$, то за счет делителей образуется $E_R = U_R R_4 / (R_1 + R_4)$; $E_G = U_G R_4 / (R_2 + R_4)$, $E_B = U_B R_4 / (R_3 + R_4)$. Подбрав соответствующие резисторы, получим на выходе матрицы (т.е. на R_4) сигнал яркости. При этом должно обеспечиваться следующее условие: $R_4 / (R_1 + R_4) = 0,3$; $R_4 / (R_2 + R_4) = 0,59$; $R_4 / (R_3 + R_4) = 0,11$.

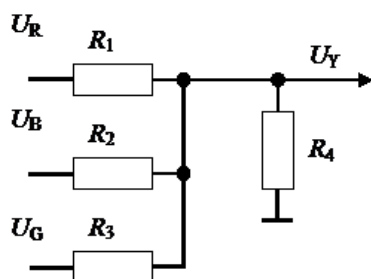


Рис. 5.4. Простейшая резистивная матрица

В системах цветного телевидения, для того чтобы не повышать полосу частот, сигнал E_G отдельно не передается, а передают E_Y , E_B , E_R . Сигнал E_G восстанавливают в приемнике путем матрицирования, т.е. вычисления $E_G = (E_Y - 0,11E_B - 0,3E_R) / 0,59$. Знак «-» говорит о необходимости изменения полярности сигналов при матрицировании.

Поскольку в цветном телевидении используют свойство зрения плохо различать цвета мелких деталей, которые соответствуют высоким частотам в спектре сигнала, то цветной сигнал может быть передан в более узкой полосе частот. Так, например, очень мелкие детали соответствуют 3–6 МГц, мелкие – 1–3 МГц, средние – 0,5–1 МГц, крупные – до 0,5 МГц. Цвет передают в полосе частот порядка 1,5 МГц.

Для решения задачи совместимости черно-белой и цветной ТВ-систем в спектре частот яркостного сигнала располагают поднесущую частоту, модулированную сигналом цветности. На приемной стороне поднесущая выделяется, и сигнал цветности детектируется. Если такой сигнал при передаче черно-белого сюжета использовать непосредственно для воспроизведения на цветном мониторе без отключения сигнала цветности и подавления поднесущей, то на черно-белом изображении будут наблюдаться помехи в виде цветных шумов («снега») от сигнала цветности (сигнал на

уровне шумов, так как цвета нет) и «сетки» от биений цветовой поднесущей. Поэтому в цветных телевизионных мониторах и телевизорах после выделения сигнала цветности поднесущая удаляется с помощью режекторного фильтра, а канал цветности при уменьшении сигнала цветности до некоторого порогового уровня автоматически отключается.

Во всех совместимых цветных ТВ-системах передают не цветные сигналы E_R , E_G , E_B , а так называемые цветоразностные сигналы $E_R - E_Y$ и $E_B - E_Y$. Это устраняет мелкоструктурную сетку, появляющуюся из-за биения поднесущих на белых и светлых листах изображений, поскольку при $E_R = E_B = E_G = E_Y$ (т.е. на белых и серых участках) имеем $(E_B - E_Y) = (E_R - E_Y) = 0$. Иными словами, при малых насыщенностях цветоразностные сигналы малы по амплитуде и не создают заметных помех.

О совместимых системах цветного телевидения

Кратко остановимся на существующих в настоящее время системах (стандартах) цветного телевидения, которые являются совместимыми с черно-белой системой. В совместимой системе сигнал цветного изображения должен иметь возможность воспроизведения в полутонах на черно-белом мониторе, а сигнал черно-белого изображения – возможность воспроизведения в полутонах на цветном.

Первая совместимая система NTSC (National Television System Committee) была создана в США, распространена в Америке. Затем в Германии была разработана система PAL (Phase Alternation Line) как усовершенствованный вариант NTSC. Распространена в Европе и ряде стран Азии.

Совместно разработанная Францией и СССР система SECAM (Sequense de Couleurs Avec Memoire – поочередность цветов и память) стала третьей системой, получившей распространение во Франции, России и некоторых других странах.

Причины возникновения этих систем, скорее всего, лежат в плоскости политики и экономики. Каждой из систем присущи свои достоинства и недостатки с точки зрения качества получаемых изображений и с точки зрения аппаратных затрат при технической реализации передающей и приемной частей системы. В результате изображения, полученные в одном стандарте, не могут быть воспроизведены в другом, поскольку возникает не только потеря цвета, но и потери синхронизации. Для перехода из стандарта в стандарт требуется специальная декодирующая и кодирующая аппаратура. Ниже упрощенно рассматриваются принципы работы совместимых систем цветного телевидения.

Принцип действия систем NTSC и PAL

В системах NTSC и PAL для передачи двух цветоразностных сигналов $E_{R-Y} = E_R - E_Y$ и $E_{B-Y} = E_B - E_Y$ используется одна поднесущая, модулируе-

мая методом квадратурной модуляции. Сущность квадратурной модуляции заключается в том, что оба цветоразностных сигнала модулируют одну и ту же частоту, но сдвинутую по фазе на 90° . Результирующий сигнал цветности в смесителе имеет фазу φ и амплитуду $|U_{\text{цв}}|$, зависящие от величин смешиваемых сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y} . Далее сигнал цветности смешивается с сигналом яркости и передается в полосу частот яркостного сигнала.

Квадратурная модуляция, таким образом, осуществляется при помощи двух балансных модуляторов, питаемых одной и той же поднесущей со смещенными фазами на 90° . Как известно, сигнал на выходе балансного модулятора в случае идентичности обеих цепей его плеч формируется лишь при воздействии модулирующего сигнала. При отсутствии модулирующего сигнала колебания несущей частоты гасятся. Таким образом, при отсутствии сигнала цветности, т. е. в случае передачи черно-белого изображения балансный модулятор автоматически отключается, что является достоинством метода для его применения в совместимой системе цветного телевидения.

Рассмотрим работу квадратурного модулятора более подробно. Пусть на балансный модулятор 1 подается напряжение поднесущей $U \cos \omega t$ и цветоразностный сигнал E_{R-Y} , а на балансный модулятор 2 подается напряжение поднесущей $U \sin \omega t$ и цветоразностный сигнал E_{B-Y} . Здесь $\omega = 2\pi f$ – угловая частота поднесущей.

Пусть амплитуда поднесущей $U=1$. Тогда на выходе модуляторов будем иметь напряжения поднесущей, модулированные по амплитуде цветоразностными сигналами, а именно:

$$U_1 = E_{R-Y} \cos \omega t \text{ и } U_2 = E_{B-Y} \sin \omega t.$$

Отформатировано: русский

Эти сигналы поступают в смеситель, где складываются линейно и формируют напряжение сигнала цветности:

$$U_{\text{цв}} = E_{R-Y} \cos \omega t + E_{B-Y} \sin \omega t.$$

Разделим обе части этого уравнения на величину $\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}$ и получим:

$$\frac{U_{\text{цв}}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \frac{E_{R-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} \cos \omega t + \frac{E_{B-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} \sin \omega t.$$

Обозначим

$$\frac{E_{R-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \sin \varphi \text{ и } \frac{E_{B-Y}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \cos \varphi.$$

Тогда

$$\frac{U_{\text{цв}}}{\sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}} = \sin \varphi \cos \omega t + \cos \varphi \sin \omega t.$$

Следовательно, с учетом теоремы сложения для суммы аргументов тригонометрических функций получим:

$$U_{\text{цв}} = \sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2} \sin(\omega t + \varphi)$$

Таким образом, $U_{\text{цв}} = |U_{\text{цв}}| \sin(\omega t + \varphi)$, где $|U_{\text{цв}}| = \sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}$, а $\varphi = \arctg E_{B-Y}/E_{R-Y}$.

Как видно из полученных выражений, изменение цветового тона приводит к изменению угла φ , а изменение насыщенности – к изменению амплитуды $|U_{\text{цв}}|$, что поясняется векторной диаграммой на рис. 5.5.

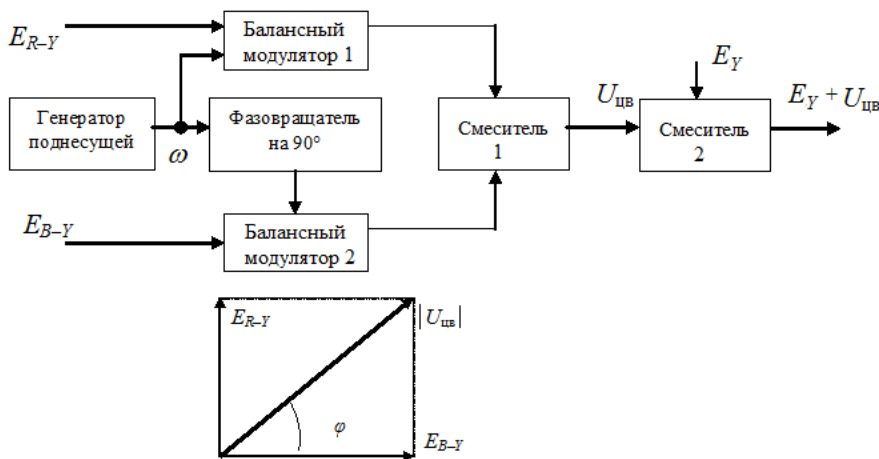


Рис. 5.5. Функциональная схема формирования сигналов в системе NTSC и PAL на основе квадратурного модулятора и векторная диаграмма, поясняющая принцип его работы

В приемниках систем NTSC и PAL производится выделение цветовой поднесущей и разделение сигнала цветности на два цветоразностных сигнала методом синхронного детектирования (см. рис. 5.6). Сущность синхронного детектирования заключается в том, что в результате взаимодействия сигнала цветности с частотами гетеродина, сдвинутыми относительно друг друга по фазе на 90° , возникают биения частот (высокочастотные составляющие) и постоянные составляющие. Амплитуды постоянных составляющих пропорциональны амплитудам соответствующих цветоразностных сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y} .

Рассмотрим работу синхронных детекторов более подробно. Пусть на входы синхронных детекторов поступает сигнал цветности $U_{\text{цв}} = E_{R-Y} \cos \omega t + E_{B-Y} \sin \omega t$. На первый синхронный детектор поступает напряжение цвето-

вой поднесущей $2 \cos \omega t$, а на второй синхронный детектор поступает напряжение цветовой поднесущей $2 \sin \omega t$.

На выходе синхронных детекторов формируется сигнал, пропорциональный произведению подведенных напряжений. Таким образом, на выходе первого детектора с учетом соотношений между тригонометрическими функциями $\sin^2 X = 2 \sin X \cos X$, $\cos^2 X = 0,5(1 + \cos 2X)$ и $\sin^2 X = 0,5(1 - \cos 2X)$ получим:

$$U_1 = 2a \cos \omega t (E_{R-Y} \cos \omega t + E_{B-Y} \sin \omega t) = 2a (E_{R-Y} \cos^2 \omega t + E_{B-Y} \sin \omega t \cos \omega t) = 2a [0,5 E_{B-Y} \sin 2\omega t + 0,5 E_{R-Y} (1 + \cos 2\omega t)] = a (E_{B-Y} \sin 2\omega t + E_{R-Y} \cos 2\omega t) + a E_{R-Y},$$

где a – коэффициент пропорциональности.

Аналогично на выходе второго детектора получим:

$$U_2 = 2a \sin \omega t (E_{R-Y} \cos \omega t + E_{B-Y} \sin \omega t) = 2a (E_{B-Y} \sin^2 \omega t + E_{R-Y} \sin \omega t \cos \omega t) = 2a [0,5 E_{R-Y} \sin 2\omega t + 0,5 E_{B-Y} (1 - \cos 2\omega t)] = a (E_{R-Y} \sin 2\omega t - E_{B-Y} \cos 2\omega t) + a E_{B-Y}.$$

Высокочастотные составляющие, имеющие удвоенную частоту, отфильтровываются, и на выходе детекторов остаются постоянные составляющие, пропорциональные сигналам E_{R-Y} и E_{B-Y} .

Так как правильная работа синхронных детекторов зависит от фазы и частоты гетеродина, то последняя должна быть связана с частотой поднесущей передающего устройства. Для этого фазирующие импульсы с частотой поднесущей передаются вместе с сигналами строчной синхронизации, размещаясь на задней площадке гасящего строчного импульса группами, состоящими из 7-9 импульсов.

Поскольку в NTSC каждому цвету соответствует свой фазовый угол поднесущей, то фазовые сдвиги из-за нелинейности фазовых характеристик в трактах передачи и приема ведут к искажениям цветов. В этом состоит основной недостаток данного стандарта, требующего высокой точности фазовых характеристик приемо-передающих устройств.

В системе PAL предприняты меры для уменьшения влияния фазовых искажений за счет дополнительного, от строки к строке, изменения фазы цветовой поднесущей на 180° . В системе PAL для сокращения избыточности и, следовательно, полосы частот сигнала цветности используются несколько отличающиеся по структуре от NTSC цветоразностные сигналы. При этом используется свойство зрения одинаково воспринимать некоторые мелкие разноцветные детали изображения. Например, мелкие детали красного и желтого цвета субъективно воспринимаются оранжевыми, а синие и зеленые – голубыми. При дальнейшем уменьшении размера деталей они становятся черно-белыми, причем цвета исчезают в определенном порядке: сначала исчезает синий, затем – желтый, красный и голубой цвет.

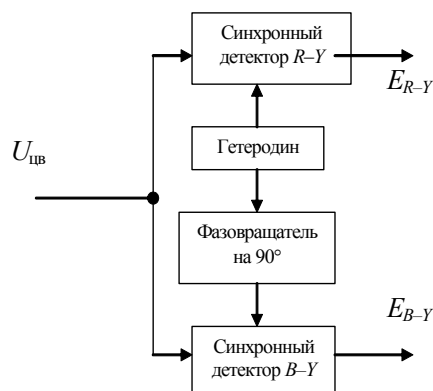


Рис. 5.6. Функциональная схема синхронного детектора

Достоинством системы PAL является существенное снижение влияния фазовых искажений и, следовательно, сохранение цветового тона, однако при этом происходит некоторое снижение насыщенности и усложнения аппаратной части. Реверс фазы, применяемый в системе PAL, дает значительную компенсацию фазовых искажений, так как фазовая ошибка меняет знак, оставаясь по величине постоянной (если система линейна).

При этом уменьшается насыщенность, а также возникающий эффект мерцания с кратностью полей ($1/2$ при реверсе фазы по полям и $1/4$ при реверсе фазы по строкам) при больших фазовых сдвигах (больше 20°). Для уменьшения эффекта мерцания («жалюзи») используют задержку одного из сигналов на строку при синхронном детектировании в приемнике.

В результате эффект мерцания уменьшается, однако падает четкость в цвете по вертикали из-за усреднения цветностей в смежных строках.

Принцип действия системы SECAM

В системе SECAM цветоразностные сигналы передаются поочередно через строку. Для получения сигнала цветности на текущей строке в качестве второго цветоразностного сигнала используется сигнал предыдущей строки. Такой метод сокращения избыточности в сигнале цветности приводит к уменьшению четкости цветного изображения по вертикали. Иными словами, цвет мелких деталей по вертикали в системе SECAM передается хуже, чем в системах NTSC и PAL. Однако для глаза это практически незаметно, потому что четкость мелких цветных деталей все равно ограничена полосой пропускания порядка $1,5$ МГц.

Технически поочередная передача цветоразностных сигналов реализуется следующим образом. В кодере передающего устройства использу-

ется электронный коммутатор цветоразностных сигналов, переключающийся во время обратного хода строчной развертки. Сигнал с чередующимися через строку цветами модулирует поднесущую, которая смешивается с сигналом яркости (рис. 5.7а).

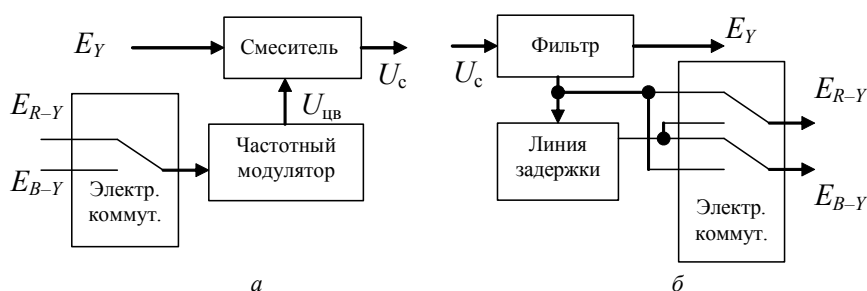


Рис. 5.7. Функциональные схемы кодера (а) и декодера (б) SECAM

В декодере приемного устройства (см. рис. 5.7б) используется линия задержки на длительность строки и электронный коммутатор, переключающийся во время обратного хода строчной развертки синхронно и синфазно с электронным коммутатором кодера. В результате на каждом из двух выходов электронного коммутатора выделяется только один вид цветоразностного сигнала. В системе SECAM, как и в других системах, возникает проблема помехоустойчивости, которая решается в ней специфически, в частности, введением так называемых предискажений сигнала цветности на передающей стороне и последующей их коррекцией на приемной. В системе SECAM принципиально не устранимы помехи от поднесущей на черно-белых участках изображения, в то время как в системах NTSC и PAL на таких участках сигналы цветности отсутствуют.

Считается, что приемная часть системы SECAM несколько проще и дешевле, чем в системах NTSC и PAL, а передающая — несколько сложнее.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается общий принцип образования сигналов в совместимых телевизионных системах?
2. В чем заключается принцип действия системы NTSC?
3. В чем заключается принцип действия системы PAL?
4. В чем заключается принцип действия системы SECAM?

При составлении лекции использована литература [1, 9, 12, 13].

ЛЕКЦИЯ 6

6.1. Преобразование свет сигнал. Ограничения в фотонном канале.

Шум ограничивает количество информации, передаваемое телевизионной системой, как и любой другой системой связи. Фундаментальным фактором, ограничивающим возможности визуализации уже на входе системы, является шум фотонов в фотонном канале.

Световой поток шумит, поскольку испускается порциями (квантами). Если среднее число (математическое ожидание) фотонов, падающих на единицу площади – $M=n_0$, то $n_1, n_2 \dots n_n$ распределены вокруг n_0 с дисперсией

$D = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (n_i - n_0)^2$ и, соответственно, среднеквадратическим отклонением $\sigma = \sqrt{D_n}$. Сигналу соответствует среднее число фотонов n_0 , а шуму – среднеквадратическое отклонение от этого числа – σ .

При этом случайное число фотонов распределяется по закону Пуассона, который описывает такого рода случайные события, принимающие счетное множество возможных значений $m=0,1,2\dots$ с вероятностью

$$p(m) = \frac{\lambda^m}{m!} e^{-\lambda}, \text{ где } \lambda - \text{параметр распределения, причем, } \lambda=M=D.$$

К таким событиям относятся, например, также падающие на поверхность капли дождя, число автомобилей, проезжающих через переход в единицу времени и т. п. При большом количестве случайных событий распределение Пуассона часто аппроксимируют Гауссовым (нормальным) законом распределения.

Для того чтобы обеспечить требуемую вероятность $p(U_{\text{ш}} \geq \psi_{\text{пор}})$ ложной тревоги (вероятность превышения шумом $U_{\text{ш}}$ заданного порогового значения $\psi_{\text{пор}}$) необходимо априорно задать отношение сигнал-шум ψ , значения для которого принимают кратными среднеквадратическому отклонению шума σ . В этом случае можно пользоваться табулированными значениями функции $\Phi_0(\psi)$ распределения нормированного и центрированного нормального распределения, представляющей собой определенный интеграл в пределах от 0 до ψ . Тогда вероятность ложной тревоги будет соответствовать $p(U_{\text{ш}} \geq \psi_{\text{пор}}) = 0,5 - \Phi_0(\psi)$.

На рис. 6.1 показана плотность вероятности распределения величины шума $f(\Psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{\Psi^2}{2}\right)$, где $\Psi = m \cdot \sigma$, а $m = 0, 1, 2, \dots$. Соответственно,

$$\text{функция распределения } \Phi_0(\Psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^{\Psi} \exp\left(-\frac{\Psi^2}{2}\right) d\Psi.$$

Вероятность $p(U_{\text{ш}} \geq \psi_{\text{пор}})$ появления шумовых флуктуаций $U_{\text{ш}}$, превышающих среднее значение на целое число σ , приведена в табл. 6.1. Так,

например, из таблицы 6.1 видно, что для $\psi=1$ эта вероятность достаточно велика, для $\psi=3$ она имеет порядок 10^{-3} , а для $\psi \geq 6$ становится практически недостоверным событием. Поэтому типичные априорно выбираемые значения для $\psi_{\text{пор}} = 3-6$.

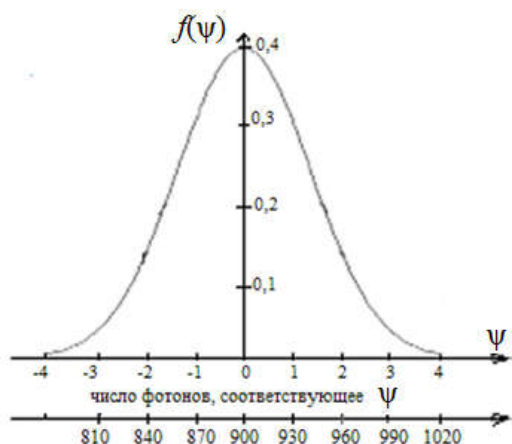


Рис. 6.1. Распределение величины шума вокруг его среднего значения

Таблица 6.1

Значения $P(U_{\text{ш}} \geq \psi_{\text{пор}})$ для $m = 1-6$

$\psi_{\text{пор}} = m \cdot \sigma$	P
σ	0,15
2σ	0,023
3σ	$1,3 \cdot 10^{-3}$
4σ	$3 \cdot 10^{-5}$
5σ	$3 \cdot 10^{-7}$
6σ	$2 \cdot 10^{-9}$

Контрастная чувствительность фотоприемника характеризуется величиной порогового контраста объекта, регистрацию которого способна осуществить система при априорно заданном пороговом отношении сигнал/шум. Величина $\psi_{\text{пор}}$ непосредственно связана с пороговым контрастом, поскольку контраст $k = \frac{\Delta B}{B}$ определяется как относительный интервал яркости, отличающий объект от фона.

А. Роуз [1] вывел формулу для фотонного канала, которая связывает пороговый контраст K , пороговое отношение сигнал-шум $\Psi_{\text{пор}}$, разрешающую способность $1/d$, где d – размер элемента разложения, и требуемое

для этого среднее число фотонов на единицу площади n , имеет вид:

$$K = \frac{\Psi_{\text{пор}}}{d\sqrt{n}} \quad (1).$$

Вывод этой классической формулы основывается на следующих рассуждениях.

Попытаемся мысленно нарисовать при помощи фотонов, число которых в нашем распоряжении неограниченно, изображение черного пятна размером в один элемент разложения с относительным контрастом 100% по отношению к белому фону. Для этого достаточно в каждый элемент изображения «положить» по одному фотону за исключением «черного» элемента.

Таким образом, чтобы при помощи фотонов создать изображение черного пятна размером в один элемент разложения на белом фоне (точечный объект с отрицательным контрастом, в данном случае равном 1), необходимо общее количество фотонов $N=(M-1)$, где M – общее число элементов в изображении. Если число элементов достаточно велико, то $N \approx M$.

Усложним задачу и попытаемся мысленно нарисовать при помощи фотонов изображение серого пятна размером в один элемент разложения с заданным относительным контрастом, например, в 1% по отношению к белому фону. Для этого необходимо использовать большее число фотонов и в каждый элемент изображения «положить» по 100 фотонов за исключением «серого» элемента, в который нужно «положить» 99 фотонов. Следовательно, в каждом элементе нужно увеличить количество фотонов пропорционально значению требуемого относительного контраста.

Таким образом, чтобы создать изображение серого пятна на светлом фоне с заданным относительным контрастом $0 < K < 1$, необходимо увеличить количество фотонов в $1/K$ раз, т.е. требуется $N \approx M/K$ фотонов.

До сих пор мы не учитывали случайный характер распределения потока фотонов по площади изображения (фотонный шум). Действительно, при наличии в элементах изображения фона по 100 фотонов имеем среднеквадратическое отклонение фотонного шума $\sqrt{100} = 10$, уровень сигнала по отношению к фону, равный $100/99 \approx 1$ и, соответственно, отношение сигнал-шум $\Psi = (1/10)$, т.е. меньше единицы, что не позволит нам наблюдать объект с относительным контрастом в 1% на флуктуирующем фоне.

Достичь отношения сигнал-шум $\Psi = 1$ можно только увеличив уровень сигнала до $100 = 10000/9900$. При этом в каждом элементе фона должно содержаться по 10000 фотонов, а в «сером» элементе 9900 фотонов. Только в этом случае среднеквадратическое отклонение фотонного шума составит $\sqrt{10000} = 100$, что и обеспечит единичное отношение сигнал-шум: $\Psi = (100/100) = 1$. Следовательно, в каждом элементе нужно еще раз увели-

чить количество фотонов пропорционально значению требуемого относительного контраста.

Таким образом, чтобы учесть фотонный шум и достичь отношения сигнал-шум $\Psi=1$, необходимо увеличить число фотонов еще в $1/K$ раз, т.е. потребуется $N \approx M/K^2$ фотонов.

Если требуется обеспечить априорно заданное пороговое отношение сигнал-шум $\Psi_{\text{пор}}=2,3,4,5 \dots k$, то общее число фотонов снова надо увеличивать. Действительно, если, например, требуется достичь $\Psi_{\text{пор}}=5$, то необходимо увеличить уровень сигнала до $2500=250000/247500$. При этом в каждом элементе фона должно содержаться по 250000 фотонов, а в «сером» элементе 247500 фотонов. Только в этом случае среднеквадратическое отклонение фотонного шума составит $\sqrt{250000}=500$, что и обеспечит отношение сигнал-шум $\Psi_{\text{пор}}=(2500/500)=5$. Следовательно, в каждом элементе нужно еще раз увеличить количество фотонов пропорционально квадрату априорно заданного порогового отношения сигнал-шум.

Таким образом, для обеспечения требуемой вероятности превышения фотонным шумом своего эффективного значения, т. е. для $\Psi_{\text{пор}}=2,3,4,5 \dots k$, число фотонов необходимо увеличить еще в $\Psi_{\text{пор}}^2$ раз, т. е. сделать $N \approx M \Psi_{\text{пор}}^2 / K^2$.

До сих пор в рассуждениях мы рассматривали общее число фотонов N и число фотонов в элементе изображения. Учтем размер элемента разложения и перейдем к среднему числу n фотонов, приходящихся на единицу площади.

Поскольку число элементов изображения $M=S/S_{\text{эл}}$, где S и $S_{\text{эл}}$, соответственно, площадь изображения и площадь элемента, а элемент разложения – это квадрат с линейным размером d , имеем $N=S \Psi_{\text{пор}}^2 / d^2 K^2$. А с учетом того, что среднее число фотонов на единицу площади $n=N/S$, получаем выражение $n=\Psi_{\text{пор}}^2 / d^2 K^2$ или, соответственно, формулу Роуза (1).

Таким образом, из формулы А. Роуза видно, что существует взаимобмен между контрастной чувствительностью телевизионной системы, ее разрешающей способностью, освещенностью (светимостью) визуализируемого объекта и требуемым качеством изображения, которое определяется априорно задаваемым отношением сигнал-шум.

Поэтому чтобы улучшить пороговый контраст при заданном пороговом отношении сигнал-шум в системе необходимо или повысить освещенность, либо увеличить размер элемента разложения и тем самым потерять в разрешающей способности.

Рассмотренные ограничения, проявляющиеся в фотонном канале, в большинстве практических приложений являются несущественными на фоне шумов, создаваемых в телевизионных системах, работающих при достаточно больших уровнях освещенности. Однако, в некоторых практиче-

ских приложениях (например, при получении изображений света далеких звезд, когда идет практически счет отдельных фотонов) фотонный шум становится не только сопоставимым с другими действующими в системе шумами, но и превышает их, его, безусловно, необходимо учитывать.

6.2. Фотоэффект и его закономерности

Преобразование «свет – сигнал» основано на фотоэффекте, вызывающем появление электрического тока (фототока) под действием падающего светового потока. Мишень фотоприемника (преобразователя «свет – сигнал») представляет собой фоточувствительный слой, который можно рассматривать как совокупность фотоэлементов, сигнал (фототок) которых соответствует сигналу от каждой точки изображения объекта [1; 2].

Различают *внутренний* (в полупроводнике появляются свободные электроны) и *внешний* (электроны вылетают за пределы полупроводника или проводника) *фотоэффект*.

Внешний фотоэффект (фотоэлектронная эмиссия) был обнаружен Г. Герцем в 1887 г. в известных опытах с электромагнитными волнами, когда искра начинала проскакивать на большем расстоянии между электродами, если их освещать ультрафиолетовым светом. Наибольшей фотоэлектронной эмиссией обладают щелочные металлы (калий, натрий, рубидий, цезий).

Основные закономерности фотоэффекта (существование фототока и его характеристики) установил А.Г. Столетов. По закону Столетова, $I = \epsilon \Phi$, т.е. фототок I пропорционален световому потоку Φ , падающему на фотокатод, ϵ – чувствительность фотоэлемента (фотокатода), мА/лм. Фототок *униполяр*ен (ток течет от катода к аноду) и *безынерцион*ен.

В своих опытах Столетов использовал цинковую пластинку, перед которой располагал металлическую сетку. Все это он помещал в колбу, откачивал воздух, создавая вакуум, подключал между пластинкой и сеткой батарейку и гальванометр, освещал пластинку УФ-светом и регистрировал фототок. Для фотоэлементов были получены вольт-амперные характеристики, имеющие участок насыщения, на котором и выполняется закон Столетова (рис. 6.2).

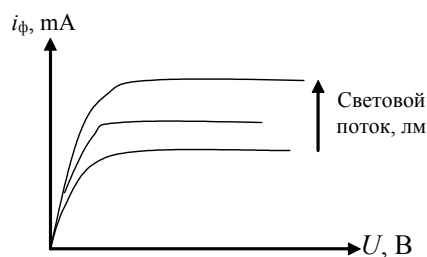


Рис. 6.2. Вольт-амперные характеристики фотоэлемента

Фотокатоды обладают спектральными свойствами, т. е. их чувствительность $\varepsilon = f(\lambda)$ в зависимости от вещества, используемого в фотокатодe (рис. 6.3).

Если известна спектральная чувствительность $\varepsilon(\lambda)$, то всегда может быть рассчитана интегральная чувствительность фотоэлемента как отношение фототока насыщения i к вызывающему его световому потоку Φ : $\varepsilon = i/\Phi$.

Пусть распределение мощности в источнике света – $\omega(\lambda, T)$, где T – абсолютная температура. Тогда полный фототок, протекающий в цепи, фотоэлемента $i = i_0 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \varepsilon(\lambda) \omega(\lambda, T) d\lambda$, где i_0 – ток, соответствующий максимуму чувствительности. Если необходимо рассчитать интегральную чувствительность, то с учетом $\Phi = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \omega(\lambda, T) d\lambda$ можно воспользоваться указанным выше соотношением $\varepsilon = i/\Phi$.

Если спектральная характеристика фотоэлемента совпадает с кривой видности, то $\lambda_1 = \lambda_{\text{фиол}} = 400$ нм, $\lambda_2 = \lambda_{\text{красн}} = 700$ нм и, с учетом коэффициента $A = 680$ лм/вт, получим $\varepsilon = i_0/680$ (А/лм). Такая спектральная характеристика крайне желательна, например, для цветного телевидения.

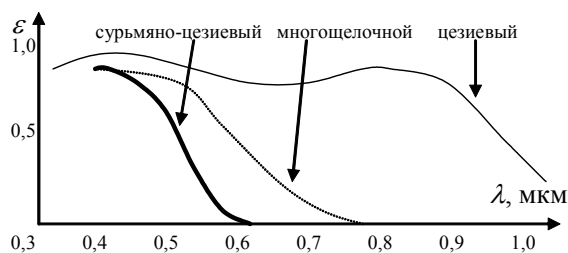


Рис. 6.3. Спектральные характеристики фотокатодов

Энергия фотона зависит от длины волны (частоты) излучения. Чем короче длина волны (выше частота), тем выше энергия. Поэтому начальная скорость, приобретаемая электроном от фотонов, не зависит от интенсивности падающего светового потока, а зависит только от частоты излучения. Диапазон чувствительности (длинноволновая или «красная» граница) может быть различным в зависимости от материала фоточувствительного слоя. Например, селен имеет «красную» границу 0,7 мкм, т. е. соответствующую спектральной чувствительности глаза человека. Кремний (наиболее распространенный полупроводник) – примерно 1,1 мкм, германий – 1,8 мкм (кремний и германий прозрачны для инфракрасного излучения). Сульфиды и селениды свинца и более сложные соединения (арсениды, антимониды индия) позволяют «уйти» на десятки микрометров (10–30 мкм) в ИК область спектра.

Фотоэлектронное преобразование отражает переход фотонного представления видеoinформации к электронному. Качество фотоэлектронного преобразования характеризуется квантовым выходом η , т.е. отношением числа накопленных фотоэлектронов к числу упавших фотонов.

Освобождение одного фотоэлектрона возникает при поглощении только одного светового кванта (фотона). При внешнем фотоэффекте согласно уравнению Эйнштейна энергия фотона затрачивается на работу выхода P и частично превращается в кинетическую энергию освобожденного

электрона: $h\nu = P + \frac{mV_{\text{макс}}^2}{2}$, где h – постоянная Планка, ν – частота излучения, m – масса электрона, $V_{\text{макс}}$ – его максимальная начальная скорость. Это выражение позволяет объяснить наличие «красной» границы и оценить ее значение. Действительно, если энергии фотона недостаточно на совершение работы выхода, то фотоэффект отсутствует. При $h\nu_0 = P$ получаем $\nu_0 = \frac{P}{h}$. В свою очередь работу выхода можно выразить в электрон-вольтах $P = eU$, где e – заряд электрона, U – величина электрического напряжения. Для ряда материалов имеются справочные таблицы, в которых указана работа выхода в электрон-вольтах.

Таким образом, для внешнего фотоэффекта квантовый выход принципиально не превышает единицы ($\eta \leq 1$). Реальный квантовый выход для внешнего фотоэффекта не превышает значения 0,3.

Для внутреннего фотоэффекта работа выхода равна нулю, поскольку фотоэлектроны не покидают объем фотоэлемента. Происходит лишь переход фотоэлектронов на более высокие энергетические уровни. Поэтому для внутреннего фотоэффекта квантовый выход считается равным единице ($\eta=1$).

6.3. Математическая модель звена фотоэлектронного преобразования

Звеном фотоэлектронного преобразования будем считать звено, в котором происходит, как процесс «рождения» фотоэлектронов, так и процесс их накопления в ловушках. Нас интересуют процессы до момента считывания. Кроме того, исключим из этого звена процессы термогенерации, которые можно свести к нулю при сверхнизких температурах.

На практике широко используется подход, согласно которому счет фотоэлектронов и является счетом фотонов. При этом имеется в виду, что полупроводник имеет квантовый выход $\eta \approx 100\%$, а изготовленный из этого полупроводника фотоприемник в силу отражения и технологического ограничения fotocувствительной площади обладает, так называемой, квантовой эффективностью a , причем, $0 \leq a \leq 1$. Считается, например, что стандартный фотоприемник из кремния с внутренним фотоэффектом имеет на $\lambda = 0,7$ мкм квантовую эффективность приблизительно $a=50-60\%$, которая па-

дает до 10–20% на границах диапазона спектральной чувствительности $\lambda = 1,0$ мкм.

В результате среднее число фотонов N_1 равно среднему числу фотоэлектронов N_2 с поправкой на величину квантовой эффективности a . При этом исходят также из того, что число фотонов, попадающих в элемент фотоприемника за единицу времени, является случайной величиной, распределенной по закону Пуассона. Таким образом, среднеквадратическое отклонение (СКО) фотонного шума $\sigma_1 = \sqrt{N_1}$ и отношение сигнал-шум для фотонного канала $\Psi_1 = \frac{N_1}{\sigma_1} = \sqrt{N_1}$.

Такая модель процесса фотоэлектронного преобразования является детерминированной (рис.6.3), и с электрической точки зрения она может быть сведена к резистивному делителю напряжения с коэффициентом передачи a . Иными словами, множеству $X=[X_1, X_2...X_i...X_n]$, где X_i – случайное число фотонов, попавших в элемент фотоприемника в единицу времени, однозначно соответствует множество $Y=[Y_1, Y_2...Y_i...Y_n]$, где Y_i – случайное число фотоэлектронов, образовавшихся в этом элементе фотоприемника, причем, $Y_1=aX_1, Y_2=aX_2...Y_i=aX_i...Y_n=aX_n$.

Таким образом, согласно детерминированной модели математическое ожидание и СКО на выходе процесса фотоэлектронного преобразования в диапазоне значений квантовой эффективности $0 \leq a \leq 1$ равно, соответственно, $N_2=aN_1$ и $\sigma_2 = \sqrt{aN_1}$, а отношение сигнал-шум равно $\Psi_2 = \sqrt{aN_1}$. Каскады радиоэлектронного устройства удобно характеризовать коэффициентом мощности шума. Будем считать звено фотоэлектронного преобразования линейным, в котором коэффициент мощности шума соответствует величине $F = \frac{\Psi_1^2}{\Psi_2^2} = \frac{1}{a}$. В идеальном (при $\eta=1, a=1$) случае $F = 1$. В свою очередь величина порогового контраста K на выходе и входе звена связана через коэффициент мощности шума выражением $K_2 = K_1 \sqrt{F}$.

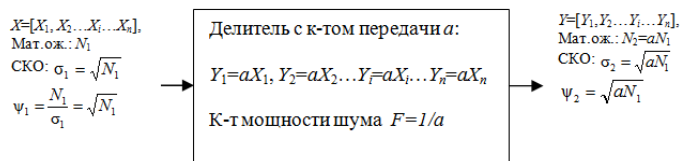


Рис. 6.4. Математическая модель фотоэлектронного преобразования

Детерминированная модель наиболее проста, обладает достаточной точностью. Однако, она явно является упрощением, поскольку далеко не в

полной мере отражает реальные процессы в полупроводнике. Тем не менее, рассмотренная модель находится в полном соответствии с практическим выражением для вычисления порогового контраста (контрастной чувствительности), основанным на формуле А. Роуза, в котором учитываются, как параметры оптики, так и параметры фотоприемного устройства:

$$K^2 = \frac{2 \cdot \psi_{\text{пор}}^2}{E \cdot (k_o + k_\phi) \cdot \left(\frac{D}{f}\right)^2 \cdot \tau \cdot N \cdot \eta \cdot d^2 \cdot T_n},$$

где $\psi_{\text{пор}}$ – пороговое отношение сигнал/шум;

E – освещенность объекта, лк;

k_o – коэффициент отражения объекта;

k_ϕ – коэффициент отражения фона;

$\frac{D}{f}$ – относительное отверстие объектива;

τ – коэффициент пропускания объектива;

N – потенциально допустимое ПЗС число фотонов на площади 1 см² за время 1 с при освещенности 1 лк;

η – квантовый выход матрицы ПЗС;

d^2 – площадь элемента, см²;

T_n – время накопления матрицы, с.

Практически достигаемые значения K для некоторых размеров элементов фотоприемника приведены в табл. 4.2. Размер 1,5 × 1,5 мкм является практически предельным как технологически, так и из-за дифракций на входном зрачке объектива, что ограничивает размер матрицы в пределах до 1 × 1 мм при стандартном разрешении 800 × 600 элементов.

Таблица 6.2

Пороговый контраст и размер элемента фотоприемника

K , %	d , мкм
0,5	14 × 14
2	3,3 × 3,3
5	1,5 × 1,5

Контрольные вопросы

5. Каковы ограничения, действующие в фотонном канале?
6. Каковы основные закономерности фотоэффекта?
7. Какими параметрами характеризуется фотоприемник?

При составлении лекции использована литература [7, 12, 17, 30].

ЛЕКЦИЯ 7

7.1. Некоторые способы преобразования «свет – сигнал»

Фотоэлектронные умножители

Существуют различные способы получения и усиления слабых фототоков. Один из них основан на вторичной электронной эмиссии и реализован в фотоэлектронных умножителях (ФЭУ).

Вторичная электронная эмиссия заключается в том, что каждый падающий на поверхность электрон способен выбить из нее несколько вторичных электронов. Процесс характеризуется коэффициентом вторичной электронной эмиссии $\sigma = n_2/n_1 = i_2/i_1$, где n – соответствующее количество выбитых и падающих электронов, а i – вторичный и первичный токи. ФЭУ содержит несколько каскадов умножения (динодов), каждый из которых имеет коэффициент вторичной электронной эмиссии в пределах от 3 до 10. Число динодов обычно не превышает 16. В результате общий коэффициент усиления ФЭУ составляет $K=\sigma^m$, где m – число динодов. Таким образом, ФЭУ могут усилить фототок в миллионы раз.

Микроканальные пластины и электронно-оптические преобразователи

Для построения высокочувствительных преобразователей «свет – сигнал» в телевидении используются электронно-оптические преобразователи (ЭОП), называемые также усилителями яркости. Основой ЭОП являются микроканальные пластины (МКП).

Суть работы ЭОП на базе МКП заключается в следующем. Выбитые электроны из фотомишени каждого элемента разгоняются по отдельным туннелям (каналам) до больших энергий. В результате эффекта вторичной электронной эмиссии от соударений электронов со стенками канала образуются электронные лавины, бомбардирующие люминесцентный экран, на котором визуализируется изображение, усиленное по яркости.

Интересна технология изготовления МКП. В ее основе и лежит эффект уменьшения диаметра оптического волокна при сохранении формы его сечения в процессе вытяжки. Сначала производят последовательную вытяжку волокон из специального состава, вложенных в стеклянные трубки. Образованные таким образом пары трубки-волокна собираются в пучки и вновь подвергаются вытяжке. Вытянутые пучки собираются в блоки и снова вытягиваются. В результате достигают диаметра волокон до нескольких микрометров при их количестве до нескольких миллионов в жгуте с диаметром до 1 дюйма. Жгут режут на тонкие планшайбы и подвергают их травлению с целью удаления внутренних волокон, находящихся в

микротрубочках. Важно обеспечить достаточную равномерность получаемой структуры в виде микроскопической решетки, имеющей миллионы отверстий. Торцы планшайбы металлизуют, создавая электроды.

При подаче на электроды МКП высокого напряжения можно получить направленное движение электронов от фотомишени, располагаемой непосредственно перед МКП к люминесцентному экрану, размещаемому за МКП.

В процессе изготовления осуществляется автоматизированный контроль геометрических параметров МКП. Контролируемые параметры для МКП – это диаметр каналов МКП, его среднеквадратическое отклонение от заданного значения, а также количество дефектов (спекшихся каналов на поверхности) на единицу площади.

Фотосопротивления

Фотосопротивления – это полупроводники (селен, сернистый свинец и др.), которые под влиянием поглощенного света резко снижают свое сопротивление. Для внутреннего освобождения электронов требуется меньшая энергия, чем для осуществления работы выхода, следовательно, фотопроводимость могут вызвать кванты света с меньшей энергией. Квантовый выход близок к единице. Это определяет высокую чувствительность. Порог внутреннего фотоэффекта лежит в ИК-области спектра.

Однако высокая чувствительность в фотосопротивлениях «оплачивается» инерционностью. Проводимость фотосопротивления при изменении освещенности не устанавливается мгновенно. Время установления может достигать 1 мс.

7.2. Принципы действия передающих телевизионных устройств

Бурное развитие телевизионной техники связано с появлением электронного телевидения, основой которого стали электровакуумные передающие трубки. В данном учебном курсе они не рассматриваются подробно, так как современный этап развития телевидения характеризуется широким применением твердотельных преобразователей «свет – сигнал». Поэтому в настоящее время говорят о наступлении «эры твердотельного телевидения», которое, впрочем, также является электронным.

Первые твердотельные матричные фотоприемники не имели достаточной разрешающей способности и обладали (из-за несовершенства технологии изготовления) дефектами, проявлявшимися в виде черных или белых локальных точек, пятен, «столбов». В настоящее время эти технологические проблемы практически решены.

Однако передающие трубки до сих пор применяются в специальных целях (пировидиконы, рентгеновидиконы). Основная идея, реализованная в электровакуумных передающих трубках, заключается в том, что заряд,

образованный фотонами, падающими на фотомишень (фоточувствительный слой трубки), последовательно переносится (коммутируется) сканирующим электронным лучом.

Передающие трубки прошли достаточно долгий путь развития от иконоскопов, супериконаскопов, ортиконов, суперортиконов до малогабаритных видиконов. В трубках в основном использовался внешний фотоэффект. Исключение составляет видикон, в котором, как и в твердотельных фотоприемниках, используется внутренний фотоэффект.

В вакуумных трубках использованы законы так называемой электронной оптики. Согласно этим законам, основанным на глубокой аналогии со световыми лучами, электронные лучи можно проецировать, фокусировать, отклонять, переносить и т.д. с помощью электрических или магнитных полей.

Принято различать два принципа действия передающих телевизионных устройств: мгновенный и одновременный (параллельный). В системах мгновенного тока сигнал пропорционален яркости передаваемого в данный момент времени элемента изображения. Несмотря на ряд достоинств (линейность световой характеристики, широкий динамический диапазон сигнала, высокая разрешающая способность), они имеют общий недостаток – низкую чувствительность. В системах одновременного (параллельного) тока лежит принцип накопления энергии. Так как время передачи кадра (T) много больше времени передачи одного элемента (τ), т.е. $T \gg \tau$, то может быть реализовано накопление зарядов (например на конденсаторах) от каждого из элементов.

О системах мгновенного типа

К системам мгновенного типа, в которых видеосигнал в данный момент времени пропорционален яркости данной точки изображения, относятся так называемая *система «бегущий луч»* и вакуумная трубка – *диссектор*. Хотя в настоящее время данные технические решения практически не используются, рассмотрим кратко их принципы действия для общего представления о возможных и ранее применявшихся методах преобразования «свет – сигнал».

Принцип работы системы «бегущий луч» поясняется на рис. 7.1. На люминофоре просвечивающей электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) формируется растр. Яркое световое пятно через линзу от ЭЛТ проецируется на пленку (объект). Бегущий луч просвечивает в каждый момент времени один элемент изображения и через конденсор поступает на ФЭУ. На фотокатоде ФЭУ освещается кружок, яркость которого пропорциональна световому потоку от бегущего луча, т.е. от каждого элемента.

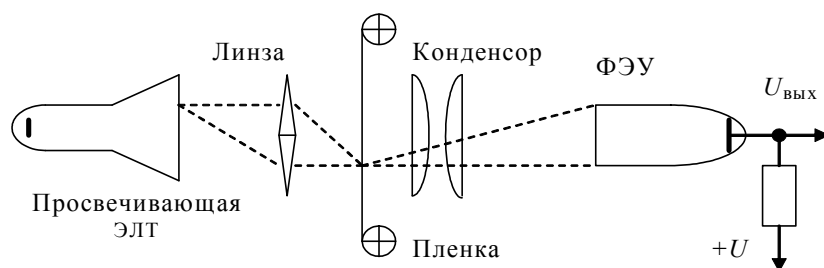


Рис. 7.1. Функциональная схема системы «бегущий луч»

Достоинствами системы «бегущий луч», как и диссектора, являются: линейная световая характеристика, безынерционность, большой динамический диапазон. Повышение чувствительности в системе достигается за счет концентрации светового луча на одном элементе разложения. Основная область применения – передача кинофильмов в телевизионном стандарте.

Принцип работы диссектора поясняется на рис. 7.2. Фокусирующие катушки осуществляют электронный перенос изображения на экран. Отклоняющие катушки осуществляют развертку, т.е. перемещают изображение относительно отверстия экрана. ФЭУ усиливает электроны от каждого элемента электронного разворачиваемого изображения.

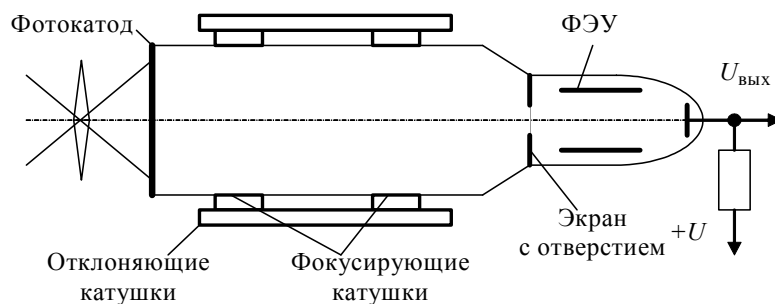


Рис. 7.2. Функциональная схема диссектора

Достоинствами диссектора, как и системы «бегущий луч», являются: линейная световая характеристика, безынерционность, большой динамический диапазон. Недостаток – низкая чувствительность; область применения – телевизионные измерения.

О системах параллельного типа

Параллельный принцип действия, или принцип накопления, лежит в основе большинства передающих трубок, а также ПЗС. Сущность принципа накопления заключается в следующем. Фототок по закону Столетова пропорционален световому потоку. Накопим за время t заряд $q = i_{\phi}t$. Получим сигнал $U_c = q/C$ для каждого элементарного конденсатора с емкостью C . Если $t = T$, то накопленный на конденсаторе за это время заряд $q = i_{\phi}T$. Разрядим его за время τ . Таким образом, $q = i_{\phi}T = i_p\tau$, а, значит, $i_p/i_{\phi} = T/\tau = N$, где N – число элементов разложения. Таким образом, *средний ток разряда во столько раз больше тока заряда, во сколько раз время заряда T больше времени разряда τ* . Накапливаемое распределение зарядов называется зарядным рельефом, а соответствующее распределение напряжений – потенциальным рельефом.

Рассмотрим сущность технической реализации принципа накопления на эквивалентной схеме (см. рис. 7.3). В течение длительности кадра (T) ключ K разомкнут. Происходит заряд емкости C . В течение времени опроса элемента (τ) ключ замыкается. Происходит разряд емкости через нагрузку. Роль ключа в электронно-лучевых (электровакуумных) приборах выполняет электронный луч, отклоняющийся по мозаике фотоэлементов (фотомишени) в соответствии с разверткой.

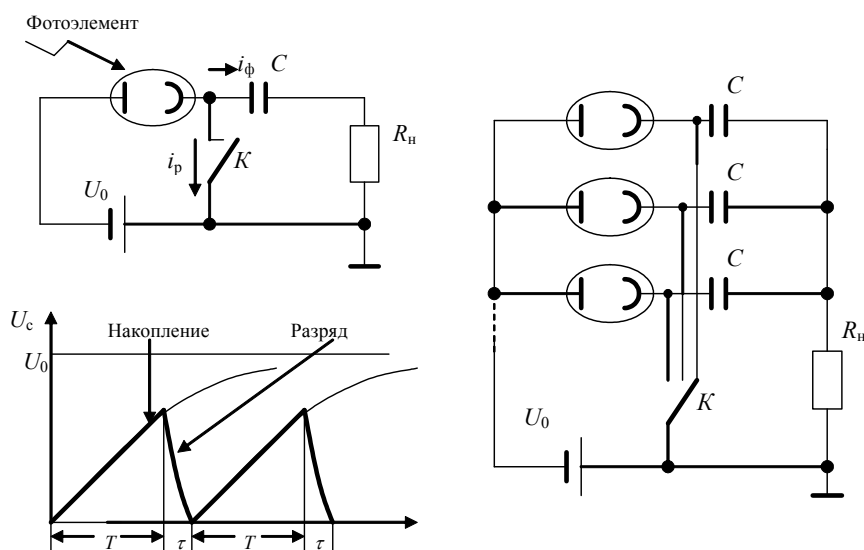


Рис. 7.3. К технической реализации принципа накопления

Данный принцип действия был предложен еще в 1928 г. и впервые реализован В.К. Зворыкиным в США и, немного позднее, А.П. Константиновым в России в передающей трубке *иконоскоп*, основанной на внешнем

фотоэффекте. Вакуумные передающие трубки прошли огромный путь развития в направлении повышения качества, чувствительности, снижения габаритов и т.д. В частности, были созданы достаточно миниатюрные и качественные видиконы размерами до $(1/4)''$ в диаметре и длиной до 100 мм, основанные на использовании внутреннего фотоэффекта и успешно использовавшиеся до начала 90-х гг. XX в.

Принцип накопления позволяет повысить отношение сигнал-шум и тем самым повысить контрастную чувствительность телевизионной системы, поскольку полезный сигнал суммируется линейно (алгебраически), а флуктуационный шум – пропорционально корню квадратному (геометрически). Общий выигрыш от накопления в результате составит $\sqrt{N}$.

Видикон

Рассмотрим упрощенную схему (рис. 7.4), поясняющую работу видикона.

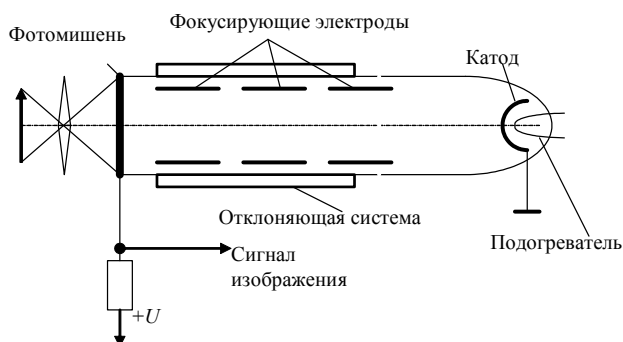


Рис. 7.4. Функциональная схема видикона

Фотомишень представляет собой прозрачный токопроводящий слой (сигнальная пластина) с кольцевым выводом и слой фотосопротивления (обычно – трехсернистая сурьма Sb_2S_3 – стебнит). Под действием света сопротивление стебнита понижается – получается потенциальный рельеф (рельеф сопротивлений).

Потенциальный рельеф, образованный на фотомишени, считывается электронным лучом, испускаемым катодом трубки в результате термоэлектронной эмиссии. Электронный луч выполняет коммутационную функцию. Размер (сечение) электронного луча определяет разрешающую способность трубки.

Процесс считывания разрушает потенциальный рельеф, который постоянно возобновляется при поступлении на мишень новых фотонов от

передаваемой сцены. Сигнал изображения пропорционален величине потенциального рельефа в каждом его элементе и является непрерывным аналоговым сигналом.

Элементы рельефа считываются последовательно за счет отклонения луча слева направо и сверху вниз отклоняющей системой, формирующей магнитное поле, изменяющееся по закону развертки (пилообразного напряжения, подаваемого на строчные и кадровые отклоняющие катушки). Перемещением луча от катода к мишени и его фокусировкой управляют специальные электроды, на которые подаются соответствующие напряжения.

Процесс иллюстрируется эквивалентной схемой (рис. 7.5), где C – элементарная емкость участка мишени, R – фотосопротивление элемента участка мишени. Упрощенно схема выглядит следующим образом:

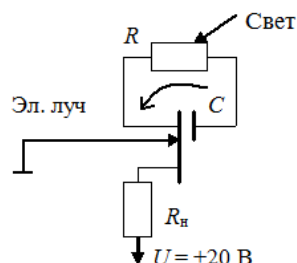


Рис. 7.5. Эквивалентная схема участка мишени видеокон

При коммутации электронным лучом потенциал обкладки элементарной емкости достигает потенциала катода. Емкость разряжается через фотосопротивление R , которое обратно пропорционально освещенности участка. Таким образом, на освещенных элементах емкости разряжаются быстрее, а на затемненных – медленнее. Протекающий через R ток вызывает на нем падение напряжения, которое приводит к изменению напряжения на нагрузке, подключенной к сигнальной пластине. Поскольку увеличение тока через R приводит к уменьшению падения напряжения на нагрузке, то снимаемый с нее сигнал имеет отрицательную полярность. При этом возникает постоянная составляющая, пропорциональная средней яркости изображения. В течение передачи кадра каждая из элементарных емкостей снова зарядится до различных значений в зависимости от «рельефа проводимостей», который образуется из-за различных величин элементарных фотосопротивлений R .

Имеет место инерционность внутреннего фотоэффекта, присущая фотосопротивлениям. К ней добавляется коммутационная инерционность, вызванная постоянной времени RC , поскольку элементарная емкость не успевает полностью разрядиться за время коммутации.

Передающие трубки с фотодиодным слоем

С целью снижения инерционности видикона, а также повышения чувствительности и достижения линейности световой характеристики были разработаны передающие трубки с фотодиодным слоем.

Так, например, передающая трубка плюмбикон, в отличие от видикона, имеет фотодиодную мишень с полупроводниковой структурой на основе окиси свинца. Мишень получается толще, чем у видикона, что позволяет уменьшить элементарную емкость без риска растекания зарядов и, следовательно, уменьшить коммутационную инерционность. При этом достигается более высокая чувствительность, равномерность сигнала по полю изображения, а также более высокая разрешающая способность по сравнению с видиконом.

Передающая трубка кремникон по сравнению с плюмбиконом имеет более высокую чувствительность (приблизительно на два порядка), динамический световой диапазон, температурную стойкость мишени, которая представляет собой фотодиодную матрицу на пластине из монокристаллического кремния. Кремникон с секцией переноса электронного изображения с фотокатода на мишень (суперкремникон) обеспечивает приблизительно еще на два порядка большую чувствительность по сравнению с обычным кремниконом.

Контрольные вопросы

8. Каковы основные способы преобразования свет-сигнал?
9. Назовите основные принципы действия передающих телевизионных устройств.
10. В чем состоит принцип накопления зарядов на фотомишени передающей телевизионной камеры?
11. В чем состоит особенность работы видикона?

При составлении лекции использована литература [1, 3, 7, 8, 12, 13].

ЛЕКЦИЯ 8

8.1. Апертурные искажения в передающем телевизионном устройстве

Качество изображения, получаемого в телевизионной системе, в значительной степени зависит от распределения энергии в считывающем элементе (апертуре или пятне). В телевизионной трубке это пятно соответствует сечению формируемого в ней считывающего электронного пучка. В матричных фотоприемниках возможно укрупнение апертуры путем суммирования сигналов от нескольких смежных пикселей, что эквивалентно увеличению размера считывающего пятна в электронных трубках.

Распределение энергии в пятне записывается в виде

$$\rho(x', y') = j(x', y') / j_0$$

или в виде интегрального распределения по сечениям пятна

$$R(x') = \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(x', y') dy$$

где $j(x', y')$ - распределение плотности электронного пучка относительно его центра (рисунок 1);

j_0 - плотность тока в центре пучка.

Для случая нормального распределения плотности тока в пучке распределения ρ и $R(x')$ показаны на рис. 8.1 и 8.2.

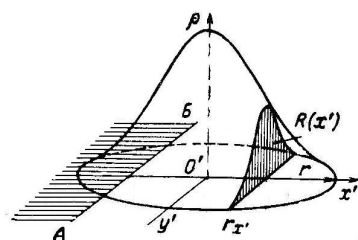


Рис. 8.1. Распределение энергии в "пятне"

Влияние характера распределения энергии в "пятне" на качество изображения обычно принято оценивать апертурно-частотными характеристиками, которая показывает убывание глубины модуляции (контраста)

сигнала с уменьшением периода изменения яркости синусоидальных компонентов изображения: $\nu(\xi) = \exp\left[-\left(\frac{\pi a \xi}{2}\right)^2\right]$, где

$a = 2r_0/\delta$ – относительный поперечник считывающего элемента;

$\xi = m_x/Z$ – относительная частота модуляции яркости,

m_x – число линий черно-белого клина, приходящихся на длину строки,

Z – число строк.

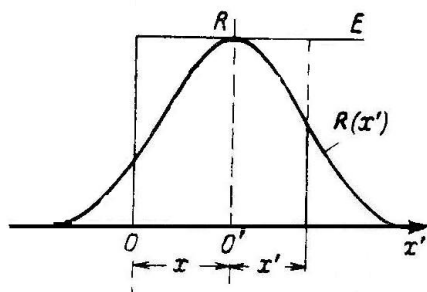


Рис. 8.2. Интегральное распределение энергии по сечениям "пятна"

Вид апертурно-частотной характеристики показан на рис. 8.3.

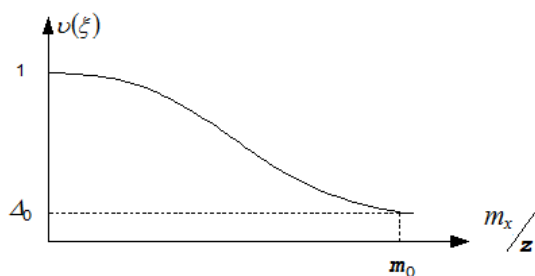


Рис. 8.3. Апертурно-частотная характеристика

Уровень Δ_0 является отсчетным для определения разрешающей способности по количеству m_0 видимых полос черно-белого клина.

Апертурно-частотные характеристики определяют относительный контраст (контрастность) воспроизведения деталей различных размеров.

Контрастность определяется выражением: $\kappa = \frac{(U_{max} - U_{min})}{U_{max}}$. На рис. 8.4

показано изменение относительного контраста при различных соотношениях между шириной "пятна" $d = 2r_0$ и шириной линии Δ_l в случае передачи чередующихся светлых и темных полос. До тех пор, пока эффективный диаметр считывающего элемента будет значительно меньше ширины полос, закон изменения видеосигнала будет близок к прямоугольному. По мере приближения ширины полос к эффективному диаметру пятна форма видеосигнала будет искажаться, но размах его вначале будет оставаться неизменным и максимальным.

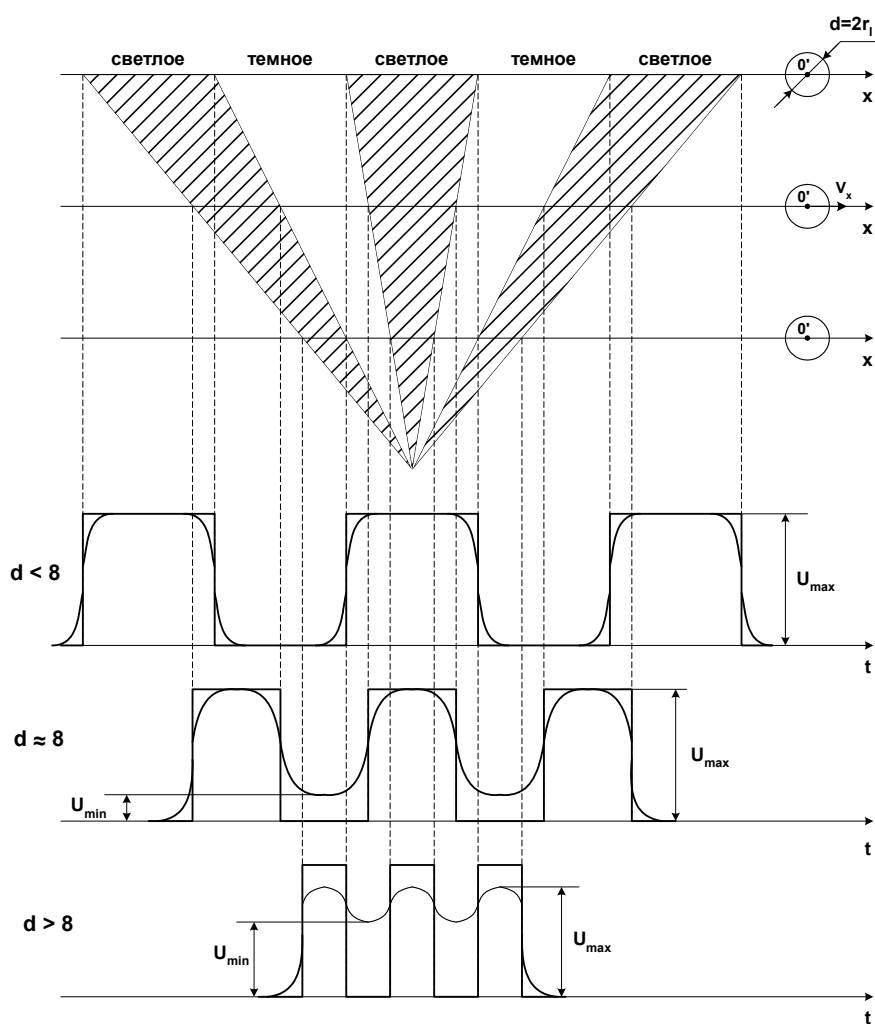


Рис. 8.4. Форма видеосигнала при различных соотношениях между шириной пятна и шириной полос

При дальнейшем уменьшении ширины полос видеосигнал не будет достигать максимального значения, при этом будет уменьшаться контрастность и четкость телевизионного изображения. Таким образом, апертурный эффект проявляется в искажении формы видеосигнала и уменьшении глубины модуляции при переходе к мелким деталям изображения.

К апертурным искажениям, вызываемым считывающим элементом передающего устройства, добавляются искажения видеосигнала, вносимые каналом связи. Степень искажения в канале связи зависит от соотношения между шириной спектра видеосигнала и шириной полосы пропускания канала.

Вид частотного спектра показан на рис. 8.5. Он состоит из составляющих, симметрично расположенных относительно строчной частоты видеосигнала f_z . Расстояние между двумя соседними составляющими соответствует частоте кадров n . При заданной ширине полосы пропускания канала $\Delta\omega$ только часть составляющих спектра пропускается к приемному устройству. Чем больше составляющих "теряется", тем больше исказится форма видеосигнала. При этом характер искажений оказывается аналогичен искажениям за счет конечных размеров апертуры луча.

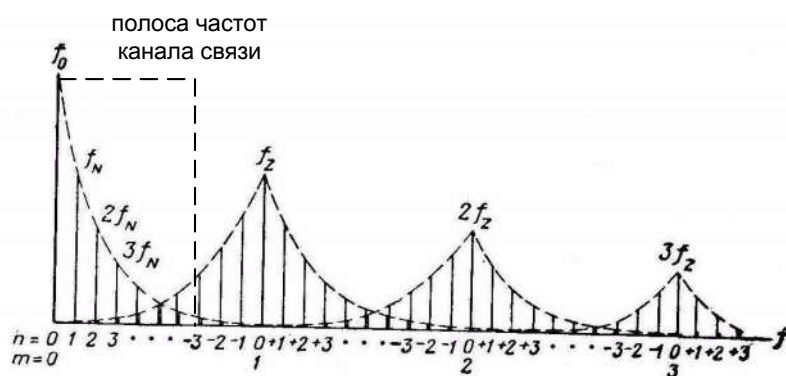


Рис.8.5. Частотный спектр видеосигнала

Частотный спектр видеосигнала зависит также и от скорости движения считывающего элемента относительно передаваемых деталей изображения. Изменение скорости движения считывающего элемента приводит к изменению частотного спектра видеосигнала, а при заданной полосе пропускания канала связи к изменению качества воспроизведения телевизионного изображения.

8.2. Дробовой шум в передающих телевизионных трубках

Электронно-лучевым трубкам присущ дробовой шум (дробовой эффект), который представляет собой флуктуации фотоэлектронов. При этом мгновенное значение фототока i беспорядочно колеблется вокруг среднего значения (математического ожидания) $i_{\text{ср}}$. Необходимо, чтобы полезный сигнал превышал среднеквадратическое отклонение шума (СКО). Иначе сигнал «тонет» в шумах и усиление такой смеси бесполезно, поскольку шум усиливается вместе с сигналом. Учитывая дробовой шум фотоэлектронного преобразования в электронно-лучевых трубках, шумом фотонного канала, как правило, пренебрегают.

Рассмотрим дробовой шум более подробно. Число n фотоэлектронов, образующихся в единицу времени, является случайной величиной, распределенной по закону Пуассона, который описывает такого рода случайные события, принимающие счетное множество возможных значений

$m=0,1,2,\dots$ с вероятностью $P(m) = \frac{\lambda^m}{m!} e^{-\lambda}$, где λ – параметр распределения.

Таким образом, среднее число этих электронов равно $n_{\text{ср}} = \lambda$, а их дисперсия $D_n = \overline{(n - n_{\text{ср}})^2} = \lambda = n_{\text{ср}}$.

Тогда мгновенное значение фототока за время измерения τ составит $i = \frac{ne}{\tau}$, а среднее значение фототока за это же время измерения составит

$i_{\text{ср}} = \frac{n_{\text{ср}}e}{\tau}$, где e – заряд электрона. При этом флуктуация тока относительно

среднего значения будет равна $i - i_{\text{ср}} = \frac{ne}{\tau} - \frac{n_{\text{ср}}e}{\tau} = \frac{e}{\tau}(n - n_{\text{ср}})$. Соответственно дисперсия фототока составит

$$D_i = \overline{(i - i_{\text{ср}})^2} = \frac{e^2}{\tau^2} \overline{(n - n_{\text{ср}})^2} = D_n \frac{e^2}{\tau^2} = n_{\text{ср}} \frac{e^2}{\tau^2} = \frac{i_{\text{ср}}e}{\tau}.$$

Отношение сигнал-шум определится соотношением

$$\Psi = \frac{i_{\text{ср}}}{\sqrt{D_i}} = \sqrt{\frac{i_{\text{ср}}\tau}{e}} = \sqrt{n_{\text{ср}}}, \text{ т. е. средним числом электронов, составляющим фототок.}$$

С другой стороны, чем меньше промежуток времени τ , за который измеряется фототок, тем больше должна быть полоса пропускания $F_{\text{макс}}$ измерительного прибора, определяемая в соответствии с теоремой отсчетов выражением $F_{\text{макс}} = 1/2\tau$. Тогда дисперсия фототока будет равна

$D_i = \overline{(i - i_{\text{ср}})^2} = 2i_{\text{ср}}eF_{\text{макс}}$, а отношение сигнал-шум

$$\Psi = \frac{i_{\text{ср}}}{\sqrt{D_i}} = \frac{i_{\text{ср}}}{\sqrt{2i_{\text{ср}}eF_{\text{макс}}}} = \sqrt{\frac{i_{\text{ср}}}{2eF_{\text{макс}}}}.$$

Последнее соотношение позволяет оценивать минимальный фототок, необходимый для достижения заданного отношения сигнал-шум при заданной полосе частот видеосигнала. Действительно, в этом случае $i_{\text{ср}} = 2eF_{\text{макс}}\Psi^2$. Так, например, при $\Psi=3$ и $F_{\text{макс}}=5\text{МГц}$ получаем $i_{\text{ср}}=2 \times 1,59 \times 10^{-19} \times 5 \times 10^6 \times 3^2 \approx 1,4 \times 10^{-11} \text{А} = 1,4 \times 10^{-5} \text{мкА}$, что является весьма слабым током.

Контрольные вопросы

12. В чем заключается сущность апертурных искажений?
13. Связана ли длительность фронта с размерами считывающего элемента?
14. Что является основной причиной изменения глубины модуляции при увеличении скорости разложения?

При составлении лекции использована литература [11, 27].

ЛЕКЦИЯ 9

9.1. Твердотельные преобразователи «свет – сигнал»

Развитие твердотельных технологий привело практически к полному вытеснению вакуумных преобразователей «свет – сигнал». Современное телевидение с полным правом можно назвать твердотельным телевидением, что характеризует тот качественный скачок в электронном телевидении, который произошел в конце XX в. Главное преимущество твердотельных преобразователей «свет – сигнал» перед вакуумными трубками – это высокая *надежность* (более чем на порядок), *малые габариты* (при том же размере фотомишени толщина твердотельного преобразователя – несколько миллиметров), практическое *отсутствие геометрических искажений* («жесткий» растр), *линейная* световая характеристика, широкий динамический диапазон, *малая инерционность*, экономичность. При этом отсутствует электронный луч, исключена проблема совмещения растров в цветных камерах.

Принцип работы матричного твердотельного преобразователя без накопления иллюстрируется эквивалентной схемой на рис. 9.1.

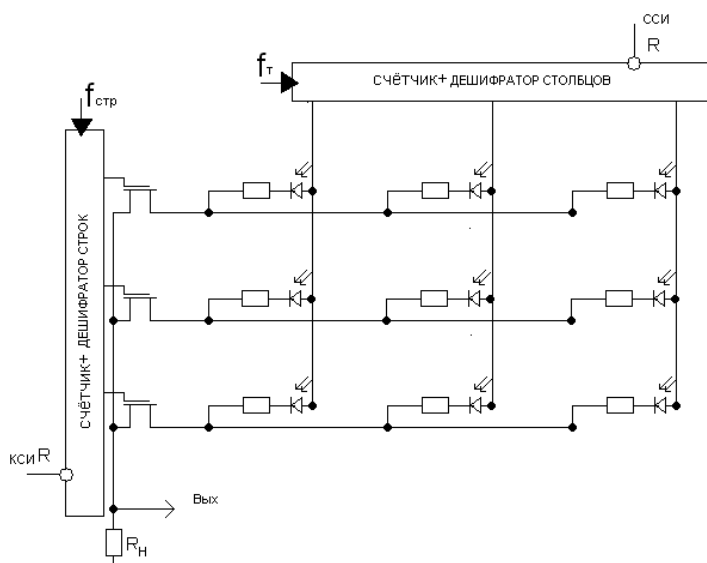


Рис. 9.1. Эквивалентная схема матричного твердотельного преобразователя без накопления

Подключение к элементу осуществляется за счет выбора строки и столбца. При подаче на столбец положительного импульса открывается диод, а при подаче положительного импульса на строку – ключевой каскад

на полевом транзисторе (ПТ). В результате от выбранного элемента матрицы через R_n начинает протекать фототок, и образуется видеосигнал $U_{\text{вых}}$.

Принцип работы матричного твердотельного преобразователя с накоплением иллюстрируется эквивалентной схемой на рис. 9.2.

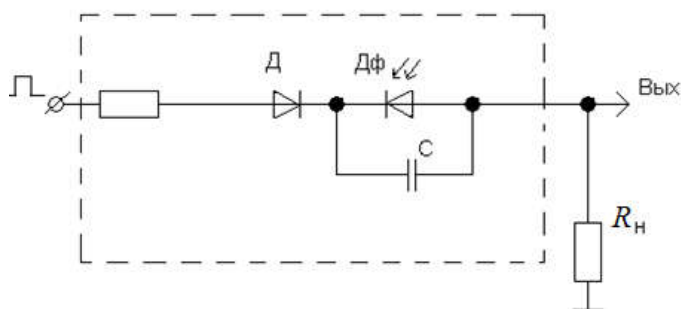


Рис. 9.2. Эквивалентная схема ячейки с накоплением, подключенная к нагрузке

При первоначальной подаче коммутирующего импульса диод D открывается и емкость p - n перехода C полностью заряжается. Во время цикла накопления коммутирующий импульс отсутствует, и емкость медленно разряжается через фотодиод D_ϕ .

Скорость разряда пропорциональна световому потоку. При подаче очередного коммутирующего импульса емкость заряжается до полного значения. Этот ток и создает на нагрузке R_n выходное напряжение видеосигнала, прямо пропорциональное световому потоку.

9.2. Приборы с зарядовой связью

Появление приборов с зарядовой связью (ПЗС) характеризует первый этап «твердотельной революции» в телевидении. ПЗС изобрели В. Бойл и Г. Смит в 1970 г., создавая элементы памяти на МОП-структурах. Каждая ячейка ПЗС (рис. 9.3) – это своего рода накопительный конденсатор. Работа ПЗС основана на накоплении и хранении зарядов в потенциальных ямах и последующем переносе этих зарядов в выходное устройство с образованием видеосигнала.

Потенциальная яма (обедненная основными носителями область в подложке МОП-структуры) создается подачей положительного потенциала для подложки p -типа (с дырочной проводимостью) и, соответственно, отрицательного потенциала для подложки n -типа (с электронной проводимостью).

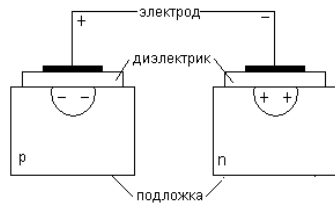


Рис. 9.3. Ячейки ПЗС

Под воздействием светового потока потенциальные ямы заполняются неосновными носителями. Заряд в широких пределах пропорционален световому потоку. Время хранения заряда в потенциальной яме определяется временем удержания потенциала на электроде. При этом из-за термогенерации образуется дополнительный (паразитный) фоновый заряд.

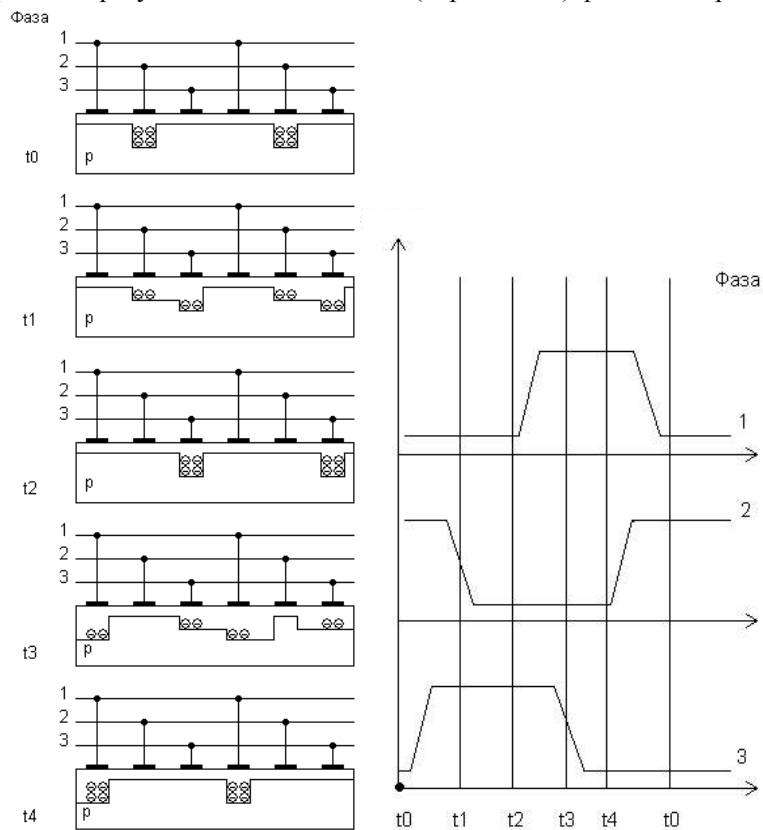


Рис. 9.4. Процесс переноса зарядов в трехфазной схеме ПЗС

Процесс переноса наиболее эффективно осуществляется при использовании трехфазной схемы ПЗС (рис. 9.4). В этом случае каждый элемент образован тремя независимыми ячейками.

Для линейных ПЗС осуществляется перемещение зарядовых пакетов в одном направлении. Матричные ПЗС можно представить в виде ряда линеек (строк). Для предотвращения растекания зарядов по направлению перемещения в ПЗС-матрице предусмотрены специальные изолированные области – стоп-каналы.

Для вывода зарядов в матричных ПЗС осуществляют их параллельный перенос в защищенный от света выходной регистр (линейку ПЗС). В выходном регистре осуществляется последовательный перенос зарядов и их вывод на оконечный усилитель на МОП-транзисторе.

Все ПЗС-матрицы имеют фоточувствительную секцию накопления и выходной регистр. Для переноса зарядов ПЗС содержит дополнительные секции. В зависимости от организации процесса переноса различают ПЗС с *кадровым*, *строчным* и *строчно-кадровым* переносом.

ПЗС с *кадровым переносом* содержит дополнительно секцию памяти, защищенную от света и расположенную вместе с секцией накопления и выходным регистром. Зарядовые пакеты в течение кадра синхронизируются и строка за строкой выводятся из секции накопления в секцию памяти (рис. 9.5).

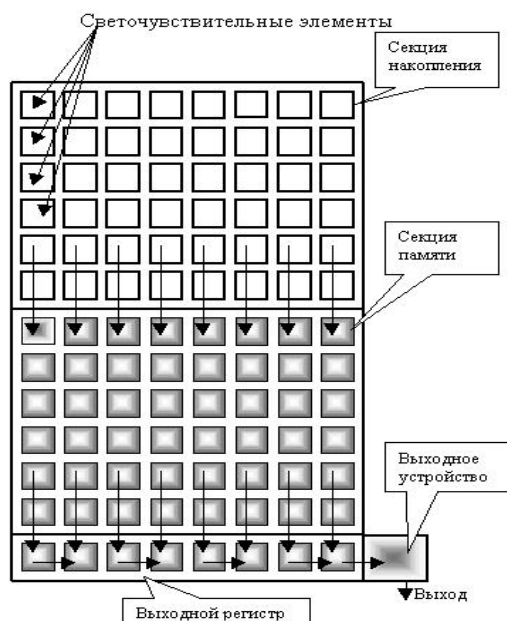


Рис. 9.5. Организация матрицы ПЗС по принципу «кадровый перенос»

Во время экспонирования кадра в фоточувствительной секции накопления осуществляется чередование зарядовых пакетов, а из секции памяти зарядовые пакеты предыдущего кадра строка за строкой выводятся в выходной регистр и поэлементно перемещаются к конечному усилителю.

Две секции позволяют легко получать в приборе ПЗС сигнал межкадровой разности, поскольку за счет дополнительной секции памяти образование выходного сигнала задерживается на один кадр. Для этого необходимо дополнительно снабдить секцию накопления параллельным выходным регистром.

Недостаток ПЗС с кадровым переносом – вертикальный смаз, обусловленный «протаскиванием» зарядовых пакетов через все строки фоточувствительной секции накопления во время переноса.

В ПЗС со *строчным переносом* вертикальные столбцы секций накопления и памяти чередуются друг с другом (рис. 9.6).

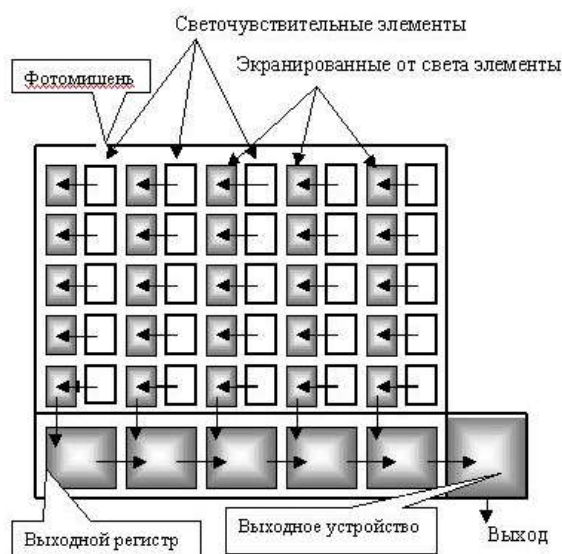


Рис. 9.6. Организация матрицы ПЗС по принципу «строчный перенос»

Такая организация позволяет более эффективно переносить зарядовые пакеты из секции накопления в соседние столбцы светозащищенной секции памяти, а затем осуществлять перенос строк внутри секции памяти в выходной регистр. Как и в предыдущем случае, процесс переноса в секцию памяти производится во время кадровой синхронизации, а процесс

вывода из секции памяти в выходной регистр – одновременно с экспонированием следующего кадра в секции накопления.

ПЗС-матрица со *строчно-кадровым* переносом имеет дополнительную секцию памяти, которая дает возможность для межкадровой обработки изображения в ПЗС (рис. 9.7).

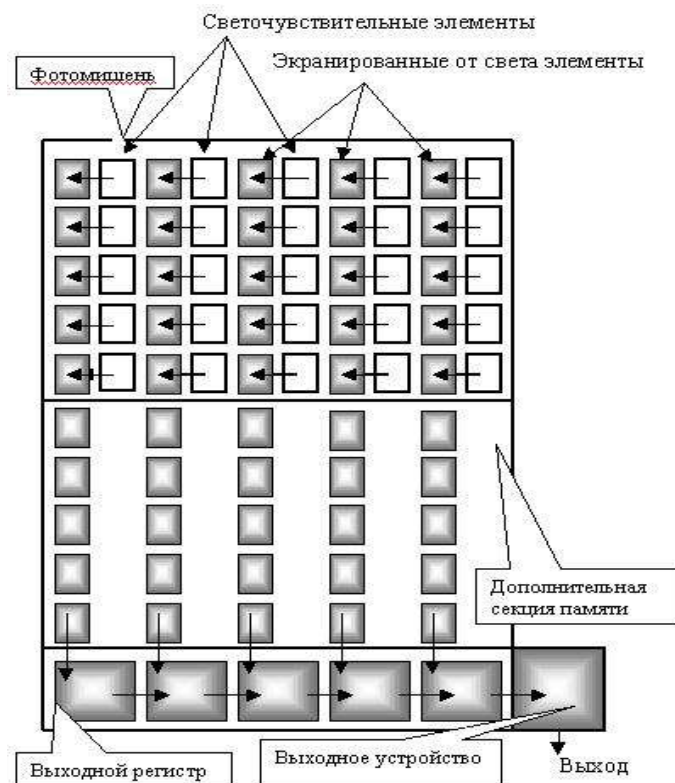


Рис. 9.7. Организация матрицы ПЗС по принципу «строчно-кадровый перенос»

Например, наличие дополнительного выходного регистра позволяет получить на выходе сигнал межкадровой разности, поскольку секция памяти осуществляет задержку выходного сигнала на время кадра.

Общая проблема ПЗС – требование высокоэффективного переноса. Кроме этого в ПЗС невозможна произвольная координатная адресация к элементам изображения. Попытка решить данные проблемы была предпринята в приборах с зарядовой инжекцией (ПЗИ).

9.3. Приборы с зарядовой инжекцией

В матрице с инжекцией заряда (Charge Injection Device, CID) в пределах каждого элемента изображения размещены два МОП-конденсатора, разделенные областью p -типа и объединенные соединительными шинами в строки и столбцы (рис. 9.8).

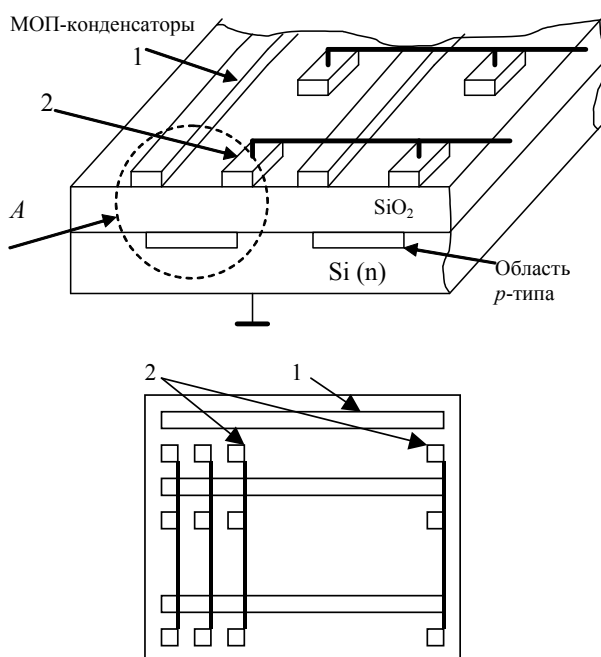


Рис. 9.8. Структура матрицы ПЗИ:

1 – строки; 2 – столбцы; A – сечение фрагмента матрицы

Сущность работы матрицы заключается в том, что для сканирования изображения сначала осуществляется одновременный перенос зарядовых пакетов от выбранной строки из МОП-конденсатора 1 (см. сечение фрагмента матрицы ПЗИ – A) к соседним столбцам в МОП-конденсаторы 2, а затем их последовательный опрос и считывание сигнала изображения, пропорционального накопленным зарядам. После опроса всех столбцов текущей строки производится выбор следующей строки, и процесс сканирования повторяется.

Рассмотрим его более подробно. В режиме накопления оба конденсатора находятся под «отрицательным» потенциалом относительно подложки, и под обоими электродами накапливается фотогенерированный заряд неосновных «положительных» носителей – дырок (рис. 9.9, a).

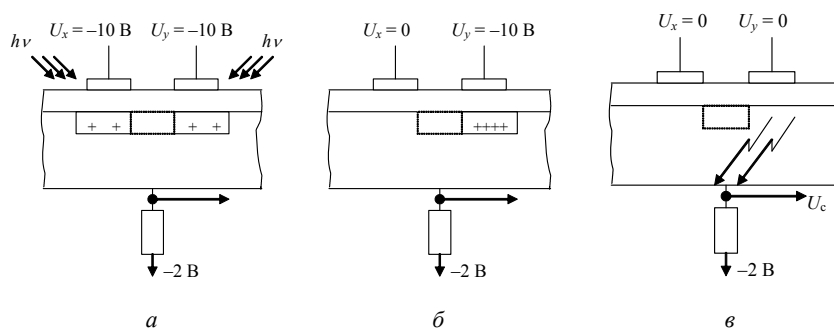


Рис. 9.9. Принцип работы матрицы с инжекцией заряда

При выборе строки на соответствующем электроде устанавливают потенциал $U_x = 0$, что вызывает перетекание зарядов из-под всех электродов этой строки под соседние электроды рядом расположенных столбцов (рис. 9.9, б). Для считывания элементов этой строки производится последовательный сброс на нуль напряжения на столбцовых шинах (рис. 9.9, в), сопровождаемый инжекцией в подложку заряда, накопленного в опрашиваемом элементе. Такая инжекция образует напряжение сигнала на нагрузочном резисторе – U_c . Иными словами, выбор строки в матрице сопровождается перетеканием зарядов элементов строки под столбцовые шины, последовательный сброс которых инжектирует в подложку заряды, создающие ток сигнала.

В конструкции матрицы ПЗИ приняты все меры для упрощения и ускорения процессов последовательного сканирования изображения. В частности, реализуется автоинкрементный метод адресации, когда к текущему адресу строки и столбца в соответствующие моменты времени последовательно прибавляется по единице. Адрес строки меняется при поступлении ССИ, а адрес столбца – при поступлении импульсов дискретизации сигнала изображения в строке.

Достоинством матрицы ПЗИ является принципиальная возможность реализации произвольной координатной адресации к ее ячейкам. Однако из-за высокого флуктуационного и геометрического шума, а также из-за низкой чувствительности ПЗИ не смогли конкурировать с ПЗС.

Контрольные вопросы

15. В чем заключаются преимущества твердотельных фотоприемников?
16. В чем заключается принцип работы ПЗС?

При составлении лекции использована литература [3, 12, 15, 16].

ЛЕКЦИЯ 10

10.1. КМОП-фотоприемники и видеосистемы на кристалле

Реализация развертки в ПЗС путем «самосканирования», т.е. «протаскивания» заряда каждого элемента по столбцу и строке, не позволяет организовать координатную адресацию к каждому элементу и приводит к специфическим искажениям, связанным с неэффективностью переноса зарядов.

Развитие твердотельных преобразователей «свет – сигнал» привело в 90-х гг. к созданию КМОП-фотоприемников, основанных на технологии производства СБИС. В них принципиальным отличием от ПЗС явилась возможность реализации координатной адресации к каждому элементу и снабжения каждого элемента не только отдельным усилителем, но и отдельным АЦП (аналого-цифровым преобразователем).

Все это дает возможность сочетать функции фотоприема и обработки изображений. Например, применение так называемой Z-развертки (зигзагообразное считывание) позволяет реализовывать различные алгоритмы внутрикадровой обработки сигнала от соседних элементов изображения в темпе поступления информации.

Развитие КМОП-технологии в настоящее время сделало эти фотоприемники конкурентно способными по сравнению с ПЗС. В ближайшем будущем ожидается полное вытеснение ПЗС технологией КМОП.

КМОП – более дешевые фотоприемники, превосходящие ПЗС по функциональным возможностям и имеющие больший динамический диапазон. В настоящее время преодолеваются сложности, связанные с повышением чувствительности и отношением сигнал/шум (в частности, связанные со структурной помехой из-за неоднородности сигналов и чувствительности элементов матрицы).

Интеграция в кристалле фоточувствительных элементов, устройств обработки сигнала, дополнительных устройств, микропроцессоров и программируемой логики привела к появлению так называемых видеосистем на кристалле, что характеризуется в настоящее время как второй этап твердотельной революции. Ниже (на рис. 10.1–10.11) показаны разновидности реализации элементов КМОП-матрицы.

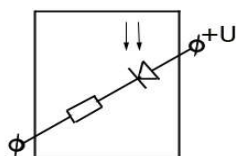


Рис. 10.1. Фоточувствительный элемент (ФЭ) – основа пикселя КМОП

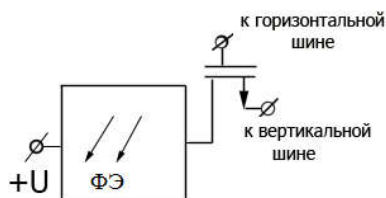


Рис. 10.2. Пассивный пиксель

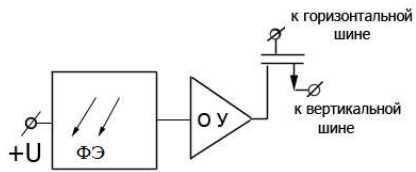


Рис. 10.3. Активный пиксель:
ОУ – операционный усилитель

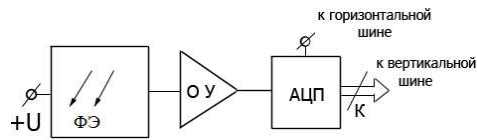


Рис. 10.4. Цифровой пиксель:
АЦП – аналого-цифровой преобразователь

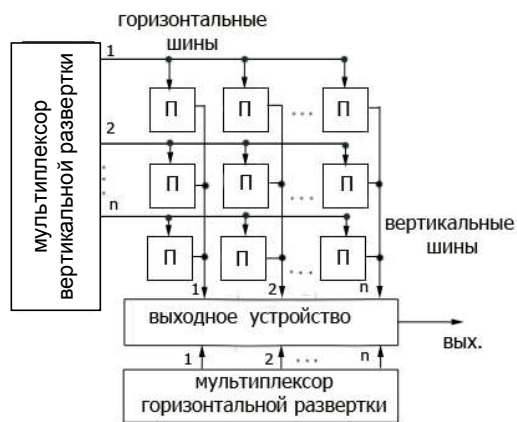


Рис. 10.5. КМОП-матрица: П – пиксель

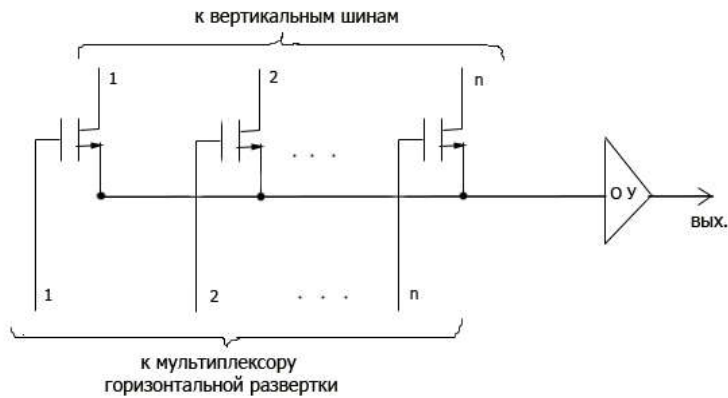


Рис. 10.6. Простое выходное устройство КМОП-матрицы

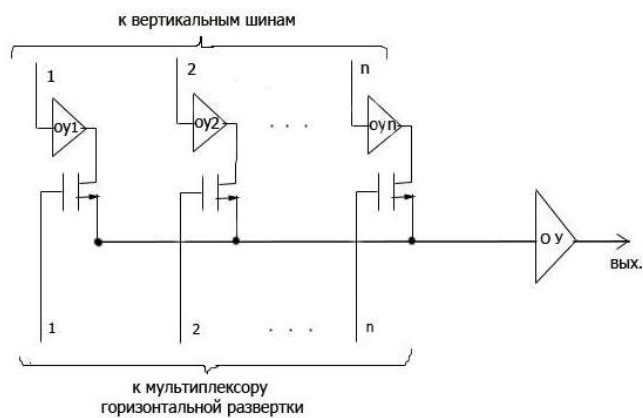


Рис. 10.7. Выходное устройство КМОП-матрицы с активными столбцами

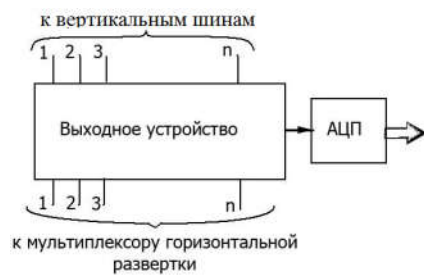


Рис. 10.8. Выходное устройство КМОП-матрицы с АЦП

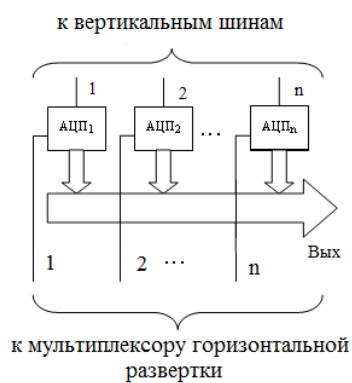


Рис. 10.9. Выходное устройство с АЦП на столбец

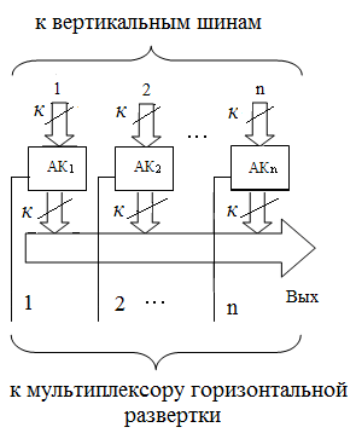


Рис. 10.10. Выходное устройство с аналоговыми коммутаторами (АК) для выбора цифровых пикселей

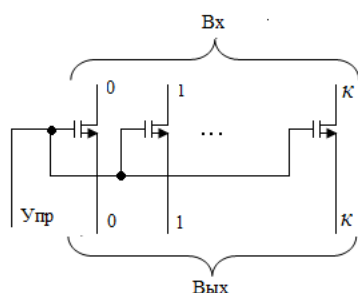


Рис. 10.11. Аналоговый коммутатор на k каналов

КМОП-сенсоры могут дополняться видеопроцессорами, кодирующими устройствами, внутренними контроллерами, памятью и т.п. Интегрирование дополнительных функций в одном кристалле ведет к появлению нового класса устройств: камер (*Camera on Chip*) и видеосистем на кристалле (*System on Chip*).

На рис. 10.12 приведен вариант типовой структуры КМОП-сенсора с функциями камеры на кристалле.

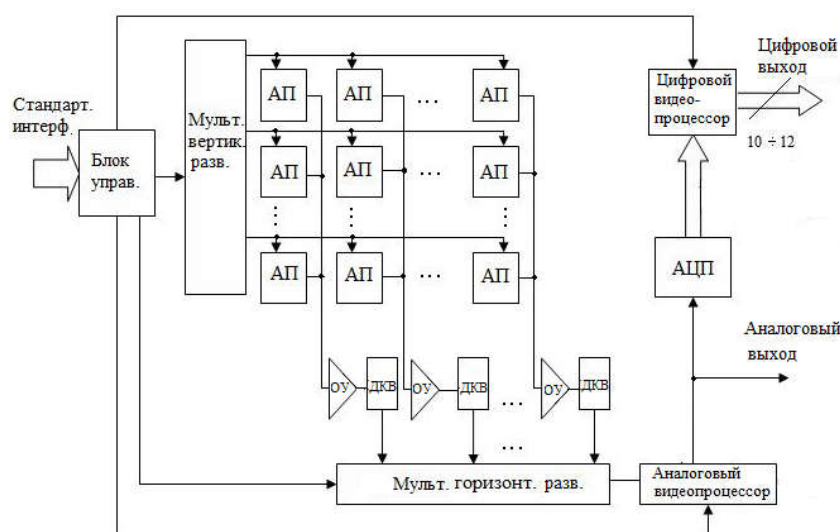


Рис. 10.12. Вариант типовой структуры КМОП-сенсора с функциями камеры на кристалле с активными пикселями (АП) и активными столбцами, содержащими схемы ДКВ

Видеосистема на кристалле имеет дополнительные элементы аналоговой и цифровой обработки и интерфейсы связи, например, для управления масштабированием, экспозицией, стандартными операциями обработки изображений, сжатием JPEG и MPEG, для преобразования форматов изображения и связи с внешними устройствами.

10.2. Об особенностях оценки разрешающей способности матричных фотоприемников

При сканировании электронным лучом в вакуумных преобразователях «свет – сигнал» разрешающая способность определяется только апертурой (размером сечения) электронного луча. На рис. 10.13 показана модуляция тока электронного луча при сканировании изображения оптической миры, соответствующей предельному разрешению. Будем считать, что для рассматриваемого преобразования «свет – сигнал» модуляция равна 100% и, следовательно, контраст получаемого изображения миры равен 1.

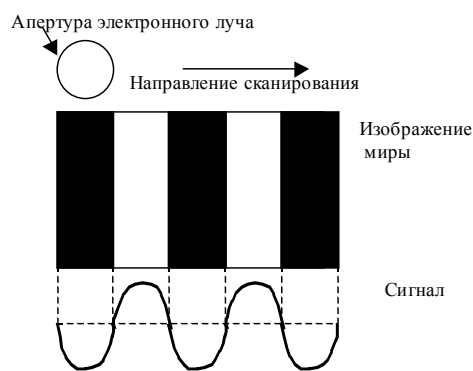


Рис. 10.13. Модуляция тока электронного луча при сканировании

Фотоприемная матрица представляет собой регулярную структуру, и при проецировании на нее изображения миры возможны два крайних случая, представленные на рис. 10.14.

Как видно из рисунка, в первом случае (рис. 10.14, а) разрешение регулярной структуры будет полностью соответствовать разрешению, получаемому при сканировании электронным лучом. Во втором случае (рис. 10.14, б) (при фазовом сдвиге на 90°) все элементы матрицы дадут одно и то же значение сигнала, соответствующее приблизительно 0,5 от уровня белого, поскольку половина изображения полосы попадает на один элемент, а вторая половина – на соседний элемент матрицы, и контраст изображения окажется равным 0.

Очевидно, что промежуточные положения элементарных полосок в пределах фазового сдвига от 0 до 90° дадут модуляцию сигнала в пределах от 0 до 100% и обеспечат, соответственно, контраст от 0 до 1, что в среднем составит 0,5 (рис. 10.15).

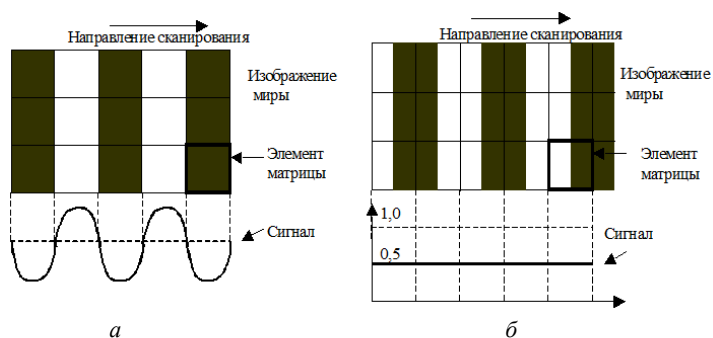


Рис. 10.14. Модуляция сигнала в элементах матрицы:
 а – точное совмещение элементов матрицы и изображения мира;
 б – попадание изображения на два соседних элемента матрицы

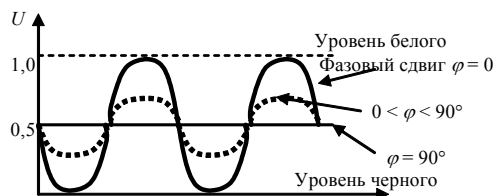


Рис. 10.15. Модуляция сигнала в диапазоне возможных фазовых сдвигов

Таким образом, в матричных фотоприемниках имеется динамическая неустойчивость частотно-контрастной характеристики (ЧКХ) на предельных пространственных частотах. В результате этого порог стабильного разрешения для регулярных структур находится в области более низких пространственных частот по сравнению с системами со сканирующим лучом.

Нетрудно заметить, что для регулярной структуры устойчивое разрешение со 100-процентной модуляцией достигается при размере элемента разложения, который в два раза меньше ширины элементарных полосок. Иными словами, устойчиво разрешаемая пространственная частота $f_{уст} = f_{пред}/2$, где $f_{пред}$ – предельная пространственная частота, определяемая размером элемента разложения (рис. 10.16).

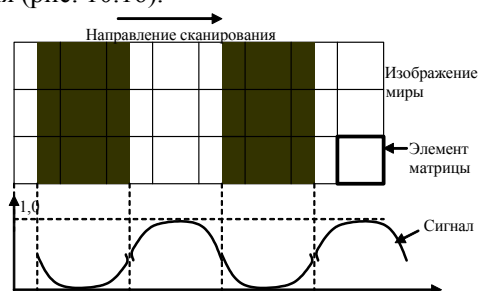


Рис. 10.16. Соотношение между размером элемента разложения и минимальной шириной мира при устойчивом динамическом разрешении

10.3. О регулировке времени экспозиции в твердотельных фотоприемниках

Современные матричные фотоприемники имеют возможность регулировки времени экспозиции в пределах кадра – электронный затвор. Действие электронного затвора поясняется на рис. 10.17.



Рис. 10.17. Принцип регулировки времени экспозиции τ при помощи электронного затвора

Уменьшение времени экспозиции (накопления) в пределах кадра позволяет визуализировать быстропеременные процессы, сопоставимые со временем действия электронного затвора, однако при этом уменьшается чувствительность системы, поскольку света на фотомшень попадает значительно меньше.

10.4. О микролинзовом массиве в твердотельных фотоприемниках

Современная технология твердотельных фотоприемников предполагает использование микролинз, располагаемых непосредственно над фоточувствительными элементами. Микролинзовый массив позволяет дополнительно увеличить освещенность фоточувствительных участков матрицы и соответственно поднять ее чувствительность. Оптимизация микролинзового массива в настоящее время достигла максимума возможностей по сбору светового потока и реализована в технологии Hyper-Had, в которой размер микролинз предельно увеличен.

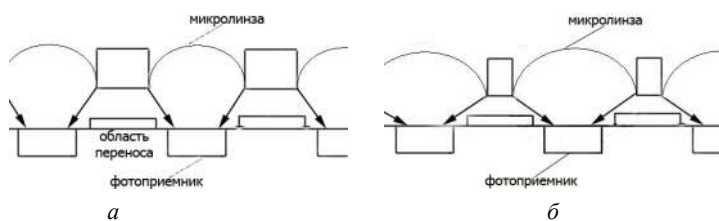


Рис. 10.18. Структура микролинзового массива:
а – стандартная; б – Hyper-Had

Контрольные вопросы

17. В чем заключается специфика и перспективы применения КМОП-фотоприемников?
18. В чем заключается специфика оценки разрешающей способности в матричных фотоприемниках?
19. В чем заключается принцип работы электронного затвора?
20. В чем заключается принцип работы микролинзового массива

При составлении лекции использована литература [2, 3].

ЛЕКЦИЯ 11

Шум процесса преобразования свет-сигнал

Рассмотрим подход, согласно которому система представляется в виде последовательности звеньев (каскадов), вносящих свой шум в формируемый сигнал. Каскады системы могут иметь коэффициенты передачи a , как большие, так и меньшие единицы, и оцениваться своим отношением сигнал-шум Ψ . Шумовые свойства каскадов весьма удобно оценивать коэффициентом мощности шума $F = \Psi_{\text{вх}}^2 / \Psi_{\text{вых}}^2$, характеризующим изменение отношения сигнал-шум в рассматриваемом каскаде. При этом общий коэффициент мощности шума определяется произведением коэффициентов мощности шума отдельных звеньев $F_{\Sigma} = F_1 \times F_2 \dots \times F_i \dots \times F_n$.

Соответственно, отношение сигнал-шум на выходе звена определяется как $\Psi_{\text{вых}} = \frac{\Psi_{\text{вх}}}{\sqrt{F}}$, а пороговый контраст на выходе звена определяется как $K_{\text{вых}} = K_{\text{вх}} \sqrt{F}$.

Ранее были рассмотрены ограничения порогового контраста (чувствительности системы), возникающие уже в фотонном канале из-за наличия в нем фотонного шума. Рассмотрим коэффициенты мощности шума и возникающие при этом ограничения в некоторых последующих звеньях процесса преобразования свет-сигнал.

Ограничение порогового контраста при фотоэлектронном преобразовании

Рассмотренная ранее детерминированная модель фотоэлектронного преобразования явно является упрощением, поскольку далеко не в полной мере отражает реальные процессы, представляя рассматриваемое звено в виде резистивного делителя. Возникает вопрос, существуют ли какие-либо ограничения для этой модели и можно ли считать коэффициент мощности шума в звене фотоэлектронного преобразования всегда равным 1?

Так, например, процессы, происходящие в твердотельном преобразователе свет-сигнал, достаточно сложны. Примем во внимание, например, тот факт, что несмотря на 100% квантовый выход, в полупроводнике имеются случайные процессы генерации и рекомбинации электронов [5]. В указанной литературе [5] приводится эквивалентная электрическая схема накопительной ячейки ПЗС. Согласно этой схеме (рис. 11.1) шум на выходе ячейки ПЗС может рассматриваться, как два независимых дробовых процесса: генерационный, когда фотоны при своем поглощении генерируют электронно-дырочные пары в объеме полупроводника, и обратный ему рекомбинационный процесс, при котором электронно-дырочные пары через некоторое время рекомбинируют, испуская фотон (или фонон) [5, с.92].

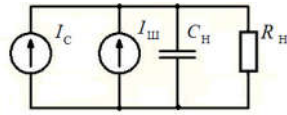


Рис.11.1. Эквивалентная схема накопительной ячейки ПЗС-фотоприемника, где I_c - ток сигнала, $I_{ш}$ - ток шума, пропорциональный току эквивалентного шумового диода, дробовой шум которого равен замещаемому, C_n и R_n – сопротивление и емкость накопительной ПЗС-ячейки

Для приблизительной оценки коэффициента мощности шума рассматриваемого звена фотоэлектронного преобразования сделаем допущение о независимости случайного процесса падения фотонов на фотомишень и случайного процесса образования фотоэлектронов при наличии рекомбинации и некоторой термогенерации. Понятно, что такое допущение должно привести к завышению оценки коэффициента мощности шума рассматриваемого звена. Однако, подобная оценка может служить ориентиром, как максимальная, для последующего уточнения. Назовем такую модель звена фотоэлектронного преобразования вероятностной.

Вероятностная модель (рис.11.2) исходит из того, что из среднего числа N_1 фотонов участвует в процессе фотоэлектронного преобразования в среднем только $N_1^* = aN_1$. Эти фотоны образуют множество $X^* = [X^*_1, X^*_2, \dots, X^*_i, \dots, X^*_n]$, причем, $X^*_1 = aX_1$, $X^*_2 = aX_2, \dots$, $X^*_i = aX_i, \dots, X^*_n = aX_n$. При квантовом выходе $\eta = 100\%$ имеем равенство математических ожиданий числа фотоэлектронов на выходе и числа фотонов, участвующих в процессе преобразования: $N_2 = N_1^* = aN_1$. Все это соответствует детерминированной модели. Однако, реализации X^* и выходные реализации Y могут различаться между собой.

Вероятностная модель, допуская возможность $Y_i > X^*_i$, т. е. возможность генерации числа фотоэлектронов большего, чем число фотонов, учитывает некоторую часть «лишних» и независимых от фотонов термогенерационных электронов. При этом случайные величины в множествах X^* и Y подчиняются статистике Пуассона. Поскольку параметр распределения для входного и выходного пуассоновского процесса остается в данной модели неизменным, то среднее число учитываемых термогенерационных электронов должно соответствовать среднему числу рекомбинированных фотоэлектронов.

При допуске о независимости случайных величин, входящих в X^* и Y следует предположить наличие суммирования их дисперсий $D(X^*) = aN_1$ и $D(Y) = N_2 = aN_1$, что определяет величину суммарного СКО σ_Σ на выходе процесса фотоэлектронного преобразования, как $\sigma_\Sigma = \sqrt{2aN_1}$, а отношение

сигнал-шум, соответственно, $\Psi_2 = \frac{N_2}{\sigma_\Sigma} = \sqrt{\frac{aN_1}{2}}$. Таким образом, согласно вероятностной модели коэффициент мощности шума в рассматриваемом звене фотоэлектронного преобразования соответствует величине $F = \frac{\Psi_1^2}{\Psi_2^2} = \frac{2}{a}$. В идеальном случае при $a = 1$ имеем $F = 2$.

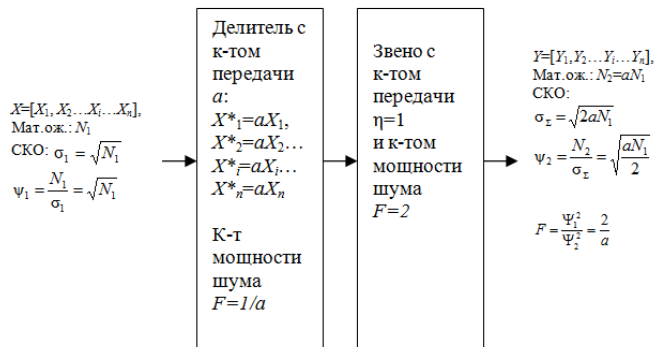


Рис.11.2. Вероятностная модель фотоэлектронного преобразования

Делая попытку вычленения процесса термогенерации, рассмотрим еще один подход к построению модели звена фотоэлектронного преобразования (модель с минимизацией, рис.11.3), который отличается от предыдущих тем, что считая распределение входных реализаций X (случайное число фотонов) и выходных реализаций Y (случайное число фотоэлектронов) соответствующим закону Пуассона, а также считая квантовую эффективность $a = const$ в пределах $0 \leq a \leq 1$, учитывается неперемное условие фотоэлектронного преобразования, заключающееся в том, что каждый фотон, участвующий в процессе преобразования, может создать не более одного фотоэлектрона. Иными словами на множествах $X^* = [X^*_1, X^*_2, \dots, X^*_i, \dots, X^*_n]$ и $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_i, \dots, Y_n]$ всегда выполняются неравенства $X^*_1 \geq Y_1, X^*_2 \geq Y_2, \dots, X^*_i \geq Y_i, \dots, X^*_n \geq Y_n$.

Отметим, что это принципиально отличается от двух предыдущих моделей, в первой из которых (детерминированная модель) предполагается соблюдение равенств $Y_1 = aX_1, Y_2 = aX_2, \dots, Y_i = aX_i, \dots, Y_n = aX_n$, а во второй (вероятностная модель) – вообще не предполагается строгого соблюдения численных соотношений между X^*_i и Y_i .

Выполнение неравенств в модели с минимизацией предполагает для множества Y смещение математического ожидания в сторону его уменьшения, т. е. $aN_2 < aN_1$. Величина смещения математического ожидания со-

ответствует коэффициенту мощности шума в рассматриваемом звене фотоэлектронного преобразования $F = \frac{N_1}{N_2}$.



Рис.11.3. Модель с минимизацией

Возникает вопрос о более точной оценке величины F . Рассмотрим следующий подход к такой оценке, вытекающий из рассмотренной выше модели с минимизацией. Формально обеспечение неравенств $X^*_1 \geq Y_1$, $X^*_2 \geq Y_2, \dots, X^*_i \geq Y_i, \dots, X^*_n \geq Y_n$ может быть сведено к выбору минимума из двух случайных реализаций пуассоновского случайного процесса. При $a=1$ таким реализациям и будут соответствовать элементы множеств X и Y . Минимизация приводит к смещению «вниз» математического ожидания N_2 выходного случайного процесса по отношению к исходному.

Еще раз подчеркнем формальность использования минимизации двух пуассоновских реализаций для моделирования выходного случайного процесса. Исходным пунктом такого моделирования является рассмотренная выше вероятностная модель, предполагающая, что фотонный и фотоэлектронный шум – это два пуассоновских процесса с одинаковыми параметрами распределения. Если рассматривать их как две случайные реализации одного и того же пуассоновского процесса, то выполнение условия не превышения числа фотоэлектронов по отношению к числу фотонов можно формально свести к выбору минимума из этих двух случайных реализаций. При этом предполагается, что характер выходного распределения в результате минимизации не меняется.

Приближенная оценка величины F путем численного моделирования алгоритма выбора минимума при $a=1$ из двух случайных реализаций X и Y из соответствующих множеств случайных величин, распределенных по закону Пуассона, проведенная в среде MATLAB, дает значение $F \approx 1,6$ в зависимости от среднего числа фотонов N_1 на элемент фотоприемника (рис.11.4) [6].

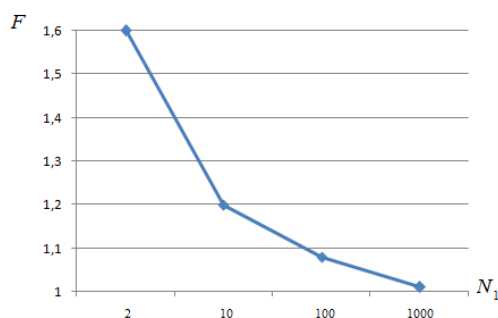


Рис.11.4. Зависимости коэффициента мощности шума фотоэлектронного преобразования F от среднего числа фотонов N_1 в элементе фотоприемника

Таким образом, модель с минимизацией показывает, что при увеличении числа фотонов на входе рассматриваемого звена фотоэлектронного преобразования до 1000 коэффициент мощности шума F стремится к 1, и различие с детерминированной моделью становится исчезающе малым. Однако, при единичном количестве фотонов, коэффициент мощности шума возрастает до величины $F \approx 1,6$, что не превышает предельного значения $F=2$, на которое указывает вероятностная модель.

Шумы ПЗС-матрицы

Выделяют флуктуационные шумы и детерминированные помехи [14]. *Детерминированные помехи* связаны, во-первых, с неоднородностями чувствительности элементов ПЗС-матрицы и неоднородностями темнового тока (генерация зарядов при отсутствии засветки матрицы), которые часто называют геометрическим шумом (точнее – фиксированным шумом: Fixed Patter Noise), и, во-вторых, с коммутационными помехами из-за наводок от импульсных напряжений на электродах матрицы. Уровень коммутационной помехи может быть достаточно велик и может занимать весь динамический диапазон сигнала.

С геометрическим шумом борются компенсационными методами, запоминая значения темнового тока и фона соответственно при закрытом от света фотоприемнике и при контрольной равномерной засветке. На основании этих значений рассчитывают коэффициенты компенсации для каждого элемента матрицы. Затем значения темнового тока вычитают из информационного сигнала и умножают на коэффициенты компенсации.

Флуктуационный шум является совокупностью шумов: фотонного, шума темнового тока, фонового заряда, переноса, установки потенциала узла детектирования в выходном устройстве (КТС-шум), выходного транзистора.

Фотонный шум не устраним принципиально, поскольку обусловлен самой природой света, испускаемого порциями – квантами, число которых на единицу поверхности в единицу времени является случайной величиной.

Темновой ток, генерируемый в элементах матрицы даже при отсутствии света вследствие теплового движения зарядов, также случаен. Этот фактор уменьшают за счет охлаждения матрицы.

Шум переноса возникает из-за случайного характера захвата и освобождения носителей заряда в потенциальных ямах (ловушках). Он зависит в основном от числа переносов, т.е. фактически от количества элементов матрицы, температуры, площади электрода. Процесс переноса характеризуют неэффективностью, которая в настоящее время за счет совершенствования технологии достигла практического минимума.

КТС-шум и коммутационную помеху устраняют при помощи так называемой схемы двойной коррелированной выборки (ДКВ).

С учетом достигнутых технологических и схемотехнических приемов основным источником шума в ПЗС-матрице можно считать шум выходного устройства (транзистора). Этот фактор шума является основным и для КМОП-фотоприемников.

11.1. Некоторые стандартные методы уменьшения флуктуационных шумов в ПЗС. Схема двойной коррелированной выборки

Схема ДКВ является стандартным методом аналоговой обработки сигнала выходного устройства твердотельного преобразователя «свет – сигнал».

Необходимость такой обработки возникает при использовании выходного устройства с так называемой плавающей диффузионной областью (см. рис. 11.5). В таком устройстве предусмотрен сброс информационного заряда перед считыванием новой информации. После сброса уровень сигнала оказывается далеко не идеально «привязанным» к уровню черного, имеются флуктуации уровня, которые в литературе называют шумами установки потенциала узла детектирования или КТС-шумом.

Термин «КТС-шум» происходит из зависимости этого шума не только от величины остаточного заряда, но и от собственной емкости выходного устройства (C), абсолютной температуры (T) и пропорциональности постоянной Больцмана (K). КТС-шум ведет к изменению средней яркости соседних элементов изображения (мерцанию).

Кроме этого, импульс сброса остаточного заряда приводит к дополнительной помехе, наблюдаемой на изображении в виде темных столбцов, поскольку он ограничивает время считывания полезной информации с выходного устройства в пределах элемента.

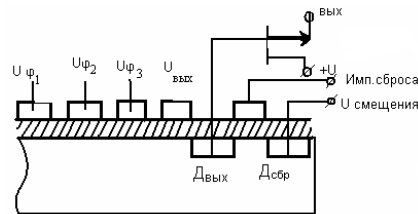


Рис. 11.5. Структура выходного устройства с плавающей диффузионной областью:

$U_{\varphi 1}, U_{\varphi 2}, U_{\varphi 3}$ – напряжение на фазах $\varphi 1, \varphi 2, \varphi 3$; $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение;

$D_{\text{вых}}$ – выходной диод; $D_{\text{сбр}}$ – диод сброса

Схема ДКВ (см. рис. 11.6) практически полностью устраняет указанные недостатки. Фактически схема ДКВ представляет собой схему управляемой фиксации и схему выборки – хранения, включенные последовательно.

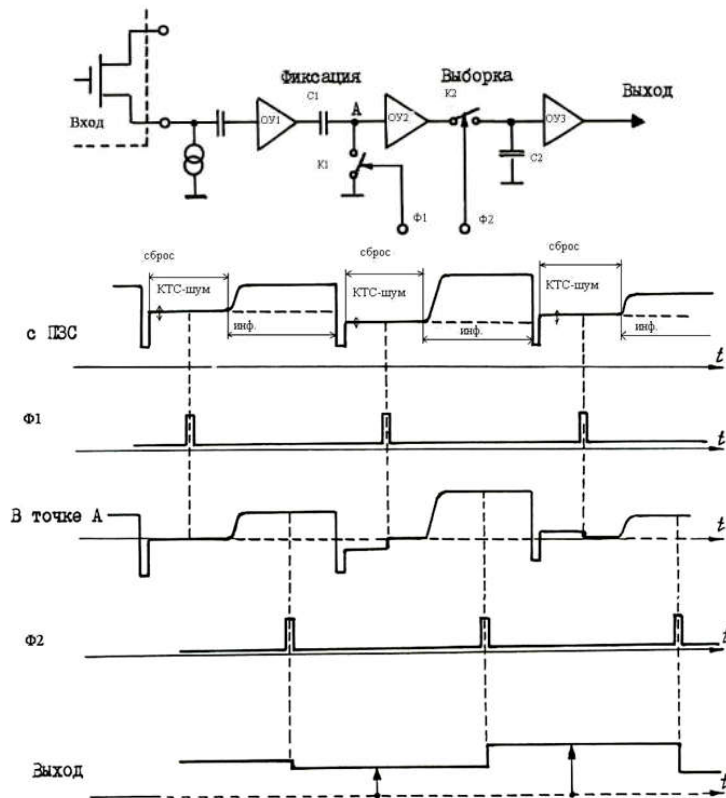


Рис. 11.6. Схема ДКВ и временные диаграммы ее работы

Рассмотрим реализацию схемы ДКВ. ОУ1–ОУ3 – буферные элементы на операционных усилителях. Сигнал с выходного устройства поступает на схему фиксации. В момент действия импульса фиксации Ф1 ключ К1 замыкается, и потенциал точки А «привязывается» к уровню «черного», например, равному 0. Импульс фиксации действует «внутри» импульса сброса, тем самым устраняются флуктуации установки потенциала (КТС-шум).

После фиксации сигнал поступает на схему выборки – хранения. В моменты, соответствующие информационной составляющей сигнала, формируют сигнал выборки Ф2. При этом ключ К2 замыкается, и конденсатор С2 заряжается или разряжается до максимального уровня сигнала в данном элементе разложения.

После прекращения действия сигнала Ф2 ключ К2 размыкается, и схема приходит в режим хранения. Большое входное сопротивление выходного буфера ОУ3 препятствует разряду емкости С2. Ключи К1 и К2 выполняются в виде аналоговых ключей на полевых транзисторах.

Схема ДКВ используется практически во всех камерах на ПЗС, а также в тех КМОП-сенсорах, где это необходимо, например, при использовании в них рассмотренного выше выходного устройства. Наличие схемы ДКВ и достигнутая технологически в настоящее время величина неэффективности переноса позволяют считать основным источником шума ПЗС-камеры шум транзистора выходного устройства.

Контрольные вопросы

21. Каким образом можно оценивать шумовые свойства каскадов телевизионной системы?
22. В чем заключается принцип работы электронного затвора?
23. В чем заключается принцип работы схемы ДКВ?
24. Чем определяется пороговый контраст получаемого изображения?

При составлении лекции использована литература [15, 16, 30].

ЛЕКЦИЯ 12

12.1. Шумы при вторичной электронной эмиссии

Шум ФЭУ

Коэффициент мощности шума ФЭУ определяется соотношением $F=\sigma/(\sigma-1)$. Так, например, уже при $\sigma=4$ имеем $F=1,33$, что означает уменьшение отношения сигнал-шум в $\sqrt{F}=1,15$ раза или на 15%, а при $\sigma=10$ имеем $F=1,11$, что означает уменьшение отношения сигнал-шум в $\sqrt{F}=1,05$ раза или на 5%.

Покажем справедливость приведенного выше выражения для коэффициента мощности шума ФЭУ, исходя из того, что дисперсия первичного фототока (на входе первого динода) определяется формулой для дробового шума $D_0 = \overline{(i - i_0)^2} = 2i_0 e F_{\text{макс}}$, где $i_0 = \frac{n_{\text{ср}} e}{\tau}$ среднее значение фототока, измеряемое за время τ , за которое образуется среднее число $n_{\text{ср}}$ электронов, имеющих заряд e , а $F_{\text{макс}}$ максимальная частота в спектре сигнала, соответствующая длительности выборки τ . При этом квадрат отношения

$$\text{сигнал-шум составит } \Psi_0^2 = \frac{i_0}{2eF_{\text{макс}}}.$$

Средний ток на выходе первого динода составит $i_1 = \sigma i_0$. Дисперсия тока на выходе первого динода $D_{1\Sigma}$ будет состоять суммарно из дисперсии усиленных им в σ раз флуктуаций первичного фототока и дисперсии D_1 флуктуаций фототока, создаваемого самим первым динодом. С учетом правила вычисления дисперсий случайной величины, умножаемой на постоянную величину $D(\sigma i) = \sigma^2 D(i)$, получим:

$$D_{1\Sigma} = \sigma^2 D_0 + D_1 = 2i_0 e F_{\text{макс}} \sigma^2 + 2i_1 e F_{\text{макс}} = 2i_0 e F_{\text{макс}} \sigma^2 + 2\sigma i_0 e F_{\text{макс}}.$$

Таким образом, $D_{1\Sigma} = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^2 + \sigma)$.

Средний ток на выходе второго динода составит $i_2 = \sigma i_1 = \sigma^2 i_0$. Дисперсия тока на выходе второго динода $D_{2\Sigma}$ будет состоять суммарно из дисперсии усиленных им в σ раз флуктуаций тока первого динода и дисперсии D_2 флуктуаций фототока, создаваемого самим вторым динодом:

$$D_{2\Sigma} = \sigma^2 D_{1\Sigma} + D_2 = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^2 + \sigma) \sigma^2 + 2i_2 e F_{\text{макс}}.$$

Следовательно,

$$D_{2\Sigma} = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^2 + \sigma) \sigma^2 + 2\sigma^2 i_0 e F_{\text{макс}} = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^4 + \sigma^3 + \sigma^2).$$

Средний ток на выходе третьего динода составит $i_3 = \sigma i_2 = \sigma^3 i_0$. Дисперсия тока на выходе второго динода $D_{3\Sigma}$ будет состоять суммарно из дис-

персии усиленных им в σ раз флуктуаций тока второго динода и дисперсии D_3 флуктуаций фототока, создаваемого самим третьим динодом:

$$D_{3\Sigma} = \sigma^2 D_{2\Sigma} + D_3 = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^4 + \sigma^3 + \sigma^2) \sigma^2 + 2i_3 e F_{\text{макс}}.$$

Следовательно,

$$D_{3\Sigma} = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^4 + \sigma^3 + \sigma^2) \sigma^2 + 2\sigma^3 i_0 e F_{\text{макс}} = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^6 + \sigma^5 + \sigma^4 + \sigma^3).$$

Аналогичным образом, средний ток на выходе последнего, m -ого динода составит $i_m = \sigma i_{m-1} = \sigma^m i_0$. Дисперсия тока на выходе последнего динода $D_{m\Sigma}$ будет состоять суммарно из дисперсии усиленных им в σ раз флуктуаций тока предпоследнего, $(m-1)$ -ого динода и дисперсии D_m флуктуаций фототока, создаваемого самим последним динодом:

$$D_{m\Sigma} = \sigma^2 D_{(m-1)\Sigma} + D_m = 2i_0 e F_{\text{макс}} (\sigma^{2m} + \sigma^{2m-1} + \sigma^{2m-2} + \dots + \sigma^{m+1} + \sigma^m).$$

Полученное выражение преобразуем в виде:

$$D_{m\Sigma} = 2i_0 e F_{\text{макс}} \sigma^m (\sigma^m + \sigma^{m-1} + \dots + \sigma^2 + \sigma + 1) = 2i_0 e F_{\text{макс}} \sigma^m \frac{\sigma^{m+1} - 1}{\sigma - 1}.$$

Учитывая, что $\sigma^{m+1} \gg 1$, имеем:

$$D_{m\Sigma} = 2i_0 e F_{\text{макс}} \sigma^m \frac{\sigma^{m+1}}{\sigma - 1} = 2i_0 e F_{\text{макс}} \frac{\sigma^{2m+1}}{\sigma - 1}.$$

Таким образом, отношение сигнал-шум на выходе ФЭУ составит:

$$\Psi_{\text{ФЭУ}} = \frac{i_m}{\sqrt{D_{m\Sigma}}} = \frac{i_0 \sigma^m}{\sqrt{2i_0 e F_{\text{макс}} \frac{\sigma^{2m+1}}{\sigma - 1}}}.$$

Соответственно, квадрат отношения сигнал-шум составит:

$$\Psi_{\text{ФЭУ}}^2 = \frac{i_0 \sigma^{2m} (\sigma - 1)}{2e F_{\text{макс}} \sigma^{2m+1}} = \frac{i_0 (\sigma - 1)}{2e F_{\text{макс}} \sigma}.$$

Тогда коэффициент мощности шума ФЭУ $F = \frac{\Psi_0^2}{\Psi_{\text{ФЭУ}}^2} = \frac{\sigma}{\sigma - 1}$, что и

требовалось доказать.

Шум МКП и ЭОП

Оценка коэффициента мощности шума вторичной электронной эмиссии и умножения электронов в каналах МКП определяется соотношением $F_{\text{МКП}} = \frac{1}{\varepsilon} \left(1 + \frac{1}{\sigma} + \frac{1 + A/\sigma}{A} \right)$, где $\varepsilon < 1$ – коэффициент потерь фотоэлектронов на входе в микроканальную пластину, $\sigma > 1$ – коэффициент вторичной электронной эмиссии, A – коэффициент умножения электронов вторичной эмиссии внутри каналов.

Случайное число фотоэлектронов, попадающих в микроотверстия пластины, характеризуется распределением Бернулли, вторичная электронная эмиссия характеризуется распределением Пуассона, а случайный процесс умножения электронов внутри каналов – распределением Фарри.

При $A \gg 1$ имеем $F_{\text{МКП}} \approx \frac{1}{\varepsilon} \left(1 + \frac{1}{\sigma} + \frac{1}{\sigma}\right) = \frac{1}{\varepsilon} \left(1 + \frac{2}{\sigma}\right)$. Исключив составляющую, характеризующую процесс умножения вторичных электронов в каналах, и считая, что потери фотоэлектронов на входе отсутствуют, имеем $F_{\Sigma} \approx \left(1 + \frac{1}{\sigma}\right)$. Типичное значение $F_{\text{МКП}}$ составляет $3 \div 4$ при соответствующих типичных значениях коэффициента вторичной электронной эмиссии $\sigma=10$ и коэффициента потерь $\varepsilon=0,4 \div 0,3$.

Данная оценка коэффициента мощности шума несколько отличается от рассмотренной выше оценки применительно к фотоэлектронному множителю: $F_{\Sigma} = \left(\frac{\sigma}{\sigma-1}\right)$. В таблице приведено количественное сравнение указанных выше оценок в диапазоне значений $\sigma=[2 \div 12]$.

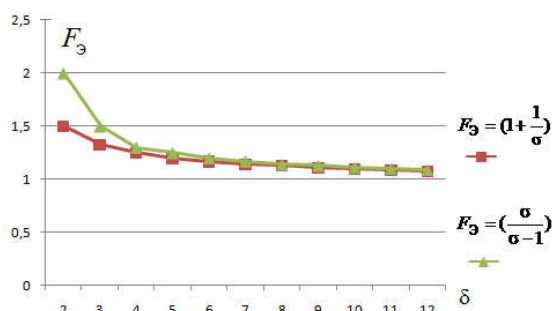


Рис.12.1. Зависимость коэффициента мощности шума вторичной электронной эмиссии F_{Σ} от коэффициента вторичной электронной эмиссии σ для двух видов оценок

На рис.12.1 приведены графики зависимостей этих оценок от коэффициента вторичной электронной эмиссии. Анализ оценок показывает, что они совпадают с точностью до 0,1 при значениях $\sigma \geq 8$. Следует также отметить, что первая оценка применима только для значений $\sigma > 1$, в то время как вторая оценка может быть использована и для других процессов, в которых $0 < \sigma \leq 1$.

Оценка коэффициента мощности шума МКП в зависимости от коэффициента σ при типичных значениях $\varepsilon=0,3 \div 0,4$ приведена в табл.12.2 и на рис.12.2, из которых видно, что за стандартную оценку коэффициента мощности шума МКП может быть взято значение $F_{\text{МКП}}=3 \div 4$.

Таблица 12.1

Оценки коэффициента мощности шума вторичной электронной эмиссии
Коэффициент мощности шума вторичной электронной эмиссии, F_{Σ} (раз)

Формула расчета	Коэффициент вторичной электронной эмиссии ($\sigma > 1$)										
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$F_{\Sigma} = (1 + \frac{1}{\sigma})$	1,5	1,33	1,25	1,2	1,17	1,14	1,13	1,11	1,1	1,09	1,08
$F_{\Sigma} = (\frac{\sigma}{\sigma-1})$	2	1,5	1,3	1,25	1,2	1,17	1,14	1,13	1,11	1,1	1,09

Таблица 12.2

Оценка коэффициента мощности шума МКП
Коэффициент мощности шума МКП, $F_{МКП}$ (раз)

Коэффициент мощности шума МКП, $F_{МКП}$ (раз)												
Формула расчета к-та шума МКП	Коэффициент вторичной электронной эмиссии ($\sigma>1$)											
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
$F_{МКП} \approx \frac{1}{\varepsilon} (1 + \frac{2}{\sigma})$	$\varepsilon=0,3$	6,7	5,5	5,0	4,7	4,4	4,3	4,2	4,1	4,0	4,0	4,0
	$\varepsilon=0,4$	5,0	4,3	3,8	3,5	3,3	3,2	3,1	3,0	3,0	3,0	3,0

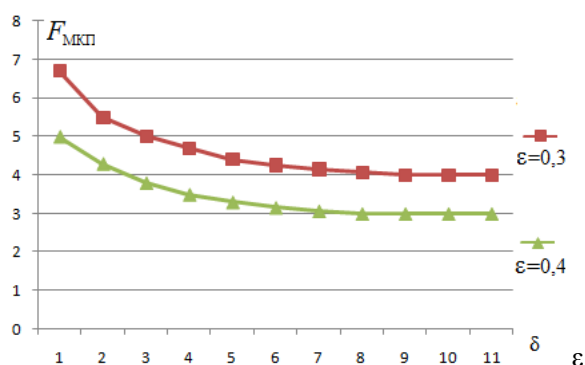


Рис.12.2. Зависимость коэффициента мощности шума МКП $F_{МКП}$ от коэффициента вторичной электронной эмиссии σ для типичных значений коэффициента потерь ϵ

Коэффициент мощности шума процесса обратного преобразования электронов в фотоны, осуществляемого в ЭОП с использованием люминофора (катодоллюминесценции), будем считать равным единице. Тогда общий коэффициент мощности шума ЭОП $F_{ЭОП} \approx F_{МКП}$

Как видно из количественной оценки, коэффициент мощности шума ЭОП равен не менее 3,0 при типичных значениях коэффициента вторичной электронной эмиссии $\sigma=10 \div 12$. Соответственно, ЭОП ухудшает отношение

сигнал-шум и пороговый контраст не менее, чем в 1,7 раза по отношению к их входному значению.

12.2. Цветные матричные преобразователи «свет – сигнал»

В современных цветных ПЗС-матрицах используется так называемая технология супер-CCD, по которой структура и расположение цветных фильтров выполнены таким образом, что зеленых элементов оказывается в два раза больше, чем красных или синих. При этом цветной пиксель (выделен жирным шрифтом) состоит из четырех субпикселей: двух зеленых, одного красного и одного синего. Такая стандартная для современных цветных ПЗС-матриц структура фильтров называется структурой Байера (рис. 12.3). Она явилась простой и дешевой альтернативой трехматричным видеокамерам. В этих видеокамерах изображение расщепляется призмой на три, каждое из которых, в свою очередь, попадает на одну из трех черно-белых ПЗС-матриц, перед каждой из матриц установлен свой фильтр основного цвета (R , G , B).

Кодирующие светофильтры могут быть выполнены на:

- 1) основных цветах R , G , B ;
- 2) дополнительных цветах $Ye = G + R$ (желтый), G (зеленый), $Cy = G + B$ (голубой).

На основных цветах обеспечивается лучшая цветопередача, на дополнительных – лучшая чувствительность, так как прозрачность светофильтров выше.

К	З	К	З	К	З
З	С	З	С	З	С
К	З	К	З	К	З
З	С	З	С	З	С

Рис. 12.3. Структура Байера

Структура Байера в многосигнальных ФЭП выполняется или на основных цветах R , G , B , G , или на дополнительных цветах Cy , Mg , Ye , G , где Mg – маджента (оранжевый).

В модификации структуры Байера один из зеленых пикселей заменен на светло-голубой (R , G , B , E , где E – emerald – изумрудный), что улучшает качество цветопередачи сине-зеленых и красных оттенков.

Структура требует цветовой интерполяции, чтобы получить значения R , G , B для каждого элемента ФЭП. Это приводит к неизбежным искажениям цвета в мелких деталях. Например, мелкая белая точка на черном фоне может случайно попасть на синий элемент и будет представлена синим цветом.

Такие искажения называются алиасингом. Они устраняются методами коррекции, в которых используются итерационные (многопроходные) алгоритмы – антиалиасинг.

Таким образом, достоинства структуры Байера – простота и дешевизна. Недостатком является резкое падение разрешающей способности, так как одна цветная точка формируется из четырех субпикселей. Кроме этого, при выделении яркостного сигнала появляются ложные цветные окантовки (*алиасинг*), что приводит к потере точности цветопередачи.

Для устранения недостатков применяют дополнительную обработку видеосигнала (*антиалиасинг*) с помощью различных алгоритмов цветовой интерполяции, получая значение недостающих цветов, интерполируя имеющиеся значения, а затем осуществляя НЧ-фильтрацию для подавления артефактов цветовой интерполяции, проявляющихся в виде цветового муара (мелкоструктурной цветовой сетки) или окантовок изображения.

Интерполяция основана на таком свойстве зрения, как низкая чувствительность к мелким цветным деталям (рис.12.4). Причем зрение менее чувствительно к диагональным линиям, чем к вертикальным и горизонтальным (в природных и искусственных объектах также преобладают вертикальные и горизонтальные линии – деревья, трава, здания, текст). Сущность интерполяции заключается в том, что размер зеленых пикселей искусственно увеличивают в 1,5 раза, ориентируя их диагонали по горизонтали и вертикали. В результате части увеличенных зеленых пикселей распространяются на соседние красные и синие пиксели. Красные и синие пиксели ориентации не меняют, но их размер увеличивают в 2 раза. В результате части увеличенных красных пикселей искусственно распространяются на соседние синие и зеленые пиксели, а части увеличенных синих, соответственно, – на соседние красные и зеленые.

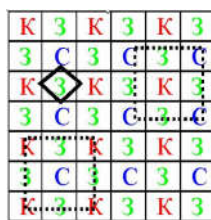


Рис. 12.4. Изменение пикселей при интерполяции

Такой прием позволяет раскрасить каждый отдельный пиксель с известной степенью достоверности. Однако в результате интерполяции разрешение в зеленом канале ухудшается в 1,5 раза, а в синем и красном – в 2 раза. Существует ряд улучшений структуры Байера, в частности, производят ее разворот на 45°, в результате чего диагональные линии становятся горизонтальными и вертикальными. Поскольку диагональное интерполи-

рованное разрешение выше, чем по горизонтали и вертикали, то такой прием несколько компенсирует потерю разрешения от интерполяции.

Другой вариант улучшения структуры Байера заключается в создании гексагональной структуры по типу пчелиных сот (рис. 12.5). В результате получается дополнительно эффект повышения чувствительности и отношения сигнал/шум. Кроме этого, достигаются некоторые технологические удобства, связанные с пленочными технологиями. В гексагональной структуре горизонтальный размер зеленого пикселя при интерполяции не изменяется, и, следовательно, разрешение по горизонтали в зеленом, в отличие от классической структуры Байера, не ухудшается.

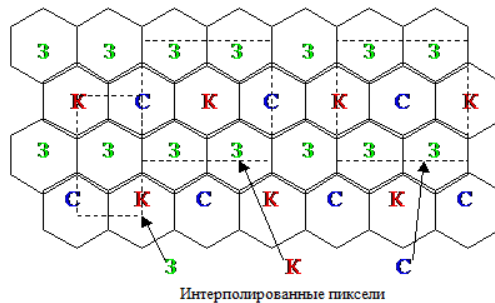


Рис.12.5. Гексагональная структура и вид интерполированных пикселей

Контрольные вопросы

1. Чем определяется коэффициент мощности шума ФЭУ?
2. Чем определяется коэффициент мощности шума МКП и ЭОП?
3. В чем заключаются преимущества и недостатки одноматричных цветных телевизионных камер?

При составлении лекции использована литература [1, 2, 7, 19].

ЛЕКЦИЯ 13

13.1. Преобразование «сигнал – свет». Като�люминесценция и люминофоры

Существует ряд способов преобразования электрических сигналов в свет. Один из них заключается в применении люминофоров – специальных веществ, светящихся под действием электронной бомбардировки. Это явление называется като�люминесценцией. Основная часть энергии электронов уходит в тепло, лишь незначительная часть (несколько процентов) – на возбуждение атомов кристаллов.

Для изготовления экранов электронно-лучевых трубок (ЭЛТ) используют люминофоры с наиболее сильной като�люминесценцией (силикаты, оксиды и сульфиды цинка, кадмия и некоторых других металлов). Излучение повышается при добавлении активаторов (медь, серебро, марганец). Спектр люминофоров является сплошным из-за множества уровней энергии. Комбинацией люминофоров создают как белое, так и цветное свечение.

Накачка (возбуждение) люминофора происходит практически мгновенно. Яркость свечения падает сначала быстро, затем медленно (рис. 13.1). Люминофоры характеризуются так называемым временем послесвечения. Для кинескопов это время должно быть меньше времени кадра, иначе за движущимся предметом будет тянуться светлый след.

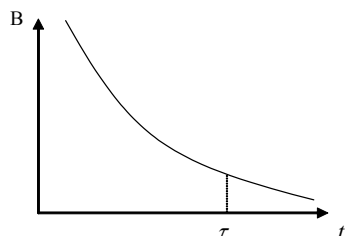


Рис. 13.1. Изменение яркости свечения люминофора после возбуждения:
 τ – время послесвечения

13.2. Принцип работы кинескопа

Об электронной оптике

В ЭЛТ (кинескопах) используются электронные лучи. Их необходимо фокусировать, т. е. создавать как можно более тонкий пучок. Существует аналогия между световым и электронным лучами. Можно считать, что при пересечении они так же, как и световые, не влияют друг на друга, поскольку плотность электронов достаточно мала. Разница в том, что в отличие от фотонов электронами можно управлять с помощью электронных и магнитных полей.

Так, например, для параллельного переноса электронного изображения необходимо магнитное поле с параллельными силовыми линиями (рис. 13.2). Этот принцип лежит в основе простейшего электронно-оптического преобразователя (ЭОП) (рис. 13.3).

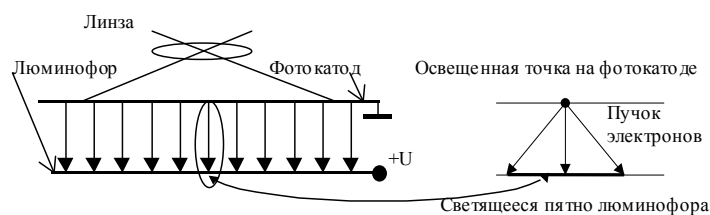


Рис. 13.3. Простейший способ электронного переноса изображения

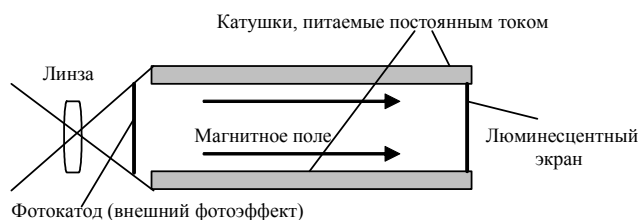


Рис. 13.3. Простейший ЭОП

Аналогично оптическим линзам можно создать электронные линзы (рис. 13.4), которые образованы эквипотенциальными поверхностями, создаваемыми силовыми линиями электрического или магнитного поля.

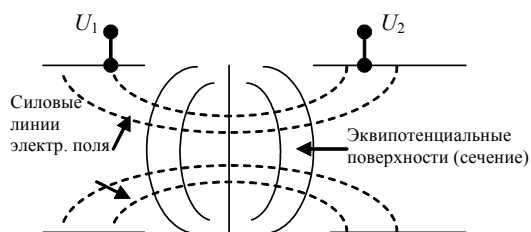


Рис. 13.4. Электронная линза

Об управлении электронным лучом в кинескопах

В любом кинескопе используются электронные прожекторы (или электронные пушки), создающие узкий пучок электронов, фокусируемый на экране. Отключение луча осуществляется электрическим или магнитным полем. Используются так называемые отклоняющие системы (ОС), формирующие структуру магнитного поля, которая позволяет обеспечить зна-

чительный размер изображения по диагонали 72 см и более практически на плоском экране со спрямленными углами.

Кинескопы, кроме электронных прожекторов, содержат модуляторы – управляющие электроды, позволяющие изменять ток луча, а, следовательно, и яркость свечения экрана, а также аноды, напряжение на которых заставляет электроны двигаться к люминесцирующему экрану.

Цветные кинескопы содержат три электронных прожектора, управляемые тремя модуляторами, на которые подаются соответствующие сигналы R , G и B , и имеют более сложную конструкцию, обусловленную необходимостью обеспечения попадания каждого из лучей на люминофор своего цвета.

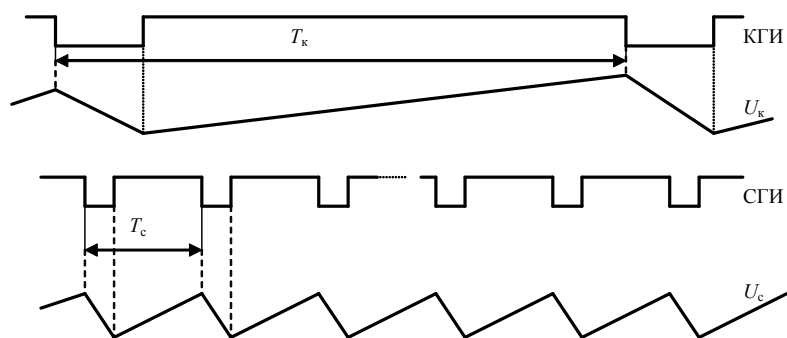


Рис. 13.5. К принципу формирования развертки в отклоняющей системе ЭЛТ:
КГИ, СГИ – кадровые и строчные синхроимпульсы;
 U_k и U_c – пилообразные напряжения для работы кадровых и строчных катушек отклоняющей системы кинескопа

Экран цветных кинескопов выполнен в виде чередующихся цветных люминофорных элементов, например, полосок (штрихов). Кинескопы для обеспечения попадания электронных лучей на свои триады (три рядом расположенных штриха R , G , B) имеют, так называемые, маски и дополнительные электростатические устройства (устройства сведения лучей).

Однако, в настоящее время кинескопы практически вытеснены плоскими жидкокристаллическими и плазменными экраны, в которых также реализуется принцип аддитивного сложения цветов. Кратко остановимся на особенностях их конструкций.

13.3. Принцип работы жидкокристаллических экранов

Жидкими кристаллами называют вещества, обладающие как свойствами жидкости, так и свойствами твердого тела. В жидкокристаллических (ЖК) экранах (в английской аббревиатуре – LCD – Liquid Crystal Device) используется свойство жидких кристаллов изменять свою ориентацию в простран-

стве под действием электрического напряжения. В свою очередь, упорядоченная молекулярная структура позволяет изменять поляризацию света, проходящего через нее. Ячейки жидких кристаллов образуют прямоугольную ЖК-матрицу (панель). Сама ЖК-панель не является источником света. Она пропускает свет, излучаемый неоновой лампой.

Каждый элемент ЖК-панели с так называемой активной матрицей (в английской аббревиатуре – TFT LCD) имеет свой управляющий транзистор, выполненный по тонкопленочной технологии (Thin Film Transistor). На входы тонкопленочных транзисторов последовательно, в соответствии с законом развертки, подается сигнал изображения, а выходные напряжения транзисторов позволяют менять угол поляризации кристаллов ячеек ЖК-матрицы.

После первого управляемого поляризационного фильтра ставится второй поляризационный фильтр с углом поляризации, перпендикулярным углу поляризации первого фильтра в условиях отсутствия управляющего сигнала. Таким образом, при отсутствии управляющего сигнала свет от лампы не проходит через систему поляризационных фильтров, а при наличии управляющего напряжения происходит изменение угла поляризации в пределах 90° и, соответственно, изменение интенсивности проходящего света. При совпадении углов поляризации свет беспрепятственно проходит через поляризационные фильтры. Данный общий принцип работы TFT LCD-экранов иллюстрируется на рис. 13.6.

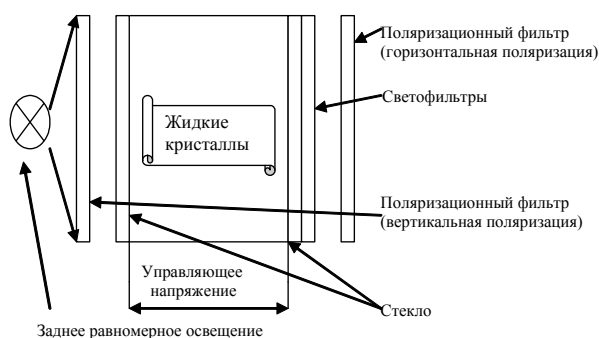


Рис. 13.6. Упрощенная конструкция ЖК-экрана

Цветной TFT-пиксель состоит из трех субпикселей, содержащих соответственно красный, зеленый и синий светофильтры. Субпиксели интегрированы в стеклянную основу и расположены близко к друг другу. Так, например, TFT LCD-экран 18,1" с разрешением 1280×1024 точек содержит в три раза больше субпиксельных элементов, а именно 3840×1024 , каждый из которых имеет свой управляющий тонкопленочный транзистор, при шаге примерно 0,011" (или 0,28 мм).

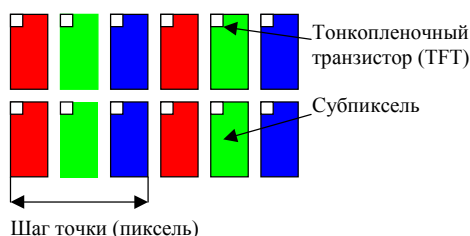


Рис. 13.7. Строение пикселя TFT

Поляризация, лежащая в основе работы ЖК-экранов, имеет главный недостаток – сокращение угла обзора экрана. В настоящее время имеется несколько технологий, позволяющих значительно уменьшить этот недостаток и обеспечить угол обзора со стандартных 90° до $140\text{--}170^\circ$. Увеличение угла обзора, как правило, связано с увеличением времени отклика пикселя (инерционность), уменьшением контрастности изображения, увеличением стоимости экрана. С технической точки зрения угол обзора до 160° (практически как у ЭЛТ) при времени отклика 20 мс (соответствует частоте 50 Гц) является приемлемым решением, обеспечивающим достаточное качество воспроизведения видеосюжетов.

13.4. Принцип работы плазменных экранов

Работа плазменного экрана (панели) заключается в управлении холодным разрядом разреженного газа (ксенона или неона), находящегося в ионизированном состоянии (холодная плазма). Цветной пиксель, формирующий отдельную точку изображения, как и в предыдущем случае, состоит из трех субпикселей, ответственных за три основных цвета. Каждый субпиксель представляет собой отдельную микрокамеру, на стенках которой находится люминофор соответствующего цвета свечения.

Субпиксели находятся в узлах прямоугольной сетки, образованной прозрачными металлическими электродами (рис. 13.8). При сканировании электрическим напряжением строк и столбцов прямоугольной сетки в газоразрядных ячейках возникает свечение, интенсивность которого пропорциональна величине управляющего напряжения (величине сигнала изображения). Максимум излучения газового разряда находится в ультрафиолетовой области спектра. В свою очередь, люминесцентное покрытие в зоне разряда под воздействием ультрафиолетового излучения начинает светиться в видимом диапазоне спектра, что и воспринимает наблюдатель. Ультрафиолетовая составляющая, вредная для глаз, поглощается защитным наружным стеклом.

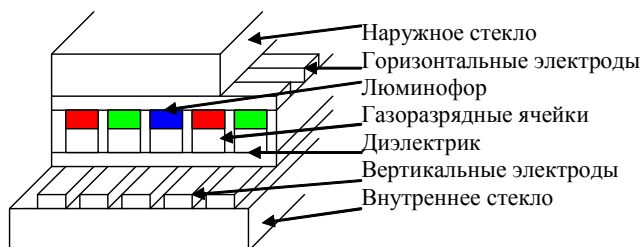


Рис. 13.8. Упрощенная конструкция плазменной панели

Таким образом, принцип действия плазменной панели основан на электролюминесценции газа, интенсивность свечения которого пропорциональна управляющему сигналу (сигналу изображения) и последующей фотолюминесценции цветных люминофоров, возбуждаемой газоразрядным свечением.

13.5. Автоэмиссионные панели

В автоэмиссионных панелях (Field Emission Display, FED) (см. рис. 13.9) используется явление электролюминесценции. Возбуждение люминофоров осуществляется электронами, генерируемыми автоэлектронными эмиттерами игольчатого типа. Панель имеет несколько слоев, располагаемых на подложке. Первый слой – катоды с игольчатыми эмиттерами, второй слой – управляющие электроды. Между полосковыми катодами и управляющими электродами имеется воздушный зазор. Третий слой – полосы люминофоров (*RGB*). Вся конструкция закрыта защитным стеклом. Толщина панели составляет 10 мм.

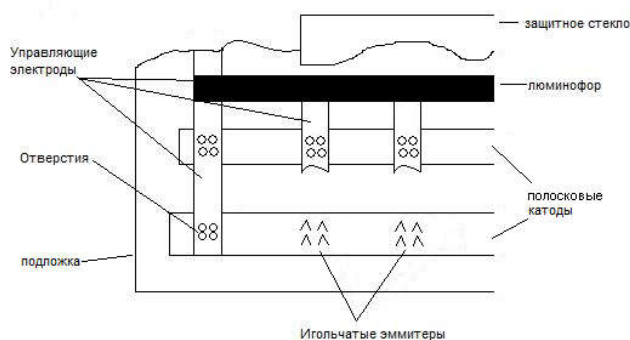


Рис. 13.9. Конструкция автоэмиссионной панели

Каждому эмиттеру соответствует отверстие в управляющем электроде. При подаче напряжений на соответствующий катод и управляющий

электрод в точке их пересечения возникает разность потенциалов, которая приводит к увеличению плотности тока на остриях эмиттеров. Адресация и, соответственно, активизация эмиттеров осуществляется последовательно по закону развертки. Электроны с эмиттеров через отверстие в управляющем электроде попадают на люминофор, нанесенный на полосы.

Достоинства автоэмиссионных панелей следующие: высокая яркость, малая инерционность, большой угол обзора.

13.6. Светодиодные экраны и видеопроекторы

Для создания больших экранов в настоящее время используют матричные панели на светодиодах LED (Light Emitting Diode), а также видеопроекторы. Существуют различные варианты видеопроекторов, основанные на использовании кинескопов с большой яркостью изображения и светосильной оптики. Кинескоп в данном случае является источником света. Существуют видеопроекторы с использованием ЖК-модуляторов. В них источник света – мощная лампа. Свет от лампы через конденсор модулируется ЖК-матрицей, управляемой видеосигналом, и через объектив проецируется на экран. Имеются видеопроекторы, основанные на использовании лазеров. Они включают в себя когерентные источники света, модуляторы и устройства развертки лазерного пучка (дефлекторы). Практически видеопроекторы относятся в большей степени к области цифрового кинематографа.

13.7. Применение ЭВМ для просмотра и записи изображений

Современный этап развития телевизионной техники характеризуется широким использованием средств вычислительной техники и компьютерных технологий для получения, обработки, хранения изображений. В этой связи часто проводят аналогию между системой «телекамера – компьютер» и системой «глаз – мозг», говоря о том, что если глаз – вынесенная на периферию часть головного мозга, то телекамера – вынесенная на периферию часть компьютера.

Тем не менее исторически телевизионные стандарты, идущие от систем телевидения, несколько разошлись с компьютерными стандартами, в которых изначально была предусмотрена повышенная частота кадров с целью уменьшения нагрузки на зрение. Существующие стандарты цветного телевидения также создают определенные проблемы для компьютерной графики. Существуют компромиссы между количеством передаваемой информации и скоростью ее передачи и, следовательно, между пропускной способностью канала связи и разрешающей способностью системы.

Для ввода изображений в ЭВМ необходимо, во-первых, осуществить аналого-цифровое преобразование («оцифровку») видеосигнала, поступающего с телевизионной камеры. Оцифровка видеосигнала осуществляется в

соответствии с теоремой отсчетов путем дискретизации по времени через интервалы $t = 1/2f_{\max}$, где $f_{\max}$ – максимальная частота спектра сигнала при одновременной дискретизации (квантовании) по амплитуде. Обычно динамический диапазон изменения видеосигнала разбивается на 2^n градаций яркости. С учетом полной незаметности для глаза яркостных перепадов, возникающих в результате квантования сигнала с плавным изменением яркости, выбирается $n = 8$, т.е. используется 8-разрядное двоичное кодирование амплитуды видеосигнала, соответствующее 256 градациям яркости (рис. 13.10).

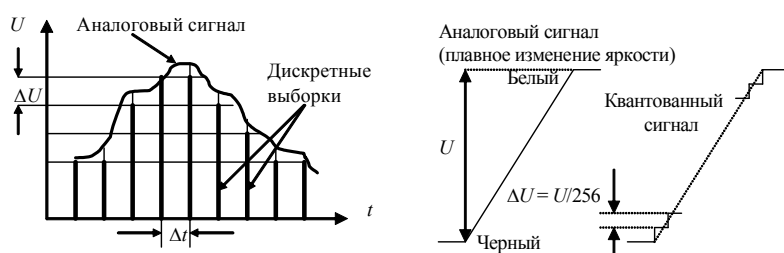


Рис. 13.10. К оцифровке видеосигнала

Соответственно для изображения в полноценном цвете необходимо обеспечить передачу не менее 24 бит на пиксель, т.е. по 8 бит на каждый из основных цветов R , G и B . Рассмотрим аппаратную часть ЭВМ, участвующую в процессе отображения видеoinформации по упрощенной структурной схеме (рис. 13.11).

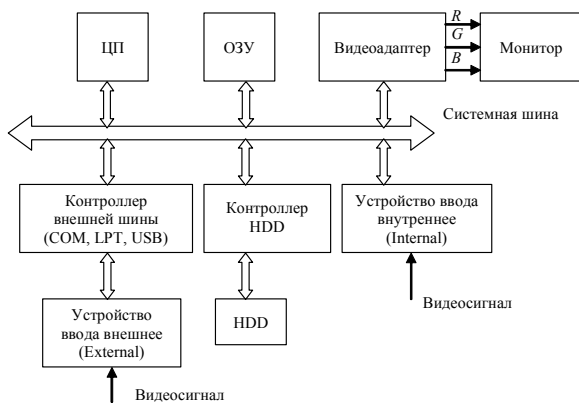


Рис. 13.11. Элементы ЭВМ, участвующие в процессе ввода, хранения и вывода изображения на дисплей:

ЦП – центральный процессор; HDD – жесткий диск;
ОЗУ – оперативное запоминающее устройство

Работа блоков осуществляется под управлением программы, выполняемой центральным процессором (ЦП). В силу иерархической структуры ЭВМ программа более высокого уровня в процессе ее выполнения обращается к программам, управляющим работой устройств, – драйверам. В свою очередь, драйверы могут обращаться к программам еще более низкого уровня, в том числе жестко «прошитым» в ПЗУ соответствующих контроллеров, чем обеспечивается высокая скорость выполнения наборов стандартных операций.

Процесс ввода изображений может быть упрощенно представлен следующим образом. При использовании внешнего устройства ввода изображений ЦП управляет контроллером внешней шины, который принимает данные от внешнего устройства видеозаписи и размещает их в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) с последующей передачей в видеобуфер видеоадаптера для отображения на мониторе. Видеобуфер представляет собой быстродействующее ОЗУ, предназначенное специально для размещения графической информации (изображений) и ее аппаратного считывания с последующим преобразованием в аналоговые *R*-, *G*-, *B*-сигналы, которые подаются на соответствующие управляющие электроды монитора. При необходимости записи изображения в файл ЦП перемещает данные из ОЗУ на жесткий диск (HDD), управляя соответствующим контроллером.

При открытии файла изображения процесс идет в обратном направлении. Центральный процессор через системную шину обращается к жесткому диску, считывает с него цифровые данные, размещает их в ОЗУ, а затем и передает в видеобуфер видеоадаптера.

Если используется внутреннее устройство ввода, то ЦП под управлением программы обращается по определенному протоколу обмена к устройству ввода, которое является специализированным контроллером (контроллер мультимедиа), подключаемым непосредственно к системной шине ЭВМ. Для такого контроллера возможны два режима работы: режим программного и режим аппаратного просмотра изображения. В режиме программного просмотра (Preview) процесс вывода изображения на монитор аналогичен рассмотренному выше. В режиме аппаратного просмотра (Overlay) при соответствующих аппаратных ресурсах видеоадаптера возможна передача данных через системную шину напрямую из контроллера мультимедиа в видеоадаптер. В этом случае обеспечивается максимальная скорость передачи изображения и его отображения на экране монитора. В отличие от режима Preview, при котором достаточно сильно заметна дискретность кадров изображения, в режиме Overlay на экране монитора обеспечивается воспроизведение так называемого «живого» видео в темпе поступления видеосигнала.

Универсальные внешние шины типа USB обеспечивают высокую скорость передачи данных и позволяет вводить полноформатное телевизионное изображение практически в реальном времени. Внешняя шина

удобна для подключения к компьютеру. Однако внутренняя шина (PCI) имеет преимущества по быстродействию обмена и является более помехозащищенной. Из этих соображений внешние устройства ввода следует применять только для переносных компьютеров (ноутбуков). Однако, и для ноутбуков возможно применение специальных устройств ввода, устанавливаемых в гнезда PCMCIA, за счет чего также повышается помехоустойчивость системы в целом.

Полноценное воспроизведение полутонов и оттенков цветности обеспечивают программные настройки экрана, имеющиеся в операционной системе Windows и соответствующие 24 или 32 битам RGB на элемент изображения (True Color). Это означает наличие 8-разрядного кодирования каждого из трех сигналов цветности, что соответствует 256 уровням квантования по амплитуде. При 32 битах дополнительно 8 разрядов кодирует сигнал яркости Y . Для обеспечения разрешающей способности телевизионного стандарта в настройках необходимо задавать область экрана, равную не менее 800×600 элементов, соответственно видеоадаптер ЭВМ должен поддерживать данные режимы работы и обеспечивать требуемую производительность.

В дополнительных свойствах экрана задается частота его обновления, которая обычно может изменяться от 60 до 100 Гц и оптимизироваться под возможности системы. В общем случае целесообразно устанавливать режим обновления экрана, определяемый видеоадаптером автоматически.

В дополнительных свойствах экрана имеется возможность задать величину аппаратного ускорения видеоадаптера, т. е. максимизировать использование его аппаратных ресурсов при воспроизведении полутоновой графики. При возможности рекомендуется использовать полное аппаратное ускорение. Обычно видеоадаптеры имеют дополнительные свойства, которые позволяют осуществлять программное управление балансом белого путем изменения соотношения сигналов основных цветов R , G и B .

Контрольные вопросы

1. В чем заключается принцип работы кинескопа?
2. В чем заключается принцип работы жидкокристаллического экрана?
3. В чем заключается принцип работы плазменной панели?
4. В чем заключается принцип работы автоэмиссионной панели?
5. На чем основана работа видеопроекторов?
6. Какие особенности имеет процесс отображения видеоинформации на дисплее ЭВМ?

При составлении лекции использована литература [1, 2].

ЛЕКЦИЯ 14

14.1. Стандартные методы обработки изображений

Методы обработки изображений можно условно разделить на *аналоговые* и *цифровые*. Аналоговые методы предполагают обработку непрерывно изменяющихся во времени напряжений, а цифровые – обработку дискретных двоичных отсчетов видеосигнала.

В свою очередь, каждый из них можно разделить на *внутрикадровые* и *межкадровые* методы обработки. Внутрикадровые методы предполагают анализ значений видеосигнала от смежных элементов в одном кадре изображения. Межкадровые методы предполагают анализ значений видеосигнала от соответствующих элементов последовательности кадров изображений.

С точки зрения выполняемых при этом преобразований методы обработки можно разделить на линейные и нелинейные.

Рассмотрим сущность основных применяемых методов обработки изображений.

14.2. Методы внутрикадровой обработки

Методы внутрикадровой обработки можно, в свою очередь, условно разделить на методы, связанные с изменением амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), и методы, связанные с преобразованием яркости.

Изменение АЧХ

Наиболее часто используется низкочастотная (НЧ) фильтрация и высокочастотная (ВЧ) коррекция.

НЧ-фильтрация заключается в подавлении высокочастотных составляющих спектра видеосигнала. В результате подавляются как шумы, так и мелкие детали в изображении, а следовательно, уменьшается разрешающая способность системы. НЧ-фильтрация сглаживает перепады яркости в изображении (интегрирование), что эквивалентно оптической расфокусировке изображения (рис. 14.1).



Рис. 14.1. Иллюстрация действия НЧ-фильтра

ВЧ-коррекция является одним из видов апертурной коррекции. Подчеркиваются мелкие детали в изображениях контура, картинка кажется более четкой. Однако возможно возникновение ложных контуров в результате усиления мелкоструктурного шума (рис. 14.2).

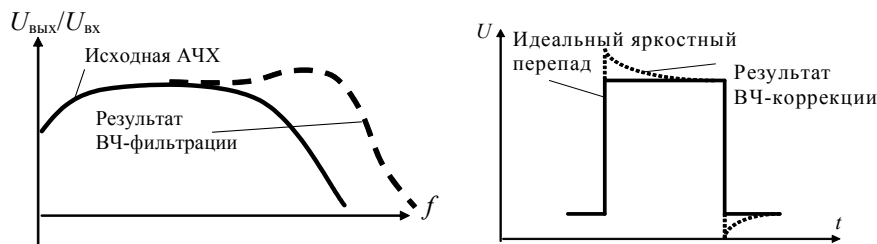


Рис. 14.2. Иллюстрация действия ВЧ-коррекции

Преобразование яркости

К методам преобразования яркости относится широко используемая *гамма-коррекция* (γ -коррекция) сигнала изображения. Так, например, компенсация нелинейности световых характеристик передающих трубок, в которых используется эффект накопления, может быть осуществлена автоматически в кинескопах. В результате общая характеристика линеаризируется (рис. 14.3).

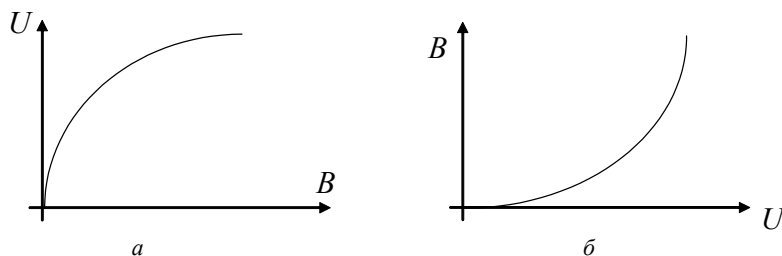


Рис. 14.3. Световые характеристики:
а – передающей трубки; б – кинескопа

ПЗС-матрицы имеют линейную световую характеристику. В результате при подаче сигнала от ПЗС-матрицы на кинескоп нелинейность результирующей характеристики будет определяться нелинейностью характеристики кинескопа.

Вместе с тем часто бывает, что интересующие нас детали изображения имеют некоторый определенный диапазон яркостей, например, если они в основном темные. В этом случае полезно усилить малый сигнал, соответствующий темным участкам (т.е. полезно сделать их светлее), в большей степени, чем большой. Это также может быть сделано с помощью γ -коррекции, при которой выходной сигнал формируется в соответствии с

выражением $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}^\gamma$. Число γ называется коэффициентом контрастности. При $\gamma = 1$ характеристика линейная. Все усиливается пропорционально $U_{\text{вх}}$ с коэффициентом пропорциональности K . При $\gamma \neq 1$ характеристика нелинейная. Светлые детали усиливаются больше, чем темные, если $\gamma > 1$. Если $\gamma < 1$, то, наоборот, темные детали усиливаются больше, чем светлые. Таким образом, для детального восприятия нелинейность оказывается полезной.

По закону Вебера – Фехнера ощущение приращения яркости пропорционально ее логарифму: $\lg U_{\text{вых}} = \lg(KU_{\text{вх}}^\gamma) = \lg K + \gamma \lg U_{\text{вх}}$. Пусть $K = 1$, следовательно, $\lg K = 0$ и тогда $\lg U_{\text{вых}} = \gamma \lg U_{\text{вх}}$. Это означает, что нелинейность γ -характеристики сохраняет равномерную шкалу яркостей для визуального восприятия. При этом ступени такой яркостной шкалы имеют равную контрастность.

Обычно используется значение $\gamma = 1,5\text{--}2$ в зависимости от сюжета. Для получения γ -характеристики обычно используют кусочно-линейный метод аппроксимации, задавая коэффициент усиления с помощью делителей напряжения на резисторах (рис. 14.4).

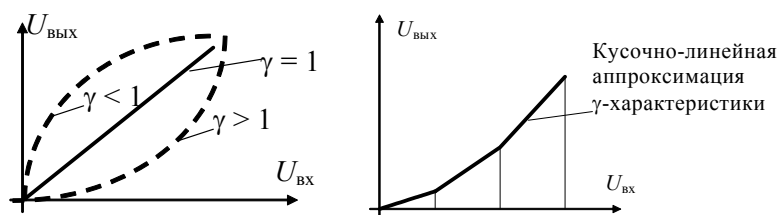


Рис. 14.4. Иллюстрация принципа γ -коррекции

Другими методами преобразования яркостей являются *амплитудная селекция* и *яркостная коррекция*.

Амплитудная селекция эффективна в тех случаях, когда полезная (целевая) информация в изображении заключается выше определенного уровня яркости. Иными словами, нас не интересуют детали темного фона. Так, например, при исследовании изображений продуктов ПЦР в гелях интерес представляют люминесцирующие на темном фоне фрагменты, а сам фон интереса не представляет. Суть амплитудной селекции поясняется на рис. 14.5. Все, что находится выше некоторого порогового уровня U_0 , проходит на выход селектора, а все, что находится ниже, – нет.

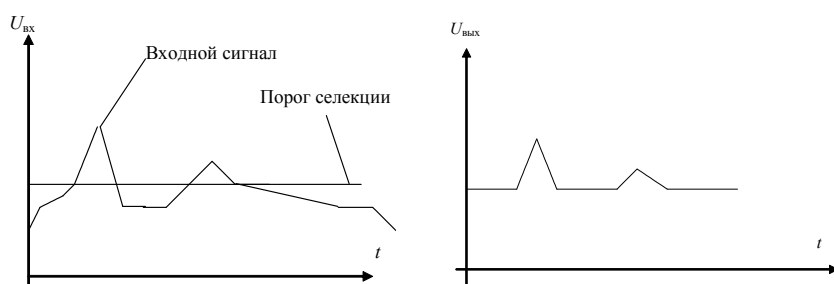


Рис. 14.5. Иллюстрация принципа амплитудной селекции

Яркостная коррекция позволяет повысить контраст изображения. Суть яркостной коррекции заключается в том, что некоторый выбранный участок динамического диапазона сигнала пропорционально «растягивается» на весь диапазон (или на некоторую его часть). В этом случае темное становится еще темнее, вплоть до черного, а светлое – еще светлее, вплоть до белого. Все промежуточные значения яркостей пропорционально размещаются в новых границах (рис. 14.6).

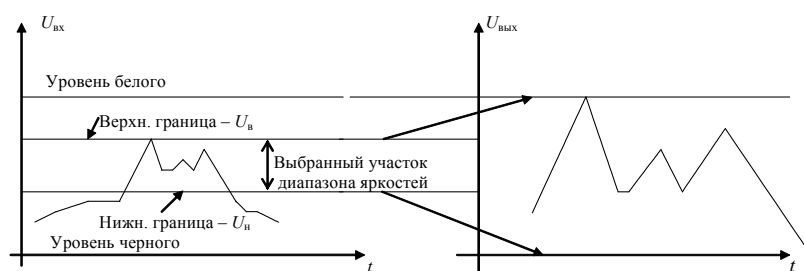


Рис. 14.6. Иллюстрация принципа яркостной коррекции

В аналоговом виде это реализуется за счет задания двух постоянных напряжений U_v и U_n , определяющих верхнюю и нижнюю границы преобразуемого участка. С помощью схем фиксации U_n «привязывается» к уровню «черного», а затем сигнал усиливается до уровня «белого».

Эффект яркостной коррекции ограничивается шумами в сигнале, поскольку в результате усиления вместе с контрастностью объекта растут и шумы. Поэтому яркостная коррекция наиболее эффективна при высоком отношении сигнал/шум. Вместе с этим следует иметь в виду интегрирующие свойства зрения человека, которые позволяют выявлять характерные детали даже в сильно зашумленном изображении. При статическом характере сюжета аналоговая коррекция яркости весьма полезна перед последующим цифровым накоплением изображения, эффективно подавляющим шумы. Цифровое накопление и эффективность его сочетания с предварительной аналоговой яркостной коррекцией будет показана ниже.

К аналоговой обработке следует отнести *изменение полярности* видеосигнала (*инверсия*). Изменение полярности изображения оказывается полезным, поскольку глаз человека на сером фоне лучше воспринимает темные объекты, чем белые. В некоторых случаях, например при визуализации люминесцирующих объектов (светлые объекты на темном фоне), инверсию изображения применяют с целью экономии чернил в картриджах принтеров при документировании.

На практике при визуализации часто оказывается полезным плавное взаимное замещение позитивного изображения негативным, и наоборот. При этом на границе перехода через позитив – негатив, т.е. при взаимном вычитании сигналов положительной и отрицательной полярности, может наблюдаться так называемый псевдорельеф изображения (рельефная оконтуренность), возникающий вследствие их неполного вычитания. Псевдорельеф может нести полезную информацию о структуре объектов на изображении.

Необходимо иметь в виду, что при использовании полного телевизионного сигнала (ПТС) его простая инверсия для получения негатива или позитива невозможна, так как она приведет к изменению полярности синхроимпульсов и нарушению синхронизации приемного устройства. Поэтому отдельно инвертируют выделенный из ПТС сигнал яркости и замещают в него сигналы синхронизации.

Цифровая внутрикадровая пространственная обработка изображений

В основе цифровой внутрикадровой пространственной обработки изображений лежит фильтрация элементов изображения, попадающих в скользящее в направлении сканирования окно с размерами $p = m \times n$ элементов, причем $p = 2k + 1$, где $k = 1, 2 \dots N$. Таким образом, размер окна равен нечетному числу элементов. При $m = n$ фильтрация двумерная, а окно является квадратным: 3×3 , 5×5 , 7×7 и т.д. элементов. Если $m = 1$ (или $n = 1$), то фильтрация одномерная, т.е. осуществляется только вдоль строки (по горизонтали) или вдоль кадра (по вертикали). Размер окна определяет степень обработки (эффект). Чем больше размер окна, тем больше различий между исходным и обработанным изображением. При фильтрации осуществляют операции над элементами, попавшими в окно, и заменяют центральный элемент вычисленным значением. После замены скользящее окно перемещается на один элемент в направлении развертки.

Фильтрация будет *рекурсивной*, если в каждом последующем шаге обработки будут учитываться результаты обработки при предыдущем положении скользящего окна. Таким образом, можно считать фильтрацию рекурсивной, если вычисляемые новые значения последовательно заменяют отсчеты исходного изображения, используемого для обработки. Если такой замены не производится, то фильтрация – *нерекурсивная*. Операция с

отсчетами в скользящем окне является так называемой *дискретной сверткой* изображения (массива отсчетов) с *маской* (скользящим окном).

В данном разделе обсуждаются стандартные методы цифровой фильтрации и возможности их аппаратной реализации, обеспечивающей обработку в реальном времени. Несмотря на то что методы цифровой фильтрации обычно используются при обработке изображений с помощью ЭВМ, их аппаратная реализация также представляет практический интерес, например, для построения видеосистем на кристалле на базе КМОП-фотоприемников, имеющих встроенные АЦП.

Сглаживание

Сглаживание, или низкочастотная (НЧ) фильтрация, эквивалентно расфокусировке изображения, поскольку приводит к сглаживанию яркостных перепадов. Обеспечивается при использовании маски с положительными коэффициентами. При этом маска должна иметь нормирующий множитель, приводящий сумму коэффициентов маски к единице. Например, для $m = n = 3$ возможны маски

$$H = 1/9 \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}; \quad H = 1/10 \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}; \quad H = 1/10 \begin{vmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 2 & 4 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \end{vmatrix}.$$

Для аппаратной реализации цифрового НЧ-фильтра, работающего в реальном времени, более удобны маски, сумма элементов которых равна 2^n вида, где $n = 2, 3, 4, \dots$, например, маски вида

$$H = 1/8 \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}; \quad H = 1/8 \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 4 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}.$$

Такая нормировка к единичному коэффициенту передачи, исключая смещение средней яркости обработанного изображения, сводится к сдвигу кода вправо на n разрядов.

Наиболее проста для реализации одномерная горизонтальная маска $H = 1/4 [1 \ 2 \ 1]$, для которой операция умножения на 2 выполняется за счет сдвига кода на один разряд, операция деления на 4 – «отбрасыванием» двух младших разрядов, а формирование скользящего окна – задержками кода на один такт.

Аналогичным образом может быть выполнена вертикальная маска при формировании скользящего окна задержками на строку изображения. Двумерную фильтрацию при этом возможно осуществить последовательной обработкой изображения горизонтальной и вертикальной маской.

Пороговая фильтрация

Уменьшения шумов в изображении можно достигнуть с использованием эвристических методов пространственной обработки, например, сравнительно простой пороговый метод, согласно которому производится последовательное измерение яркости всех элементов изображения. Если яркость центрального элемента превышает яркость остальных элементов скользящего окна, то яркость центрального элемента заменяется средней яркостью элементов окна. Иначе говоря, $x_i = x_{\text{ср}}$, если $|x_i - x_{\text{ср}}| \geq \varepsilon$, где x_i – яркость центрального элемента, $x_{\text{ср}}$ – средняя яркость элементов скользящего окна, ε – пороговое значение яркости. Таким образом, пороговый фильтр можно считать разновидностью сглаживающего фильтра.

Подчеркивание границ

При интерактивном анализе изображений может быть полезен метод подчеркивания границ, поскольку изображения с подчеркнутыми границами часто оказываются субъективно более качественными. Одним из способов получения такого изображения является высокочастотная (ВЧ) фильтрация путем дискретной свертки массива F исходного изображения с маской H , имеющей отрицательные элементы. Необходимым условием для обеспечения постоянства средней яркости является равенство суммы элементов маски единице. Разновидности масок для ВЧ-фильтрации следующие:

$$H = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 5 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{vmatrix}; \quad H = \begin{vmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 9 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{vmatrix}; \quad H = \begin{vmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 5 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{vmatrix}.$$

Для одномерного случая эффективным оператором ВЧ-фильтрации является оператор Лапласа $\nabla = \begin{vmatrix} -1 & 2 & -1 \end{vmatrix}$.

Другой метод подчеркивания границ, так называемое нерезкое маскирование, заключается в вычитании исходного $F(i, j)$ и нерезкого (расфокусированного) $F_n(i, j)$ изображений с различными весовыми коэффициентами. Результирующее изображение соответствует выражению $F_p = CF(i, j) - (1 - C)F_n(i, j)$, где $0 < C < 1$ (обычно $3/5 < C < 5/6$).

Нерезкое изображение $F_n(i, j)$ может быть получено при НЧ-фильтрации, поэтому нерезкое маскирование достигается путем дополнительных операций над входными и выходными отсчетами НЧ-фильтра. Для наиболее простой реализации метода удобнее всего использовать $C = 3/4$ и $F_n(i, j) = F(i, j) \cdot H$, где H – сглаживающая маска с положительными элементами.

Подчеркивание границ может быть достигнуто также методом статистического дифференцирования. В этом случае в качестве оценки яркости данного элемента изображения $F_{\text{вх}}(i, j)$ принимается результат деления ве-

личины яркости элемента $F(i, j)$ на оценку среднеквадратического отклонения $\sigma(i, j)$, вычисленного в некоторой окрестности $F_{\text{вых}}(i, j) = \frac{F(i, j)}{\sigma(i, j)}$, где

$$\sigma(i, j) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |F(i, j) - \bar{F}(i, j)|, \text{ а } \bar{F}(i, j) - \text{среднее значение яркости исходно-}$$

го изображения, вычисленное по окрестности $N(i, j)$. Среднее значение может быть приблизительно определено путем сглаживания оператором НЧ-фильтрации. Изображение $F_{\text{вых}}(i, j)$ отличается от исходного тем, что его яркость выше на границах, элементы которых отличаются от соседних, и ниже на всех остальных участках.

Медианная фильтрация

Подавление шумов может быть осуществлено медианной фильтрацией, заключающейся в замене центрального элемента скользящего окна, охватывающего нечетное количество элементов изображения, медианой всех элементов изображения в окне. По определению медианой последовательности $A_1, A_2 \dots A_n$ для числа ее элементов $n = 2k - 1$, где $k = 0, 1, 2, \dots$, является элемент, для которого существует $(n - 1)/2$ элементов, меньших или равных ему по величине, и $(n - 1)/2$ элементов, больших или равных ему по величине. Алгоритм нахождения медианы последовательности длиной в n элементов заключается в упорядочении этой последовательности в порядке возрастания значений ее элементов и выборе $(n + 1)/2$ ее элемента.

Полезным свойством медианного фильтра является подавление шума при сохранении ступенчатых или пилообразных сигналов. Медианный фильтр эффективно подавляет импульсные помехи, размер которых меньше половины окна анализирующей апертуры. Вместе с тем в некоторых случаях он вызывает нежелательное подавление сигнала при его длительности менее половины окна.

Контрольные вопросы

1. Каким образом можно классифицировать методы обработки изображений?
2. Как влияет на изображение низкочастотная и высокочастотная фильтрация?
3. В чем заключается коррекция яркости изображения?
4. В чем заключается гамма-коррекция сигнала изображения?
5. В чем заключается медианная фильтрация изображения?

При составлении лекции использована литература [18, 20–23].

ЛЕКЦИЯ 15

15.1. Методы межкадровой обработки

Межкадровые методы предполагают анализ значений видеосигнала от соответствующих элементов последовательности кадров изображений.

Подавление шумов методом накопления

Существуют *аналоговые* и *цифровые* методы подавления шумов, основанные на принципе накопления энергии сигнала, который базируется на коренном отличии сигнала от шума. Сигнал всегда однополярный (в телевидении – положительный) и имеет ограниченную полосу частот. Шум всегда дифференциальный с нулевым математическим ожиданием и со значительно более высокой полосой частот. В результате простое сложение (накопление) порций «сигнал + шум» будет приводить к линейному росту уровня сигнала и только к замедленному (по закону квадратного корня) росту среднеквадратического отклонения размаха шума: так, например, каждые 100 сложений улучшают отношение сигнал/шум в 10 раз.

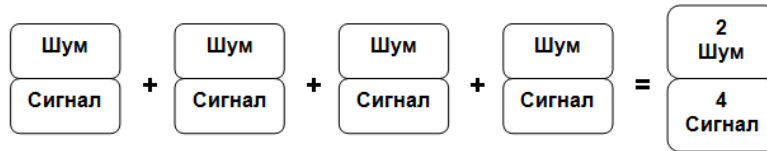
Определенным преимуществом обладает способ повышения чувствительности, называемый «накопление до воздействия шума». Его суть заключается в том, что дополнительное суммирование (накопление) сигнала производится в самой матрице ПЗС до того, как сигнал попал в выходное устройство и к нему присоединился шум считывания. В результате шум считывания добавляется в выходном устройстве ПЗС один раз на каждую сумму сигналов (см. рис. 15.1).

Таким образом, четырехкратное сложение приводит к десятикратному росту отношения сигнал/шум, а не к двукратному, как в обычных методах. Этот режим возможен благодаря тому, что при малых сигналах шум считывания значительно превосходит фотонный шум и последний практически не оказывает влияния на результат накопления.

Для статических изображений, к которым относятся, например, изображения люминесцирующих объектов, наиболее эффективна межкадровая обработка, заключающаяся в нахождении среднего арифметического из последовательности n кадров (шумоподавление или накопление).

Покажем, что усреднение последовательности n кадров приводит к подавлению шумов в $\sqrt{n}$ раз.

Пусть математическое ожидание (среднее значение) случайной величины x : $M(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i)$, дисперсия $D(x) = M[x_i - M(x)]^2$, среднеквадратическое отклонение $\sigma_x = \sqrt{D(x)}$.



Накопление сигнала с шумом (стандартный метод)

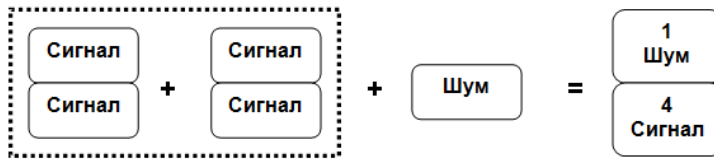
Накопление сигнала до воздействия шума
(в телекамерах ЭВС)

Рис. 15.1. Принципы накопления сигнала

Известны следующие правила вычисления математического ожидания и дисперсии случайных величин:

$$\begin{aligned} M(x_1 + x_2 + \dots + x_n) &= M(x_1) + M(x_2) + \dots + M(x_n); \\ D(x_1 + x_2 + \dots + x_n) &= D(x_1) + D(x_2) + \dots + D(x_n); \\ M(ax) &= aM(x); \\ D(ax) &= a^2D(x); \\ D(a) &= 0; \\ D(a + x) &= D(x); \\ M(a) &= a; \\ M(a + x) &= a + M(x). \end{aligned}$$

Пусть $U_{\text{ш}}$ – случайная величина шума. Эффективное значение напряжения шума соответствует среднеквадратическому отклонению случайной величины $U_{\text{ш}}$: $U_{\text{эф}} = \sigma_{\text{ш}} = \sqrt{D(U_{\text{ш}})}$. При усреднении $U_{\text{ш}}$ за n кадров получаем случайную величину:

$$U'_{\text{ш}} = \frac{1}{n}(U_{\text{ш}1} + U_{\text{ш}2} + \dots + U_{\text{ш}n}).$$

При повторении цикла усреднения m раз получим математическое ожидание $M(U'_{\text{ш}}) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U'_{\text{ш}i}$ и дисперсию

$$D(U'_{\text{ш}}) = D\left[\frac{1}{n}(U_{\text{ш}1} + U_{\text{ш}2} + \dots + U_{\text{ш}n})\right] = \frac{1}{n^2}[D(U_{\text{ш}1}) + D(U_{\text{ш}2}) + \dots + D(U_{\text{ш}n})].$$

Так как $D(U_{ш1}) = D(U_{ш2}) = \dots D(U_{ши}) = \dots D(U_{шn}) = D(U_{ш})$, то $D(U_{ш1}) + D(U_{ш2}) + \dots + D(U_{шn}) = nD(U_{ш})$, а значит $D(U_{ш}') = \frac{D(U_{ш})}{n}$ и $\sigma_{ш}' = \frac{\sigma_{ш}}{\sqrt{n}}$.

Таким образом, при усреднении кадров изображения эффективное значение напряжения шума уменьшается в $\sqrt{n}$ раз, где n – число усредняемых кадров. Соответственно отношение сигнал/шум в $\sqrt{n}$ раз увеличивается.

Классическая структурная схема шумоподавителя приведена на рис. 15.2.

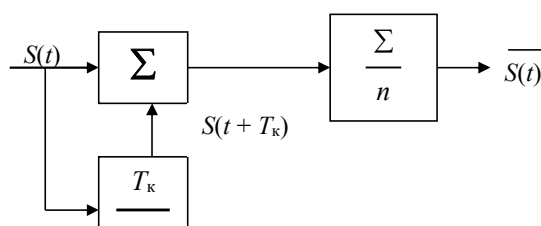


Рис. 15.2. Структурная схема шумоподавителя:

$S(t)$ – входной сигнал; $S(t + T_k)$ – сигнал, задержанный на время кадра T_k ;

$S(t)$ – усредненный сигнал; n – количество усредняемых кадров

При наличии ЭВМ в составе телевизионной системы цифровой шумоподавитель реализуется программным путем. Практика показывает целесообразность сочетания в ТСС (телевизионной спектральной системе) методов аналоговой яркостной коррекции с последующим цифровым накоплением. Эффективность такого сочетания показана на рис. 15.3 для тест-объекта, имитирующего люминесценцию продуктов полимеразной цепной реакции (ПЦР) в количестве 10 нг, окрашенных бромидом этидия, что соответствует порогу обнаружения при наблюдении невооруженным глазом (верхний ряд), а также применительно к изображению инфракрасной люминесценции штемпельной краски в паспорте (нижний ряд).

Рассмотрим выигрыш, получаемый в результате обработки сигнала изображения люминесцирующего объекта, заключающейся в последовательной аналоговой яркостной коррекции (привязка уровня фона к уровню черного и усиление) и цифровом шумоподавлении (накоплении), по сравнению с накоплением и последующей цифровой яркостной коррекцией.

Пусть динамический диапазон изменения сигнала составляет от 0 до $U_{\max}$, уровень фона соответствует $U_{\text{ф}}$, уровень полезного сигнала люминесцирующего объекта относительно фона составляет $U_{\text{с}}$, а уровень шума – $U_{\text{ш}}$. Тогда максимальный коэффициент усиления сигнала при предварительной аналоговой обработке составит: $K = U_{\max}/U_{\text{с}}$.

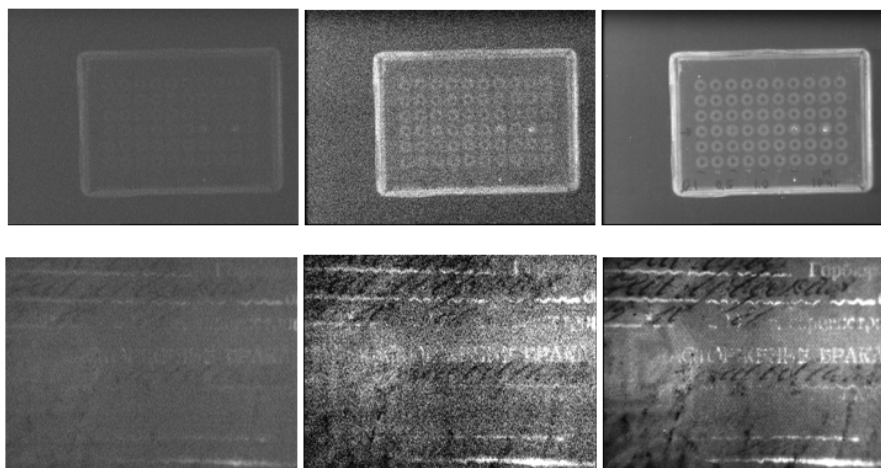


Рис. 15.3. Примеры изображений люминесценции ПЦР-продуктов (верхний ряд) и штемпельной краски (нижний ряд). Слева направо: исходное изображение; после аналоговой яркостной коррекции; после цифрового накопления

Пусть ΔU – шаг квантования сигнала по амплитуде при последующей цифровой обработке. Тогда количество получаемых градаций яркости в результате всей процедуры обработки изображения составит: $N = U_s / \Delta U$ (при отсутствии предварительной аналоговой обработки) и $N_0 = U_{\text{макс}} / \Delta U$ (при наличии предварительной аналоговой обработки).

Таким образом, выигрыш в числе градаций яркости, получаемых в результате всей процедуры, составит $K = N_0 / N$ раз.

Одновременно при предварительной аналоговой обработке в K раз увеличится величина шумов. Однако при накоплении шум уменьшается в $\sqrt{n}$ раз, где n – число накапливаемых кадров изображений. Таким образом, для случая без предварительной аналоговой обработки $U_{\text{ш}}' = U_{\text{ш}} / \sqrt{n}$ и $U_{\text{ш}}'' = KU_{\text{ш}} / \sqrt{n}$ для случая с предварительной аналоговой обработкой.

Следовательно, увеличение числа передаваемых градаций яркости в K раз при рассматриваемой процедуре обработки одновременно связано с ростом шума в такое же число раз. Чтобы компенсировать эту потерю, необходимо увеличить число накапливаемых кадров n при цифровом шумоподавлении в K^2 раз. Для статических изображений люминесцирующих объектов увеличение времени накопления не является критической величиной.

Определение межкадровой разности

К межкадровой обработке относится метод определения межкадровой разности (МКР), заключающийся в поэлементном вычитании предшествовавшего телевизионного кадра из текущего. Так, например, решение задачи обнаружения изменения в телевизионном сюжете на малоподвижном фоне приводит к структурной схеме, представленной на рис. 15.4.

Алгоритм работы блока оценки фона описывается выражением $F(x, y, t_k) = F(x, y, t_{k-1}) + \alpha[U(x, y, t_k) - F(x, y, t_{k-1})]$, где $U(x, y, t_k)$ – сигнал изображения k -го кадра, $F(x, y, t_k)$ – оценка фона в k -м кадре, $F(x, y, t_{k-1})$ – оценка фона в предыдущем кадре, α – коэффициент рекурсии ($0 < \alpha < 1$). На выбор величины α оказывают влияние мощность шума, степень подвижности фона, количество уровней квантования (при цифровой обработке). Очевидно, что при $\alpha = 0$ происходит простое межкадровое вычитание, при $\alpha = 1$ – дополнение оценки фона до значений текущего сигнала.

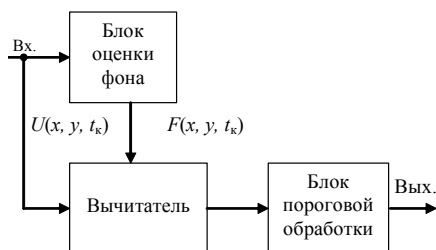


Рис. 15.4. Структурная схема обнаружителя изменений в ТВ-сюжете

Для случая неподвижного фона можно воспользоваться его оценкой $F(x, y, t_m)$ в эталонном кадре, т.е. при $k = m = \text{const}$. Возможен вариант с обновлением эталона при превышении сигналом МКР некоторого порогового значения.

В этом случае в рассмотренной выше схеме появляется обратная связь от блока пороговой обработки к блоку оценки фона. Новая оценка фона $F(x, y, t_k)$ (эталон) формируется при появлении сигнала с блока пороговой обработки. Пороговое значение может вычисляться по амплитудным значениям или по значению, например, площади бинарного изображения, занимаемой сигналом МКР. В первом варианте величина МКР просто сравнивается с заданным пороговым уровнем, определяющим, например, выходной бинарный сигнал МКР. Во втором варианте блок пороговой обработки оценивает дополнительно параметр выходного бинарного сигнала (например, площадь), сравнивает его с заданным значением и в случае превышения формирует сигнал обновления эталона. Структурная схема, реализующая рассмотренный метод, приведена на рис. 15.5.

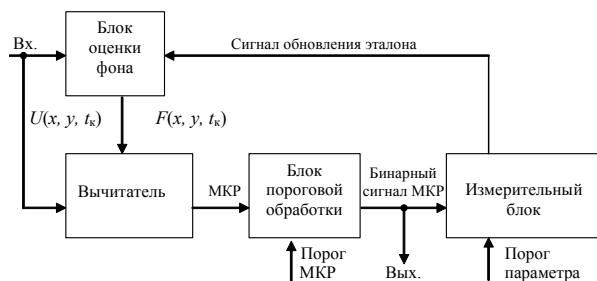


Рис. 15.5. Структурная схема обнаружителя изменений в сюжете при неподвижном фоне

Метод компенсации фоновой засветки, неравномерности сигнала и дефектов элементов матрицы

Неравномерности сигнала и фоновой засветки устраняют компенсационными методами. Кроме этого, методы компенсации позволяют учесть возможные дефекты элементов матриц (короткозамкнутые ячейки, обрывы, ячейки с аномально высоким уровнем темнового тока и т.п.), которые приводят к появлению ложных ярких (или, наоборот, темных) элементов на темном (или, наоборот, светлом) фоне.

Суть компенсационных методов заключается в следующем. При закрытом объективе фотоприемника запоминают значения темнового тока $T(i, j)$ для каждого i, j -элемента матрицы $M \times N$. Затем облучают фотоприемник контрольной равномерной засветкой, запоминая для каждого i, j -элемента полученные значения $\Phi(i, j)$ от равномерного фона. Для каждого элемента определяют коэффициент передачи $N(i, j)$, при котором выходной сигнал равен эталонному $N(i, j) = \Phi(i, j)/U_0$, где $U_0 = \max[\Phi(i, j) - T(i, j)]$.

При информативной засветке синхронно со сканированием производят компенсацию в соответствии с выражением $U(i, j) = [U_n(i, j) - T(i, j)]N(i, j)$, где $U(i, j)$, $U_n(i, j)$ – значения выходного сигнала и сигнала информационной засветки соответственно.

Компенсация дефекта заключается в замене сигнала от дефектной ячейки сигналом предыдущей (недефектной) ячейки или значением яркости, вычисленным по некоторой ее окрестности. Поиск дефекта и его запоминание проводится путем сравнения значений яркости при контрольной засветке $\Phi(i, j)$ и значений темнового тока $T(i, j)$ с пороговыми значениями Φ_0 и T_0 .

При $T(i, j) > T_0$ выявляют «белые» дефекты, при $\Phi(i, j) < \Phi_0$ – «черные». Для данных элементов значение коэффициента передачи $N(i, j)$ принимается равным нулю.

Таким образом, поиск дефектов производится в соответствии со следующим выражением:

$$N(i, j) = \begin{cases} \Phi(i, j)/U_0 & \text{при } \Phi(i, j) > \Phi_0; T(i, j) < T_0 \\ 0 & \text{при } \Phi(i, j) < \Phi_0; T(i, j) > T_0 \end{cases},$$

где $U_0 = \max[\Phi(i, j) - T(i, j)]$ в диапазоне $\Phi(i, j) > \Phi_0; T(i, j) < T_0$.

При информативной засветке в момент считывания элемента, для которого $N(i, j) = 0$, в качестве $U(i, j)$ берется предыдущее значение $U(i-1, j-1)$.

Более точно компенсация дефектов осуществляется путем анализа массивов коэффициента передачи $N(i, j)$ и текущего сигнала $U(i, j)$ в заданной апертуре H размером $m \times m$ элементов, где $m = 2k + 1, k = 1, 2, \dots$, с центральным элементом, равным 0.

Для исходного массива $N(i, j)$ формируется массив маски:

$$X(i, j) = \begin{cases} 0, & \text{если } N(i, j) = 0 \\ 1, & \text{если } N(i, j) = 1 \end{cases}.$$

Полученную маску удобно использовать для обработки информационного массива $U(i, j)$ по формуле

$$U(i, j) = \begin{cases} U(i, j), & \text{если } X(i, j) = 1 \\ U'(i, j), & \text{если } X(i, j) = 0 \end{cases}.$$

Дефектный (центральный) элемент заменяется средним значением, вычисленным по окрестности, соответствующей анализирующей апертуре H , с учетом коэффициентов маски $X(i, j)$, попавших в апертуру H , т.е.

$$U'(i, j) = \sum_{i, j=1}^{m-n} U(i, j) X(i, j) H,$$

где n – число нулевых элементов маски в апертуре, что позволяет не учитывать дефектные элементы при вычислении среднего значения.

Контрольные вопросы

6. В чем заключается метод накопления сигнала изображения?
7. В чем заключается принцип работы цифрового шумоподавителя?
8. В чем заключается метод компенсации фоновой засветки, неравномерности сигнала и дефектов элементов матрицы?

При составлении лекции использована литература [1, 2, 18, 23].

ЛЕКЦИЯ 16

16.1. Нелинейная межкадровая обработка

Рассматриваемые в лекции нелинейные (ранговые) методы фильтрации представляют интерес, как для визуализации динамических процессов, когда число пространственно совпадающих реализаций сигнала в кадрах видеопоследовательности достаточно мало, так и для других практических задач, в частности, для видеонаблюдения в реальном времени следов движения малоразмерных объектов, кратковременно появляющихся на неподвижном фоне.

Данные методы основаны на максимизации (минимизации) отсчетов яркости видеопоследовательности. Их сущность заключается в сравнении цифровых кодов элементов кадра с цифровыми кодами соответствующих элементов кадра, полученного в результате предыдущего сравнения, вычислении максимальных (максимизация) или минимальных (минимизация) значений цифровых кодов.

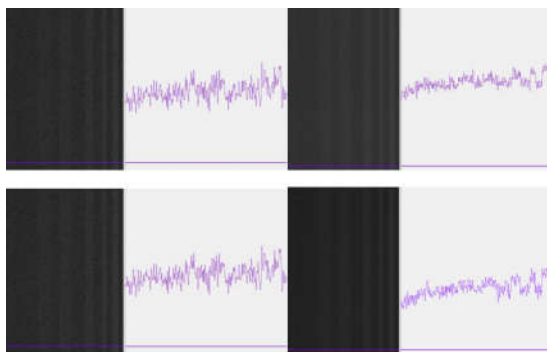


Рис.16.1. Изображения тестовых полос на равномерном фоне и осциллограммы сигнала вдоль выделенной строки. Слева исходное изображение, справа результаты обработки путем максимизации (вверху), путем минимизации (внизу)

На рис.16.1 представлены осциллограммы сигнала тестовых полос на равномерном фоне, характеризующие разброс значений яркости в изображении вдоль выделенной строки (дисперсию шума) в исходном одиночном кадре видеопоследовательности и в обработанном. Как видно из данного рис, дисперсия шума в изображении, обработанном путем максимизации или минимизации существенно меньше, чем в исходном одиночном кадре видеопоследовательности, а математическое ожидание смещается относительно от исходного значения.

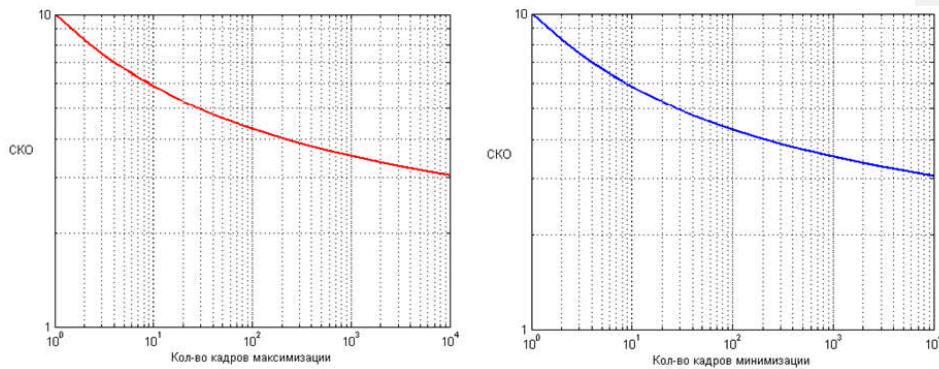


Рис. 16.2. Результаты моделирования изменения среднеквадратического отклонения (СКО) на выходе максимизирующего (слева) и минимизирующего (справа) фильтра

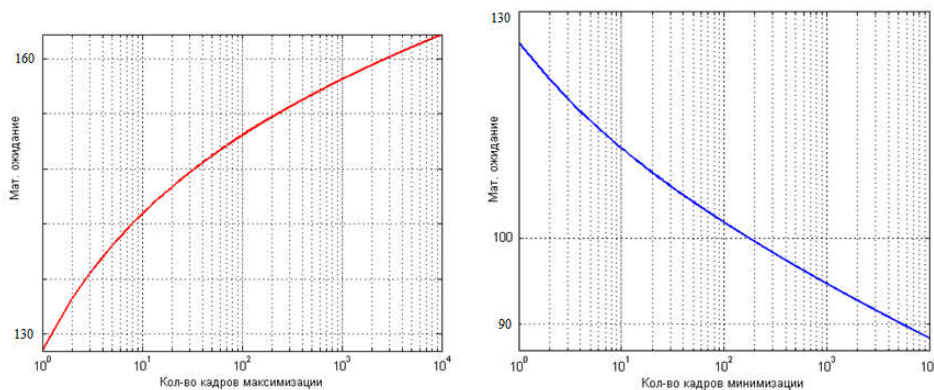


Рис. 16.3. Результаты моделирования сдвига математического ожидания на выходе максимизирующего (слева) и минимизирующего (справа) фильтра

На рис.16.2 и 16.3 представлены результаты моделирования в виде графиков для параметров выходного распределения, получаемых в результате нелинейной обработки методом максимизации (минимизации). Из данных графиков видно, что с ростом числа кадров обработки СКО выходного шума уменьшается и не зависит от входного СКО шума. При 20 кадрах обработки оно достигает значения 1,9, при 100 кадрах – значения 2,3, а при увеличении количества кадров обработки до 100000 СКО уменьшается в 3,6 раза. Вместе с тем, при обработке происходит сдвиг математического ожидания, который зависит, как от числа кадров обработки, так и от входного СКО.

Максимизация эффективна при обработке сигнала объектов с положительным контрастом, а минимизация при обработке сигнала объектов с отрицательным контрастом при априорно неизвестном числе реализаций сигнала в кадрах видеопоследовательности, в частности, когда число этих реализаций невелико по сравнению с общим числом кадров, содержащихся в этой видеопоследовательности.

Сравним изменение отношение сигнал-шум в зависимости от числа реализаций сигнала $1 \leq k \leq n$ в смеси с гауссовским шумом в видеопоследовательности из n кадров после ее обработки методом линейного усреднения отсчетов яркости, после их максимизации (минимизации).

С учетом независимых флуктуаций шума, как на фоне, так и на сигнале исходное отношение сигнал-шум Ψ_1 составляет $\Psi_1 = \frac{U_c}{\sigma_1 \sqrt{2}}$, где U_c – среднее значение (математическое ожидание) сигнала, σ_1 – СКО входного шума.

После линейного усреднения отсчетов яркости видеопоследовательности, состоящей из n кадров, при наличии в ней k реализаций сигнала от-

ношение сигнал-шум на выходе Ψ_{2k} составит $\Psi_{2k} = \frac{\frac{kU_c}{n}}{\frac{\sigma_1 \sqrt{2}}{\sqrt{n}}} = \Psi_1 \frac{k}{\sqrt{n}}$.

Таким образом, после линейного усреднения отношение сигнал-шум в зависимости от числа реализаций сигнала $1 \leq k \leq n$ изменяется в пределах

$\Psi_{21} \leq \Psi_{2k} \leq \Psi_{2n}$, где $\Psi_{21} = \frac{\Psi_1}{\sqrt{n}}$ – отношение сигнал-шум, получаемое при

единственной реализации сигнала в видеопоследовательности из n кадров, а $\Psi_{2n} = \Psi_1 \sqrt{n}$ – отношение сигнал-шум, получаемое при реализациях сигнала в каждом из n кадров видеопоследовательности.

Рассмотрим отношение сигнал-шум после максимизации и минимизации. Из рис.16.4 видно, что при максимизации и минимизации, кроме сдвигов математического ожидания уровня фона и математического ожидания уровня сигнала, изменяется величина СКО шума на сигнале σ_k . Это изменение лежит в пределах $\sigma_1 \leq \sigma_{2k} \leq \sigma_{2n}$, где σ_{2n} – СКО шума после обработки при $k=n$ (т. е. при наличии реализаций сигнала во всех кадрах видеопоследовательности).

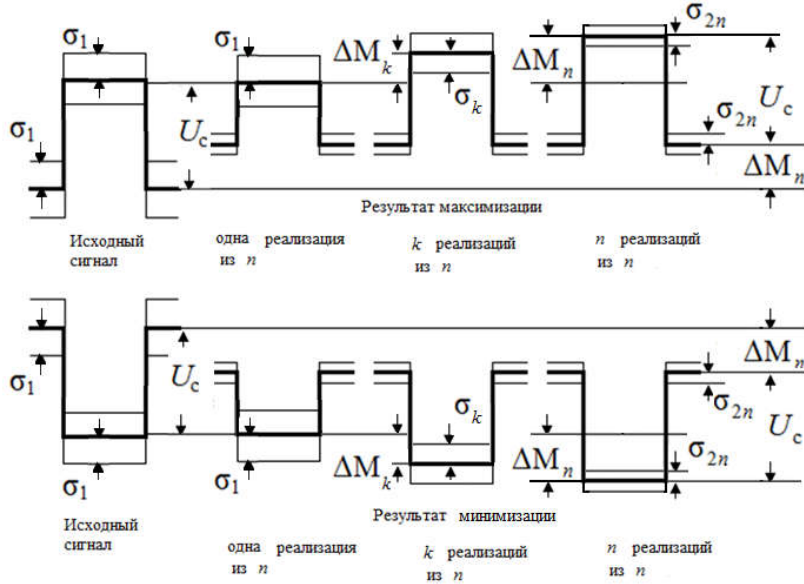


Рис.16.4. Исходный сигнал и результат максимизации (вверху) и минимизации (внизу) при изменении числа k реализаций сигнала в видеопоследовательности из n кадров с учетом шума на уровне сигнала

Таким образом, после обработки отношение сигнал-шум при k реализациях сигнала в видеопоследовательности, состоящей из n кадров, составит $\Psi_{2k} = \frac{U_c - (\Delta M_n - \Delta M_k)}{\sqrt{\sigma_{2n}^2 + \sigma_{2k}^2}} = \frac{\Psi_1 \sigma_1 \sqrt{2} - (\Delta M_n - \Delta M_k)}{\sqrt{\sigma_{2n}^2 + \sigma_{2k}^2}}$.

Соответственно, при изменении k от 1 до n величина Ψ_{2k} меняется в пределах $\frac{\Psi_1 \sigma_1 \sqrt{2} - \Delta M_n}{\sqrt{\sigma_{2n}^2 + \sigma_{2k}^2}} \leq \Psi_{2k} \leq \frac{\Psi_1 \sigma_1 \sqrt{2}}{\sqrt{\sigma_{2n}^2 + \sigma_{2k}^2}}$.

Таким образом, повышение отношения сигнал шум (т. е. $\Psi_{2k} > 1$), в результате максимизации (минимизации) достигается при условии: $\Psi_1 \sigma_1 \sqrt{2} - (\Delta M_n - \Delta M_k) \geq \sqrt{\sigma_{2n}^2 + \sigma_{2k}^2}$. Выполнение данного условия зависит от числа реализаций сигнала k , от исходного отношения сигнал-шум Ψ_1 , исходного СКО σ_1 и от числа обрабатываемых кадров n . Рассмотрим предельные случаи, когда $k=1$ и $k=n$. В первом случае

$$\frac{\Psi_1}{\Psi_{2k}} = \frac{U_c \sqrt{\sigma_{2n}^2 + \sigma_1^2}}{\sigma_1 \sqrt{2} (U_c - \Delta M_n)} = \sqrt{F_1}, \text{ а во втором } - \frac{\Psi_1}{\Psi_{2k}} = \frac{\sigma_{2n}}{\sigma_1} = \sqrt{F_n}.$$

Тогда для того, чтобы при $k=1$ выполнялось $\sqrt{F_1} \leq 1$ необходимо $U_c \sqrt{\sigma_{2n}^2 + \sigma_1^2} \leq \sigma_1 \sqrt{2}(U_c - \Delta M_n)$, а с учетом того, что $\Psi_1 = \frac{U_c}{\sigma_1}$, получим

условие: $\frac{\Delta M_n}{\sigma_1 - \sqrt{\frac{\sigma_{2n}^2 + \sigma_1^2}{2}}} \leq \Psi_1$. При числе реализаций $1 < k < n$ данное условие

определится соотношением: $\frac{(\Delta M_n - \Delta M_k)}{\sigma_1 - \sqrt{\frac{\sigma_{2n}^2 + \sigma_1^2}{2}}} \leq \Psi_1$.

На рис.16.5 показаны графики зависимостей отношения сигнал-шум от числа реализаций k сигнала в $n=20$ кадрах видеопоследовательности для линейного усреднения и для максимизации (минимизации). Для линейного усреднения при $n=20$ величина сигнала, в зависимости от числа его реализаций в смеси с шумом, будет меняться от 0,05 до 1 относительно потенциально достигаемого значения. При этом величина СКО выходного шума составит $\approx 0,22$, относительно входного СКО. График для максимизации (минимизации) построен приближенно путем аппроксимации единичного и потенциально достигаемого отношения сигнал-шум, равного $\approx 1,9$.

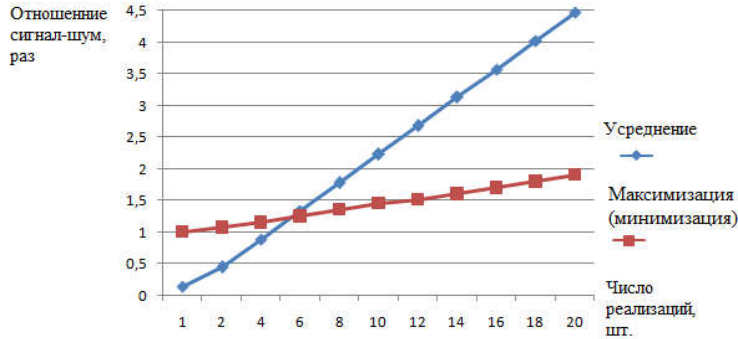


Рис.16.5. Зависимость отношения сигнал-шум от числа n реализаций сигнала в $N=20$ кадрах видеопоследовательности

Вероятность правильного обнаружения объекта с положительным контрастом при максимизации определяется, как $P_+ = 1 - P(\xi_{\text{вых}} \geq \Psi_{\text{пор}})$,

где $P(\xi_{\text{вых}} \geq \Psi_{\text{пор}}) = \int_{\Psi_{\text{пор}}}^{\infty} f(\xi_{\text{вых}}) d\xi_{\text{вых}}$ – вероятность превышения случай-

ной величины $\xi_{\text{вых}}$ (выходным шумом) порогового отношения сигнал-шум $\Psi_{\text{пор}}$, кратного ее среднеквадратическому отклонению.

Вероятность правильного обнаружения объекта с отрицательным контрастом при минимизации аналогичным образом определяется, как

$$P_- = 1 - P(\xi_{\text{вых}} \leq \Psi_{\text{пор}}), \text{ где } P[\xi_{\text{вых}} \leq (-\Psi_{\text{пор}})] = \int_{-\infty}^{-\Psi_{\text{пор}}} f(\xi_{\text{вых}}) d\xi_{\text{вых}} - \text{вероят-}$$

ность того, что случайная величина $\xi_{\text{вых}}$ окажется меньше порогового отношения сигнал-шум $(-\Psi_{\text{пор}})$, кратного ее среднеквадратическому отклонению. В силу симметричности гауссова распределения вероятности P_+ и P_- численно совпадают. На рис.6 приведены графики зависимостей вероятности правильного обнаружения сигнала в зависимости от числа k его реализаций в $n=20$ кадрах видеопоследовательности для линейного усреднения и для максимизации (минимизации).

Как видно из рис.16.5 и 16.6, при числе реализаций $n < 5$ в видеопоследовательности из $n=20$ кадров нелинейная фильтрация более эффективна, чем линейное усреднение. Таким образом, можно сделать общий вывод о том, что существенное преимущество нелинейной обработки видеопоследовательности достигается при числе реализаций сигнала в смеси с гауссовым шумом, не превышающим целого значения числа $\sqrt{n}$, где n - общее число кадров видеопоследовательности.

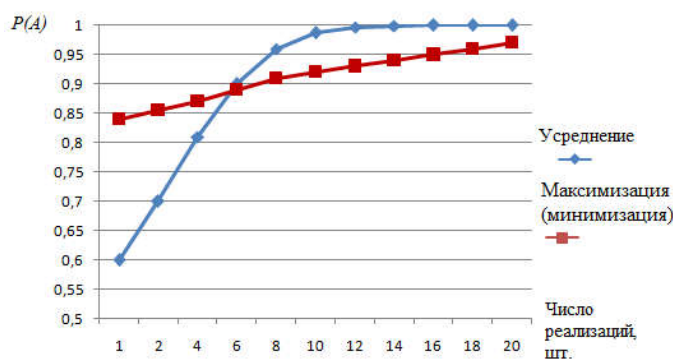


Рис. 16.6. Зависимость вероятности правильного обнаружения P от числа n реализаций сигнала в $N=20$ кадрах видеопоследовательности

Для наблюдения в реальном времени следов объектов, появляющихся на неподвижном фоне, целесообразна аппаратная реализация нелинейной фильтрации, которая может быть выполнена на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) в соответствии со структурной схемой, представленной на рис.16.7.

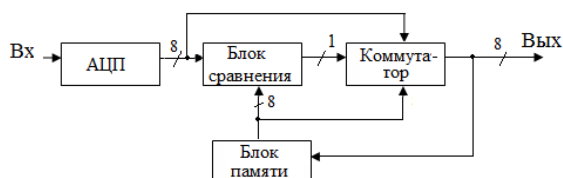


Рис.16.7. Структурная схема максимизирующего (минимизирующего) фильтра

Нелинейный фильтр содержит аналого-цифровой преобразователь (АЦП), блок памяти, блок сравнения и коммутатор. АЦП осуществляет преобразование телевизионного сигнала в цифровой код, который поступает на вход коммутатора и на вход блока сравнения, на второй вход которого поступает цифровой код с блока памяти. Блок памяти предназначен для запоминания цифрового телевизионного кадра. При этом он работает в режиме считывание-модификация-запись и после считывания результата предыдущего сравнения запоминает результат текущего сравнения – цифровой код с выхода коммутатора. Блок сравнения производит сравнение текущего и задержанного на время кадра цифровых кодов и формирует управляющий сигнал « $\geq$ » в случае максимизации (или « $\leq$ » в случае минимизации). Управляющий сигнал переключает коммутатор, на выходе которого формируется либо текущий цифровой код от АЦП, либо предыдущий цифровой код от блока памяти. Если фильтр максимизирующий, то блок памяти предварительно обнуляется, если фильтр минимизирующий, то в блок памяти предварительно заносятся максимальные значения отсчетов яркости.

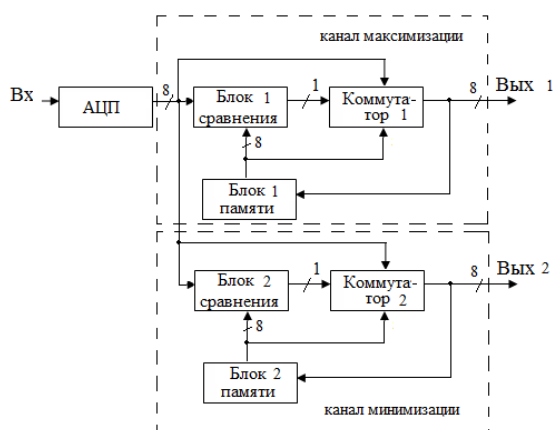


Рис.16.8. Структурная схема двухканального нелинейного фильтра

При необходимости одновременной работы с сигналом разной полярности по отношению к фону возможна реализация двухканальной схемы (рис.16.8) нелинейного фильтра. Двухканальный нелинейный фильтр содержит максимизирующий и параллельно работающий минимизирующий фильтр, выполненные в соответствии с приведенным выше описанием. Для формирования общего бинарного сигнала от объектов разной полярности первый и второй выходы фильтра подключаются к соответствующим блокам сравнения с порогом, выходы которых объединяются через схему ИЛИ (рис.16.9).

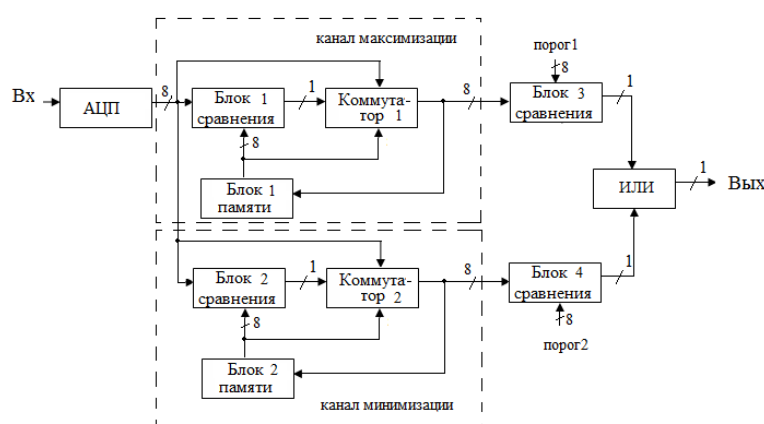


Рис.16.9. Схема двухканального нелинейного фильтра с пороговыми устройствами

Таким образом, преимущество нелинейной обработки видеопоследовательности на основе максимизации по сравнению с линейным усреднением достигается при числе реализаций сигнала в смеси с гауссовым шумом, не превышающим целого значения числа $\sqrt{n}$, где n – общее число кадров видеопоследовательности. Потенциально достигаемое повышение отношения сигнал-шум при пространственном совпадении реализаций сигнала в каждом из кадров видеопоследовательности изменяется в пределах $\approx 1,9 \div 3,6$ при числе кадров обработки от 20 до 100000.

Эффективность обнаружения следов движения объектов при использовании данных методом иллюстрируется рис.16.10, на котором представлены изображения одиночных кадров видеопоследовательностей и результаты нелинейной обработки на основе максимизации и минимизации их отсчетов яркости. Как видно из рисунков при максимизации обеспечивается визуализация следа движения светлого объекта на темном фоне, т. е. объекта с положительным контрастом, и, наоборот, при минимизации обеспечивается визуализация следа движения темного объекта на светлом фоне, т. е. объекта с отрицательным контрастом.

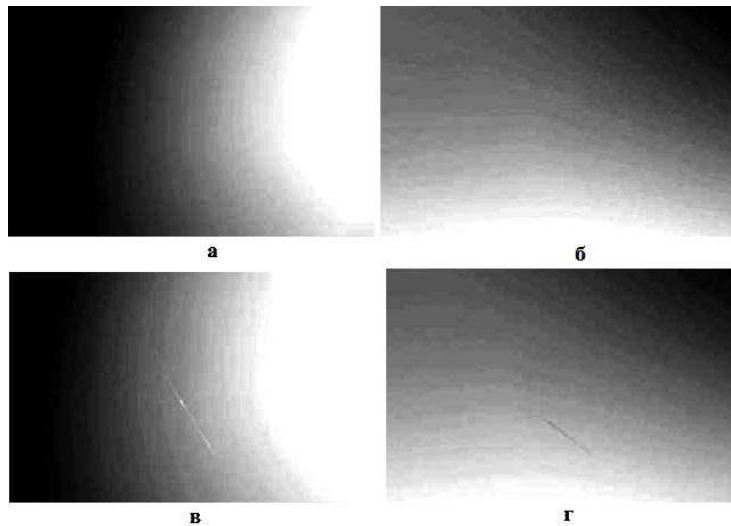


Рис.16.10. Одиночные кадры видеопоследовательностей, содержащих малоконтрастные изображения движущихся объектов с положительным –**а** и отрицательным контрастом – **б** по отношению к фону и результаты нелинейной обработки на основе максимизации – **в** и минимизации – **г** отсчетов яркости видеопоследовательности

При этом дополнительно включается в работу эффект пространственного интегрирования, присущий зрению человека и заключающийся в более уверенном различении протяженных объектов на зашумленном фоне по сравнению с точечными объектами, что также повышает эффективность обнаружения.

Контрольные вопросы

1. В чем заключаются рассмотренные в лекции методы нелинейной фильтрации?
2. При каких условиях проявляется преимущество данных методов фильтрации по сравнению с линейным усреднением?

При составлении лекции использована литература [28, 29].

ЛЕКЦИЯ 17

17.1. Цифровое кодирование видеосигнала

Цель цифрового кодирования (сжатия, компрессии) – сокращение *избыточности* видеосигнала, что позволяет, в свою очередь, снизить требования к каналу связи и уменьшить объем памяти, необходимой для записи изображений.

Обычно принято различать *пространственную, временную и спектральную* избыточность. Часто указывают также на *избыточность по восприятию и структурную* избыточность.

Под пространственной избыточностью понимается избыточность, связанная с наличием корреляционных связей между соседними элементами кадра изображения. Эти связи достаточно сильные и коэффициенты корреляции, их характеризующие, достигают значений 0,93–0,95. Причем, для типичных изображений телевизионного вещания корреляция между смежными строками оказывается несколько большей по сравнению с корреляцией между смежными элементами.

Под временной избыточностью понимается избыточность, проявляющаяся в корреляции между соседними кадрами телевизионного изображения. Коэффициент корреляции между соседними кадрами для типичных изображений телевизионного вещания несколько меньше, чем соответствующие коэффициенты внутрикадровой корреляции и оценивается величиной 0,92. Таким образом, и пространственная, и временная избыточность являются разновидностями *статистической* избыточности изображения.

Диапазоны статистического влияния, когда коэффициенты корреляции спадают до значения $1/e$, составляют примерно 30 элементов и 12 кадров телевизионного изображения. Усредненный по многим реализациям спектр телевизионного сигнала быстро падает с ростом частоты. Это означает, что резкие переходы и мелкие детали составляют незначительную часть телевизионного кадра, а наиболее часто встречаются протяженные яркостные и цветные поля. При этом разностный сигнал от соседних элементов, как внутри, так и между кадрами, большую часть времени близок к нулю и лишь изредка отклоняется от нулевого значения. Таким образом, можно с высокой вероятностью предсказать значение последующего элемента изображения, если известно значение предыдущего его элемента.

Под спектральной избыточностью понимают избыточность, связанную с излишне высокой частотой дискретизации. Используя интерполяцию можно понизить частоту отсчетов телевизионного сигнала и выиграть в объеме передаваемой информации.

Под избыточностью по восприятию понимают избыточность, связанную с особенностями зрения человека. Так, например, зрение человека имеет пониженную цветовую разрешающую способность (примерно в

4 раза) по сравнению с яркостной. Кроме этого, число воспринимаемых градаций яркости зависит от размера фрагмента изображения, поэтому мелкие детали можно квантовать на меньшее число уровней. Для движущихся изображений требования к качеству также могут быть снижены по сравнению с неподвижными кадрами.

Под структурной избыточностью понимают избыточность обусловленную способом передачи телевизионного сигнала, поскольку, например, постоянные во времени сигналы синхронизации и гашения нет необходимости все время передавать в течение их длительности. Действительно, в цифровом сигнале просто нет необходимости воспроизводить их форму. Так устранение структурной избыточности снижает транспортный поток более, чем на 20%.

Все методы сжатия (компрессии) видеоданных делят на две группы: сжатие *без потерь* и с *допустимыми потерями* информации. К сжатию без потерь относится, например, метод Хаффмана, идея кодирования по которому заключается в том, что наиболее часто встречающиеся элементы кодируются короткими кодовыми группами, а редко встречающиеся элементы – длинными. К кодированию без потерь относится также метод кодирования длин серий, основанный на сравнении соседних элементов на строке развертки. Если элементы не отличаются друг от друга, то они считаются серией. При этом передают данные о значении первого элемента, а также о длине серии. Эффективность кодирования изображений без потерь оказывается незначительной. Лишь для бинарных изображений может быть получен существенный эффект.

Достижение коэффициентов сжатия, достаточных для реализации систем цифровой передачи видеоданных, оказалось возможным лишь при допущении некоторой потери информации. Таким образом, избыточность изображения устраняется фильтрацией, которая сопровождается необратимыми потерями информации. Допустимая ошибка при этом определяется свойствами зрения человека, т. е. субъективно сжатое изображение не должно отличаться от исходного.

В системах сжатия применяют известные и хорошо зарекомендовавшие себя методы дискретного косинусного преобразования (ДКП) и кодирование с предсказанием, а именно: дифференциальную импульсно-кодую модуляцию (ДИКМ). Кроме того, в существенной мере используют возможности устранения избыточности по восприятию

В цифровой ТВ-системе сокращение избыточности происходит в несколько этапов:

- 1) непосредственно в телекамере за счет накопления по площади элемента разложения, по времени кадра и по длине волны светового потока;
- 2) в ходе аналого-цифрового преобразования;
- 3) в ходе сжатия (компрессии) цифрового потока.

Компрессия может быть обратимой (т.е. с нулевой ошибкой восстановления), однако на практике обычно используют необратимую компрессию.

При кодировании обрабатывают не отсчеты исходного изображения, а *отсчеты коэффициентов разложения в ряд* по выбранному базису. Обработка заключается в отсечении членов ряда, адаптивном квантовании оставшихся коэффициентов и их статистическом кодировании.

Степень сжатия при заданной ошибке зависит от выбора базиса. Базис может быть одинаковым для всех изображений или адаптироваться в зависимости от свойств изображения.

Так, например, преобразование Фурье, не зависящее от вида сигнала, дает сумму синусоидальных и косинусоидальных составляющих с кратными частотами. Поскольку энергия спектра Фурье для большинства изображений сосредоточена в низкочастотной области, то обычно отсекают коэффициенты соответствующих высокочастотных компонентов ряда.

Поскольку большинство изображений характеризуется симметрией, то из ряда Фурье можно исключить синусоидальные компоненты и перейти к дискретному косинусному преобразованию, лежащему в основе большинства алгоритмов компрессии, в частности JPEG (Joint Photographic Expert Group), разработанному объединенной группой экспертов по фотографии применительно к неподвижным изображениям.

Возможно применение алгоритма JPEG и для видеосюжетов при коэффициенте сжатия до 8. При большей степени сжатия становятся заметными артефакты в виде паразитных узоров, происходит потеря деталей и т. п.

Специально для подвижных изображений группой экспертов по вопросам кинотехники был разработан ряд стандартов для сжатия изображения, звука и их комбинации – MPEG (Motion Picture Expert Group):

- 1) MPEG-1 (для передачи изображения со скоростью до 1,5 Мбит/с);
- 2) MPEG-2 (для передачи изображения и звука со скоростью от 1,5 до 50 Мбит/с);
- 3) MPEG-4 (для передачи аудиовизуальных объектов со скоростью от 1,5 до 50 Мбит/с).

Стандарт MPEG основан на кодировании трех типов изображений:

1. Тип I (Intra-coded picture) – изображения, кодируемые путем устранения только пространственной избыточности, т. е. с использованием той информации, которая содержится в самих изображениях.

2. Тип P (Predictive-coded picture) – изображения, кодируемые путем устранения как пространственной, так и временной избыточности с использованием разности между исходным изображением и предсказанием, полученным на основе предшествующего или последующего изображения типа I.

3. Тип B (Bidirectionally-predictive-coded picture) – изображения, кодируемые путем устранения как пространственной, так и временной избыточности с использованием предсказания, полученного на основе предшествующего или последующего изображения типа I или типа P.

Пространственную избыточность в изображениях типа I устраняют на уровне блоков 8×8 элементов, используя дискретное косинусное пре-

образование, взвешенное квантование и энтропийное кодирование получаемых коэффициентов разложения в ряд.

Пространственную и временную избыточность в изображениях типа Р и В устраняют, используя межкадровое кодирование. Это позволяет сжать изображение дополнительно примерно в 3 раза по отношению к изображению типа I (для типичных сюжетов сжатие по отношению к изображениям типа I составляет в среднем 35% для изображений типа Р и 25% для изображений типа В).

В результате достигается общая ($I \rightarrow P$, или $I \rightarrow B$, или $I \rightarrow P \rightarrow B$) степень сжатия до 100 раз.

Недостатки стандартов MPEG:

1. Большая степень сжатия достигается лишь для статических сюжетов. Для динамики реальное сжатие не превышает 15 раз.
2. Алгоритм MPEG не применим для регистрации сигналов от нескольких источников с временным мультиплексированием, так как временная корреляция соседних кадров на выходе мультиплексора отсутствует.
3. Возникают дополнительные ошибки округления из-за использования операций с плавающей запятой при вычислении коэффициентов разложения в ряд.

Кодирование на основе вейвлет-преобразования

Основные отличия вейвлет-преобразования от MPEG и JPEG:

1. Форма базисных функций содержит не одну частоту, а спектр частот и задается на небольшом интервале.
2. Базисные функции масштабируются кратно числу 2.

Поскольку ошибки округления при вычислениях вейвлет-коэффициентов отсутствуют, то соответственно уменьшается ошибка кодирования.

На вейвлет-кодировании основан стандарт JPEG-2000. При этом изображение так же, как и в JPEG, разбивается на прямоугольные блоки, однако дискретное косинусное преобразование заменяется на вейвлет-преобразование.

Преимущества JPEG-2000:

1. Цифровой поток JPEG-2000 позволяет обращаться к отдельным блокам без полного декодирования всего изображения и реализовать переменную четкость по полю (например, для объекта и фона), что, в свою очередь, обеспечивает повышение степени сжатия.
2. Использование кодов с самопроверкой и исправлением ошибок позволяет передавать видеoinформацию на длинные расстояния, а также по беспроводным сетям, характеризующимся низкой помехоустойчивостью.

Аппаратура с применением JPEG-компрессии, например цифровые видеорегистраторы, обеспечивает запись видеосюжетов при характеристиках, приведенных в табл. 19.1.

Таблица 19.1

Градации качества, степень сжатия и достигаемое разрешение в аппаратуре с JPEG-компрессией изображений

Градации качества	Степень сжатия, раз	Разрешение, т.л.
SUPERIOR (очень высокое)	8	420
HIGH (высокое)	10	410
STANDART (обычное)	15	400
BASIC (базовое)	20	390
LOW (низкое)	25	380
LOWER (очень низкое)	30	370

17.2. Объемное и многоакурсное телевидение

Стереозффект

Объемность предметов, их взаимное расположение *по глубине* пространства и рельефность воспринимаются в основном за счет бинокулярного зрения, при котором основную роль играет глазной базис b_0 – расстояние между центрами зрачков глаз (в среднем 60-70мм). Радиус (дальность) стереоскопического зрения – r_0 определяется, как $r_0 = \frac{b_0}{\delta}$, где $\delta = 10-20''$ – порога глубинного зрения, а $r_0 \approx 1$ км для невооруженных глаз.

Для увеличения радиуса (*стереозффекта*) используют стереотрубы и бинокли. В них стереозффект повышается из-за увеличения базиса наблюдения в $\frac{b}{b_0}$ раз, а также из-за уменьшения порога глубинного зрения

в $\frac{\delta}{\gamma}$ раз, где b – базис (расстояние между центрами объективов), а γ – угловое увеличение прибора (бинокля или стереотрубы). Тогда стереоскопический радиус с прибором определится, как $r = \frac{b}{\delta/\gamma} = \frac{r_0 b \gamma}{b_0} = \Pi r_0$, где $\Pi = \frac{b \gamma}{b_0}$ –

пластика бинокулярного прибора. Пластика показывает во сколько раз увеличивается объемность изображения при наблюдении с прибором по сравнению с непосредственным глазным наблюдением.

Для биноклей $\Pi \approx 12$ при $b = 2b_0$ и $\gamma = 6$, а для стереотруб пластика на порядок выше. Пластика является одной из основных характеристик и для стереотелевизионных систем (СТС). Кроме пластики СТС характеризуют

глубиной зоны объемной передачи и *детальностью* воспроизводимого пространства по глубине.

Рассмотрим рис. 17.1. Оптические оси O_1 и O_2 проходят через центры $O_{\text{л}}$ и $O_{\text{п}}$ левого и правого объективов с фокусным расстоянием f_1 . В плоскости M на расстоянии l от объективов лежит предмет, изображение которого фиксируется в плоскости фотокатодов $\Phi_1\Phi_2$ точками n_1 и n_2 , расстояние между которыми равно A . Из подобия треугольников n_1Nn_2 и $O_{\text{л}}NO_{\text{п}}$ следует, что $\frac{b}{A} = \frac{l}{l + f_1}$

Таким образом, $l = \frac{bf_1}{A - b}$, а величина линейного параллакса, показывающего на сколько удаляются друг от друга левая и правая проекции точки по отношению к базису в стереосистеме, определяется выражением

$$p_m = A - b = \frac{bf_1}{l}.$$

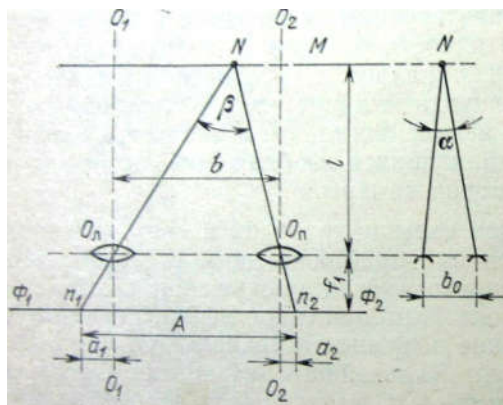


Рис. 17.1. К определению параллакса

Из полученного выше выражения следует, что:

- 1) все точки, лежащие в одной плоскости имеют одинаковый линейный параллакс,
- 2) для бесконечно удаленной плоскости линейный параллакс стремится к нулю,
- 3) при заданном расстоянии l и фокусе объективов f_1 линейный параллакс зависит только от базиса съемки b .

Если разбить все пространство от бесконечности до объективов параллельными плоскостями, то каждая из них будет характеризоваться своим значением p_m . Число этих различаемых плоскостей (*планов*) будет характеризовать детальность воспроизводимого пространства по глубине. Глубина зоны будет определяться расстоянием l , при котором линейный параллакс не меньше заданного порогового значения. При этом необходи-

мо учитывать линейное увеличение q телевизионной системы, определяемое как отношение стороны кадра на приемной и передающей стороне. Тогда линейный параллакс на экране приемника определится, как $p_k = qp_m$.

За счет пластики П телевизионная система может повышать стереоэффект по сравнению с непосредственным восприятием природы. Определим это повышение, т. е. численное значение П. Параллактический угол α при непосредственном наблюдении точки N составит $\alpha = \frac{b_0}{l}$. Для определения порога глубинного зрительного восприятия (предельного параллактического угла) продифференцируем это выражение по l и получим $\frac{d\alpha}{dl} = d\left(\frac{b_0}{l}\right) = -\frac{b_0}{l^2}$, откуда $d\alpha = -\frac{b_0 dl}{l^2}$.

Рассмотрим рис.17.2. Пусть плоскость экрана Э, на котором одновременно спроецировано левое и правое изображение, рассматривается через стереоскоп с базисом b_0 и фокусным расстоянием f_2 . При этом точка N отображается точкой N_k в плоскости M_k объема пространства на кажущемся расстоянии L от линз стереоскопа.

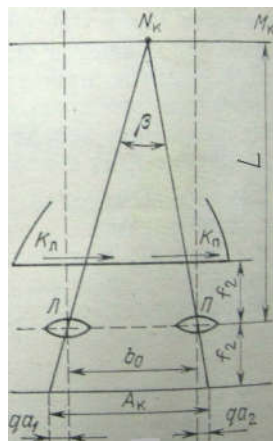


Рис.17.2. К определению детальности СТС

Из подобия треугольников с общей вершиной N_k и основаниями b_0 и A_k имеем $\frac{L}{b_0} = -\frac{L+f_2}{A_k}$. Отсюда $L = -\frac{b_0 f_2}{A_k - b_0} = \frac{b_0 f_2}{p_k}$, где $p_k = A_k - b_0 = qp_m = q\frac{bf_1}{l}$ – линейный параллакс приема. Тогда параллактический угол $\beta = \frac{b_0}{L} = q\frac{bf_1}{lf_2}$.

Для определения порога глубинного зрения системы $d\beta$ продифференцируем полученное выше выражение по l и получим

$\frac{d\beta}{dl} = d\left(q \frac{bf_1}{lf_2}\right) = -qb \frac{f_1}{l^2 f_2}$, откуда $d\beta = -qb \frac{f_1}{f_2} \frac{dl}{l^2}$. Таким образом, полная пластика СТС, определяемая отношением порога глубинного зрения системы к порогу глубинного зрения глаза, соответствует выражению $\Pi = \frac{d\beta}{d\alpha} = q \frac{f_1}{f_2} \frac{b}{b_0}$, где $\frac{b}{b_0}$ – удельная пластика системы, выражающаяся в изменении стереобазиса, а $\frac{f_1}{f_2}$ – увеличение системы, определяемое оптикой передающей камеры и линз стереоскопа.

Детальность Q – число раздельно передаваемых системой планов можно определить, как $Q = \frac{\beta_{\max}}{\beta_{\min}}$, где $\beta_{\max}$ – максимальный пороговый параллактический угол, который воспринимает наблюдатель без заметных искажений (двоение изображений), а $\beta_{\min}$ – минимальный пороговый параллактический угол. Величина $\beta_{\max}$ и определяет глубину зрения СТС. Обычно $\beta_{\max} = 60-70'$, а $\beta_{\min} = \delta$, где $\delta \approx 20''$ – порог стереоскопического зрения глаза.

Таким образом, близкая к идеальной СТС воспроизводит $Q = \frac{70'}{20''} \approx 210$ планов. В реальных СТС имеются дополнительные геометрические искажения, поэтому $\beta_p = \beta_{\max} \Delta\beta$, соответственно, реальная детальность $Q_p = \frac{\beta_{\max} - \Delta\beta}{\beta_{\min}}$.

С учетом угла зрения объектива α и числа строк разложения Z можно считать $\beta_{\min} \approx \frac{2\alpha}{Z}$. Задаваясь значениями $\Delta\beta$, α и Z , например, $\Delta\beta \leq 0,1 \beta_{\max}$, $\alpha = 20^\circ$, $Z = 625$, получим, что реальная детальность СТС составляет $Q_p \approx 15$ планов.

Принципы формирования стереотелевизионного сигнала

Для получения объемного (стереоскопического) телевизионного изображения необходимо сформировать два кадра (стереопару) с помощью двух телевизионных камер, разнесенных между собой на базисное расстояние, соответствующее расстоянию между зрачками человека (в среднем на 65 мм). При воспроизведении необходимо обеспечить раздельное рассматривание стереопары (левое изображение левым, а правое – правым глазом). Для объемного цветного изображения надо сформировать по три соответствующих *RGB*-сигнала для левой и правой камеры.

Для неподвижного сюжета получение стереопары может быть осуществлено последовательно одной телевизионной камерой при соответ-

ствующем ее сдвиге на базисное расстояние и последующем одновременном воспроизведении стереопары.

Разделение (сепарация) изображений стереопары может быть осуществлена с помощью индивидуальных наглазных устройств (очков) или растровых устройств коллективного пользования. Очковый метод сепарации может быть или поляроидным, или цветовым.

При создании системы объемного телевидения также как и при создании любой телевизионной системы, являющейся по сути дела устройством кодирования информации, возникает задача ее оптимизации. При оптимизации необходимо исходить из априорных сведений, сформулированных критериев качества и имеющихся ограничений. В данном конкретном случае требуется искать некий компромисс между качеством восприятия объема и количеством передаваемой при этом информации.

Исследования показали, что для воспроизведения объемного цветного изображения практически без ухудшения восприятия объема возможно передавать цветным только один кадр стереопары, а второй кадр стереопары можно передавать в черно-белом виде. При этом полосу частот для цветного кадра изображения можно сократить до 1,5 МГц, точно также как это делается в совместимых системах цветного телевидения.

В СССР первое черно-белое объемное телевизионное изображение было получено в 1950г., а цветное в 1962г. в ЛЭТИ на кафедре телевидения под руководством П. В. Шмакова. Процесс получения цветного стереоизображения на передающей и приемной стороне включает в себя следующие операции.

1. Формирование первичных сигналов цветности для левой и правой стереопар $(U_R)_л, (U_G)_л, (U_B)_л$ и $(U_R)_п, (U_G)_п, (U_B)_п$ при помощи двух разнесенных на базисное расстояние цветных телевизионных камер.
2. Формирование из $(U_R)_л, (U_G)_л, (U_B)_л$ сигнала яркости $(U_Y)_л$ в полной полосе частот.
3. Формирование из $(U_R)_п, (U_G)_п, (U_B)_п$ сигнала яркости $(U_Y)_п$ в полной полосе частот.
4. Формирование из $(U_R)_п, (U_G)_п, (U_B)_п$ и сигнала яркости $(U_Y)_п$ двух цветоразностных сигналов $(U_R - Y)_п$ и $(U_B - Y)_п$ в сокращенной полосе частот.
5. Формирование результирующего сигнала и замес в него синхроимпульсов.
6. Передача по каналу связи.
7. Выполнение обратных операций на приемной стороне и сепарация стереопары.

Из рассмотренного выше алгоритма просматривается принципиальная возможность реализации системы объемного телевидения, совместимого с существующими системами обычного цветного телевидения. Действительно, оказывается достаточным разместить в спектре стандартного

(2D) телевизионного сигнала дополнительный сигнал глубины (Depth), который соответствует сигналу яркости второго канала стереопары.

В настоящее время системы объемного телевидения (3D телевидение) активно развиваются. Намечены пути по созданию совместимых телевизионных систем, в которых передача 3D-изображений осуществляется в полосах стандартных радиоканалов в рамках существующих частотных планов и программ вещательного телевидения.

Наряду с развитием вещательных систем разрабатываются системы объемного телевидения прикладного назначения, что, в частности, позволяет повысить точность, производительность и безопасность дистанционно проводимых работ различной сложности, например, дистанционное управление манипуляторным устройством.

С прикладной точки зрения интерес представляет формирование спектральнональных объемных изображений из стереопар, составленных из кадров, полученных в различных участках спектрального диапазона. При этом возможны многозональные системы, в которых, стереопары получают произвольным комбинированием двух из некоторого множества спектральнональных изображений. На схеме (рис. 17.1) приведены разновидности формируемых объемных изображений

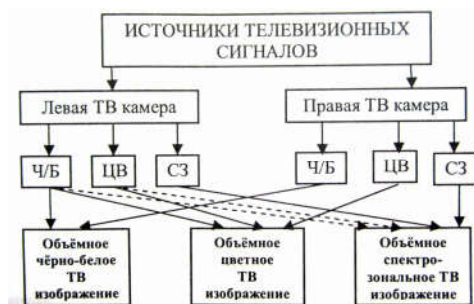


Рис.17.1. Источники телевизионных сигналов и разновидности формируемых объемных изображений

Многоракурсные телевизионные системы

Многоракурсные телевизионные системы состоят из нескольких камер, каждая из которых имеет свой угол обзора и отличается от соседней только наличием горизонтального параллакса. Камеры могут располагаться по дуге или в случае кругового обзора пространства (рис. 17.2) по окружности. Выбор пары соседних камер обеспечивает эффект стереонаблюдения, соответствующий положению зрителя в данной точки дуги (окружности).

Многоракурсные телевизионные системы, таким образом, позволяют сформировать панорамные изображения, в том числе, и круговую панораму) путем наблюдения на ряде видеопросмотровых устройств или путем «сшивки» изображений от всех камер и наблюдении панорамы на одном экране. Сферы применения многоракурсного телевидения определяются прикладными задачами, например, там, где существует потребность в видеонаблюдении при дистанционном выполнении работ в недоступных по каким-либо причинам средах, или, например, в системах безопасности и охране различных объектов.

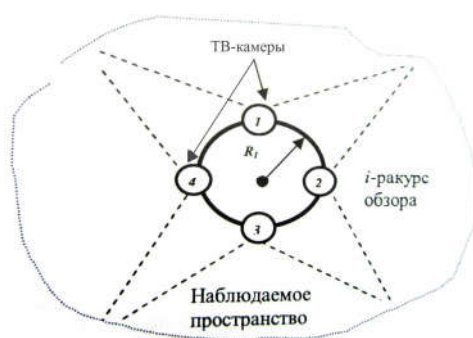


Рис. 17.2. Многоракурсный круговой телевизионный обзор

17.3. Пример совместимой системы 3D цифрового телевидения

В настоящее время параллельно с обычным 2D цифровым телевидением интенсивно развивается стерео 3D цифровое телевидение. При передаче по цифровым каналам связи стереоскопические 3D и обычные 2D программы цифрового телевидения объединяются в общий транспортный поток (TS) MPEG, который передается по каналам наземного (DVB-T) или спутникового (DVB-S) телевидения. В настоящее время в основном используется алгоритм компрессии изображения MPEG-2, однако, в ближайшей перспективе планируется переход на MPEG-4. Соответственно, на приемной стороне стереоскопические телевизоры воспроизводят только 3D цифровой сигнал, выделяемый из общего TS MPEG, а обычные телевизоры воспроизводят 2D цифровой сигнал, но не в состоянии принимать 3D сигнал и воспроизводить его в обычном виде.

Такое параллельное 2D и 3D вещание имеет очевидные недостатки:

- 1) увеличение цифрового потока,
- 2) возникает проблема окупаемости на начальном периоде вещания, поскольку сначала абонентов с 3D-телевизорами будет мало, а время выработки ресурса массовых 2D-телевизоров составляет 10-15 лет

3) сложность технической реализации из-за ограниченности частотных ресурсов.

Выход из данной ситуации возможен путем создания совместимой 2D/3D системы цифрового телевидения. Такая совместимая система должна обеспечивать возможность отображения, как программ стереоскопического телевидения в обычном виде на обычных 2D-телевизорах, так и возможность отображения 2D программ на 3D-телевизорах.

Как было рассмотрено выше, совместимость обеспечивается при использовании формата передачи данных 2D+Depth. Получаемый в результате этого 3D-видеосигнал подвергается стандартной компрессии MPEG-2 или MPEG-4, что позволяет использовать стандартное телекоммуникационное оборудование и каналы передачи данных. Все вышеперечисленное создает достаточные предпосылки к физической реализуемости данной совместимой системы 2D/3D-телевещания. Принцип организации совместимой 2D/3D системы цифрового телевидения показан на рис. 17.3.



Рис. 17.3. Принцип организации совместимого 2D и 3D цифрового телевизионного вещания

Схема организации совместимого 2D/3D телевидения в России на основе сети наземного цифрового телевидения приведена на рис. 17.4.

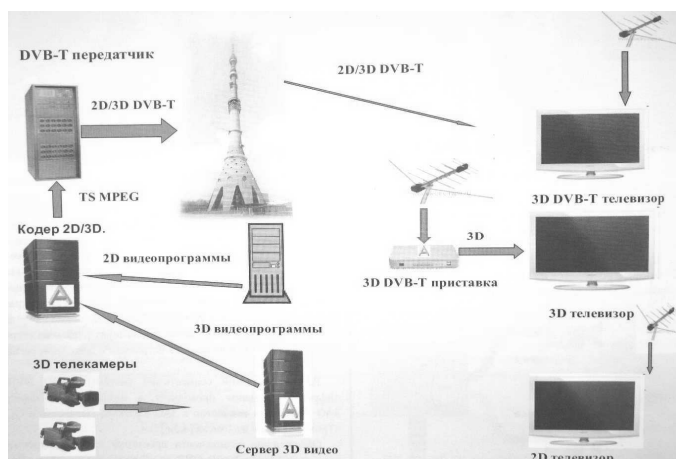


Рис. 17.4. Схема организации сети совместимого 2D и 3D цифрового телевизионного вещания в России

Контрольные вопросы

9. Перечислите основные методы кодирования видеосигнала.
10. На чем основан принцип работы стереотелевизионной системы?
11. В чем заключается принцип действия многоакурсной телевизионной системы?

При составлении лекции использована литература [1, 13, 25, 26].

ЛИТЕРАТУРА

Основная

1. *Быков, Р. Е.* Основы телевидения и видеотехники. Учебник для студентов вузов, обучающихся по спец. «Радиотехника» направления «Радиотехника» / Р. Е. Быков. М.: Горячая линия–Телеком, 2006. 399 с.

2. *Корнышев, Н. П.* Телевизионная визуализация: учеб. пособие / Н. П. Корнышев; НовГУ им. Ярослава Мудрого. Великий Новгород, 2010. 164 с.

Дополнительная

3. *Березин, В. В.* Твердотельная революция в телевидении / В. В. Березин, А. А. Умбиталиев, Ш. С. Фахми, А. К. Цыцулин, Н. Н. Шипилов. М.: Радио и связь, 2006. 312 с.

4. *Марр, Д.* Зрение. Информационный подход к изучению представления и обработки зрительных образов / Д. Марр. М.: Радио и связь, 1987. 399 с.

5. *Хромов, Л. И.* Информационная теория связи на пороге XXI века / Л. И. Хромов. СПб.: ПиК, 1996. 88 с.

6. *Хромов, Л. И.* Информационная революция и виртуальное познание / Л. И. Хромов. СПб.: ЭВС, 2000. 124 с.

7. *Халфин, А. М.* Основы телевизионной техники / А. М. Халфин. М.: Советское радио, 1955. 580 с.

8. *Халфин, А. М.* Телевизионная техника / А. М. Халфин. Л.: Энергия, 1971. 232 с.

9. Телевидение (общий курс) / под ред. П. В. Шмакова М. Государственное издательство по вопросам связи и радио, 1960. 392 с.

10. *Гуревич С. Б.* Эффективность и чувствительность телевизионных систем / С. Б. Гуревич. М.-Л. Энергия, 1964. 344 с.

11. *Рыфтин Я. А.* Телевизионная система. Теория / Я. А. Рыфтин. М. Сов. радио, 1967. 270 с.

12. *Домбругов, Р. М.* Телевидение: учебник для студентов вузов / Р. М. Домбругов. Киев: Вища школа. Головное изд-во, 1979. 176 с.

13. Телевидение / под ред. В. Е. Джаконии. Учебник для вузов. 5-е издание перераб. и доп. М. Радио и связь 1986. 456с.

14. *Цыцулин, А. К.* Избирательность и теория информации / А. К. Цыцулин // Вопр. радиоэлектроники. Сер. «Техника телевидения». 2007. Вып. 1. С. 3–9.

15. *Хромов, Л. И.* Твердотельное телевидение. Телевизионные системы с переменными параметрами на ПЗС и микропроцессорах / Л. И. Хромов, Н. В. Лебедев, А. К. Цыцулин, А. Н. Куликов. М.: Радио и связь, 1986. 183 с.

16. *Цыцулин, А. К.* Телевидение и космос: учеб. пособие / А. К. Цыцулин. СПб.: ЛЭТИ, 2003. 225 с.

17. Роуз, А. Зрение человека и электронное зрение: пер. с англ / А. Роуз. М.: Мир, 1977. 216 с.
18. Цифровое телевидение / под ред. М. И. Кривошеева. М.: Связь, 1980. 262 с.
19. Достижения в технике передачи и воспроизведения изображений. Том 1 / под ред. Б. Кейзана. М. Мир, 1978. 335 с.
20. Прэтт, У. Цифровая обработка изображений: в 2 кн. / У. Прэтт. М.: Мир, 1982.
21. Методы компьютерной обработки изображений / под ред. В. А. Сойфера. М.: Физматлит, 2001. 784 с.
22. Цифровое преобразование изображений: учеб. пособие для вузов / Р. Е. Быков, Р. Фрайер, К. В. Иванов, А. А. Манцетов; под ред. Р. Е. Быкова. М.: Горячая линия–Телеком, 2003. 228 с.
23. Обухова, Н. А., Тимофеев, Б. С. Основы теории и практики цифровой обработки изображений / Н. А. Обухова, Б. С. Тимофеев. // Методические указания к практическим работам. ГУАП. СПб. 2010. 94 с.
24. Корнышев, Н. П. Телевизионная визуализация и обработка изображений люминесцирующих объектов в криминалистике, молекулярной биологии и медицине / Н. П. Корнышев; НовГУ им. Ярослава Мудрого. Великий Новгород, 2004. 226 с.
25. Зубарев, Ю. Б. Видеоинформационные технологии объемного и многоканального телевидения / Ю. Б. Зубарев, Ю. С. Сагдуллаев, Т. Ю. Сагдуллаев // Вопр. радиоэлектроники. Сер. «Техника телевидения». 2011. Вып. 1. С. 32–44.
26. Быструшкин, К. Н. Российская совместимая система трехмерного цифрового телевидения 2D/3D DVB-T / К. Н. Быструшкин // Системы и средства связи телевидения и радиовещания. 2011. Вып. 1-2. С. 40–43.
27. Бузулуцкий К.Д. Методические указания к лабораторным работам по курсу «Основы телевидения» для студентов направления 210300 «Радиотехника» / Сост. К. Д. Бузулуцкий. НовГУ. 2001. 52 с.
28. Корнышев Н. П., Лифар А. В. Повышение вероятности обнаружения телевизионного сигнала при априорно неизвестном числе его пространственно совпадающих реализаций в видеопоследовательности / Н. П. Корнышев, А. В. Лифар // Системы и средства связи телевидения и радиовещания. ЭКОС. Москва. №1-2. 2012. С.142-144.
29. Корнышев Н. П., Лифар А. В. Телевизионное обнаружение объектов при малом количестве пространственно совпадающих реализаций сигнала в кадрах видеопоследовательности. / Н. П. Корнышев, А. В. Лифар // Спецтехника и связь. Вып.3. 2012. С.10-14.
30. Корнышев Н. П., Лифар А. В. Ограничение порогового контраста в фотоприемнике / Н. П. Корнышев, А. В. Лифар // С-Петербург. ЛЭТИ.26-27июня 2012г.С.21-23.

155

Учебное издание

Корнышев
Николай Петрович

ОСНОВЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ВИДЕОТЕХНИКИ

Курс лекций

Автор-составитель
Корнышев Николай Петрович

Редактор
Компьютерная верстка

Изд. лиц. ЛР № 020815 от 21.09.98.
Подписано в печать . Бумага офсетная. Формат 60×84 1/16.
Гарнитура Times New Roman. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 12,8. Уч.-изд. л. 10,3. Тираж 100 экз. Заказ №
Издательско-полиграфический центр
Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого.
173003, Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 41.
Отпечатано в ИПЦ НовГУ.
173003, Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 41.