

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет

С.И. СЕМЕНОВ Л.Т. СУШКОВА

СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ
МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКИХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Учебное пособие

В трех частях

Часть 2. МЕТОДЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ
В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

Владимир 2006

УДК 616-07

ББК 53.4

С30

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор кафедры приборостроения и измерительной техники Владимирского государственного университета
Е.А. Оленев

Доктор физико-математических наук, профессор, зав. кафедрой теоретической физики Владимирского государственного педагогического университета
В.Г. Рау

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Владимирского государственного университета

Семенов, С. И.

С30 Специальные методы медико-биологических исследований : учеб. пособие. В 3 ч. Ч. 2. Методы визуализации в биологии и медицине/

С. И. Семенов, Л. Т. Сушкова ; Владим. гос. ун-т.– Владимир : Изд-во

Владим. гос. ун-та, 2006. – 90 с.

ISBN 5-89368-663-2

Рассмотрены теоретические основы и практические примеры применения визуализирующих методов в медико-биологических исследованиях. Соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта по направлениям: 200300 – биомедицинская инженерия (бакалавриат и магистратура) и 200400 – биомедицинская техника.

Предназначено для студентов старших курсов, специализирующихся в области медико-биологических исследований. Может быть использовано в учебном процессе студентами специальностей 210301 – радиофизика и электроника, 210302 – радиотехника.

Ил. 46. Табл. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 616-07

ББК 53.4

Оглавление

Предисловие	5
Глава 1. Общие свойства цифровых изображений	7
1.1. Введение	7
1.2. Оцифровка изображений	8
1.3. Метрические и топологические свойства цифровых изображений	11
1.4. Шумы в изображениях	13
1.5. Фликкер-шум	14
1.6. Эмпирическая картина $1/f$ -шума	17
1.7. Некоторые принципиальные вопросы, связанные с $1/f$ -шумом	21
1.8. Восстановление изображений	22
1.9. Контрольные вопросы	26
1.10. Информация по теме	26
1.11. Литература по теме	26
Глава 2. Приборы с зарядовой связью	27
2.1. Устройство и принцип действия ПЗС	27
2.2. Структура видеокамеры на основе ПЗС	42
2.3. Эндоскопическая видеокамера ЭВК-103	51
2.4. Контрольные вопросы	55
2.5. Информация по теме	55
Глава 3. Захват, хранение и визуализация цифровых изображений	56
3.1. Устройство ввода-вывода ТВ-изображений в ЭВМ	56
3.2. Вывод изображений на экран монитора	58
3.3. Хранение растровых файлов формата BMP	62
3.4. Сжатие изображений	65
3.7. Контрольные вопросы	68
3.8. Литература по теме	69
Глава 4. Глобальные методы обработки цифровых изображений	70
4.1. Линейные дискретные преобразования изображений	70
4.2. Дискретное преобразование Фурье	71

4.3.	Преобразование Адамара	74
4.4.	Дискретное косинусное преобразование	75
4.5.	Примеры ДПФ-изображений	76
4.6.	Свойства ДПФ	78
4.7.	Фильтрация в частотной области	84
4.8.	Контрольные вопросы	88
4.9.	Информация по теме	88
	Заключение	89

ПРЕДИСЛОВИЕ

Интенсивное развитие научных исследований в биологии и медицине требует анализа и преобразований не только одномерных сигналов, но и различных скалярных и векторных полей, которые могут быть представлены в виде двумерных изображений.

Как известно, основную часть информации о внешнем мире человек получает посредством зрения, и при этом он эффективно использует выработанный в процессе эволюции аппарат анализа и интерпретации визуальной информации. Такой подход наиболее рационален для применения в робототехнических и других биотехнических аппаратах и системах для решения задач, связанных с управлением и самонаведением автономных аппаратов.

Наибольшее применение в настоящее время находят методы анализа и обработки изображений с целью их улучшения (повышения вероятности распознавания образов), подавления шумов, выделения структурных элементов, реставрации и реконструкции.

Поэтому цель курса “Специальные методы медико-биологических исследований”, сформулированная в ч. 1, – дать студентам углубленные знания о различных современных методах исследования органов и тканей живого организма, находит естественное развитие в предлагаемой ч. 2 “Методы визуализации в биологии и медицине”.

Перед чтением настоящего издания студентам рекомендуется изучить учебное пособие С. И. Семенова и Л. Т. Сушковой “Основы психофизиологии зрения”, в котором рассматриваются вопросы особенностей, возможностей и ограничений зрительного аппарата человека. Это позволит уяснить необходимые и достаточные условия, налагаемые на аппаратуру визуализации, а также методы анализа и обработки визуальной информации для достижения оптимальной эффективности в биотехнической системе человек – устройство визуализации.

Как и в первой части, в данном пособии рассматриваются основные современные методы визуальных биомедицинских исследований и диагностики, а также соответствующая аппаратура. При этом, как и прежде, наибольшее внимание уделяется

фундаментальным физическим основам методов и математическому аппарату.

Во второй части рассматриваются такие темы, как оцифровка изображений, их метрические и топологические свойства, шумы в изображениях, универсальный шум $1/f$. Большое внимание уделено современным устройствам визуализации – приборам с зарядовой связью (ПЗС, в английской аббревиатуре – CCD, charge-coupled devices). Рассмотрены устройства ввода-вывода изображений на основе ПЗС- матриц, структура цифровой видеокамеры и конкретная блок-схема эндоскопической видеокамеры ЭВК-103. Уделено внимание компьютерным методам визуализации, форматам графических файлов на примере *.BMP и некоторым методам сжатия файлов изображений.

Подробно рассмотрены глобальные методы анализа и фильтрации изображений, прежде всего, дискретное преобразование Фурье.



Глава 1 ОБЩИЕ СВОЙСТВА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

1.1. Введение

Можно дать несколько определений изображения. Наиболее естественным, по-видимому, является такое: изображение – это распределение световой энергии (в видимом диапазоне спектра) по поверхности сетчатки глаза. Более естественным и удобным для приложений оказывается определение изображения как неотрицательной ограниченной непрерывной функции двух переменных – координат на односвязной области некоторой двумерной поверхности. Наиболее часто этой поверхностью оказывается плоскость, а областью – прямоугольник.

Дальнейшее упрощение состоит в том, что в этом издании мы не будем рассматривать бинокулярное зрение, а изображения будут стационарными, т.е. функция распределения яркости по поверхности снимка $f(x,y)$ не зависит от времени. И, наконец, большая часть книги будет посвящена монохромным изображениям, т.е. $f(x,y)$ – скалярной функции (по поводу векторной модели цветового зрения см. [1]).

Важно дать сразу следующее определение: непрерывную функцию $f(x,y)$ назовем *прототипом*, а дискретный образ $f_{j,k}$ – цифровой *моделью* изображения. Заметим, что дискретизация изображения осуществляется и в самом глазу (в палочках и колбочках сетчатки), а практически все датчики и устройства отображения в технике тоже являются дискретными (включая фотографию, полиграфию, кино, телевидение и т.д.), поэтому далее сосредоточим основное внимание на дискретных и цифровых изображениях.

1.2. Оцифровка изображений

Изображение, захваченное некоторым датчиком, может быть выражено как непрерывная функция $f(x,y)$ двух координат на плоскости. Оцифровка означает, что из функции $f(x,y)$ делаются выборки в матрицу с M рядами и N колонками. Оцифровка изображения назначает для каждого непрерывного значения яркости некоторое целое число.

Непрерывный диапазон значений функции $f(x,y)$ дробится на K интервалов. Чем более тонко осуществляются выборки (т.е. чем больше M и N) и глубина оцифровки (больше K), тем лучше приближение модели к прототипу изображения $f(x,y)$.

В связи с осуществлением выборки функции изображения необходимо ответить на два вопроса:

1. Как должны быть определены расстояния между двумя соседними точками, каковы период осуществления выборки, тип сетки?
2. Как должна быть установлена геометрическая упорядоченность осуществления выборки точек?

Осуществление выборки

Изображение оцифровывается в точках $x = j(\Delta x)$, $y = k(\Delta y)$, где j , k – целые числа. Две соседние точки выборки отделены расстоянием Δx по оси Ox и Δy по оси Oy . Расстояния Δx и Δy называются интервалами выборки, и полученная числовая модель составляет дискретную модель изображения.

Идеальная выборка $s(x,y)$ в регулярной сетке может быть представлена при использовании функций Дирака:

$$s(x, y) = \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^N \delta(x - j\Delta x, y - k\Delta y).$$

Дискретное изображение - это произведение непрерывного изображения $f(x,y)$ и функции выборки $s(x,y)$:

$$\begin{aligned}
f_s(x, y) &= (f_s)(x, y) = \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^N f(x, y) \delta(x - j\Delta x, y - k\Delta y) = \\
&= f(x, y) \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^N \delta(x - j\Delta x, y - k\Delta y). \tag{1.1}
\end{aligned}$$

Распределение Дирака в (1.1) может быть расценено как периодическое с периодом x, y и представлено в виде ряда Фурье (предполагая, что сетка выборки покрывает всю плоскость (в бесконечных пределах)):

$$F \left\{ \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(x - j\Delta x, y - k\Delta y) \right\} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{mn} e^{2\pi i \left(\frac{mx}{\Delta x} + \frac{ny}{\Delta y} \right)},$$

где коэффициенты Фурье могут быть рассчитаны по формулам

$$a_{mn} = \frac{1}{\Delta x \Delta y} \int_{-\frac{\Delta x}{2}}^{\frac{\Delta x}{2}} \int_{-\frac{\Delta y}{2}}^{\frac{\Delta y}{2}} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(x - j\Delta x, y - k\Delta y) e^{-2\pi i \left(\frac{mx}{\Delta x} + \frac{ny}{\Delta y} \right)} dx dy. \tag{1.2}$$

Заметим, что только для значений $j = 0$ и $k = 0$ коэффициенты в суммах отличны от нуля в диапазоне интегрирования, тогда коэффициенты Фурье-разложения (1.2) находятся по формуле

$$a_{mn} = \frac{1}{\Delta x \Delta y} \int_{-\frac{\Delta x}{2}}^{\frac{\Delta x}{2}} \int_{-\frac{\Delta y}{2}}^{\frac{\Delta y}{2}} \delta(x, y) e^{-2\pi i \left(\frac{mx}{\Delta x} + \frac{ny}{\Delta y} \right)} dx dy. \tag{1.3}$$

Интеграл в (1.3) сводится к

$$a_{mn} = \frac{1}{\Delta x \Delta y},$$

тогда (1.1) можно переписать, как

$$f_s(x, y) = f(x, y) \frac{1}{\Delta x \Delta y} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-2\pi i \left(\frac{mx}{\Delta x} + \frac{ny}{\Delta y} \right)}.$$

В частотной области тогда получаем

$$F_s(u, v) = \frac{1}{\Delta x \Delta y} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} F\left(u - \frac{j}{\Delta x}, v - \frac{k}{\Delta y}\right).$$

Периодическое повторение результата Фурье-преобразования $F(u, v)$ может быть причиной искажений изображения, которое

называется совмещением; это случается, когда накладываются индивидуальные оцифрованные компоненты $F(u,v)$.

Совмещения не происходит, если изображение $f(x,y)$ имеет ограниченный спектр. Его Фурье преобразование $F(u,v) = 0$ вне некоторого интервала $|u| > U; |v| > V$.

Как известно из теории дискретных сигналов, перекрывание периодически повторяющихся трансформант Фурье-преобразования $F(u,v)$ изображения с ограниченной полосой может быть предотвращено, если интервал осуществления выборки выбран согласно условиям

$$\Delta x \leq \frac{1}{2U}, \quad \Delta y \leq \frac{1}{2V}.$$

Это теорема выборки Шеннона, которая имеет простую физическую интерпретацию при анализе изображений: интервал осуществления выборки должен быть выбран таким, чтобы он был меньше или равен половине самой маленькой значимой детали в изображении.

В реальных устройствах функция осуществления выборки не является функцией Дирака – это просто узкие импульсы с ограниченной амплитудой. В результате в реальных изображениях для осуществления выборки используются интервалы приблизительно в десять раз меньшие, чем это необходимо по теореме Шеннона.

Оцифровка

При оцифровке число уровней квантования должно быть достаточно высоким для восприятия глазом тонких деталей в изображении [1]. Наиболее часто в обрабатывающих устройствах используют квантование на k равных интервалов.

Если используется глубина квантования b бит, то число уровней яркости равно $k = 2^b$.

Обычно в цифровой технике используется 8 бит на пиксель, так как количество уровней яркости (256) монохромного изображения при этом превышает возможности зрительного аппарата; специализированные устройства используют двенадцать и более бит на пиксель.

1.3. Метрические и топологические свойства цифровых изображений

Некоторые интуитивно понимаемые свойства непрерывных прототипов изображений не имеют прямой аналогии в области цифровых моделей.

Расстояние между двумя пикселями в цифровом изображении – важная количественная мера. Расстояние между точками с координатами (i, j) и (h, k) может быть определено несколькими различными способами:

Евклидово расстояние:

$$D_E((i, j), (h, k)) = \sqrt{(i - h)^2 + (j - k)^2}.$$

Блочное расстояние:

$$D_4((i, j), (h, k)) = |i - h| + |j - k|.$$

Расстояние шахматной доски:

$$D_8((i, j), (h, k)) = \max\{|i - h|, |j - k|\}.$$

Другая важная мера - смежность пикселей (рис. 1.1).

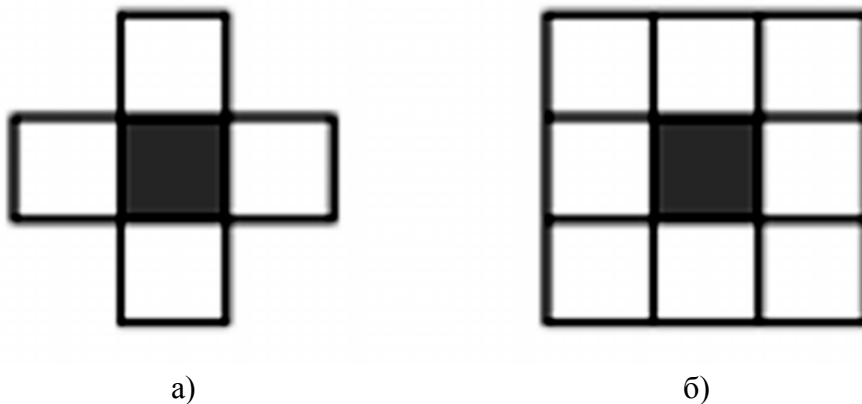


Рис. 1.1. Соседства пикселей:
а - 4-точечное; б - 8-точечное

Рассмотрим важные наборы, состоящие из нескольких смежных пикселей – *области*.

Известен парадокс смежности на квадратной сетке (рис. 1.2).

Смысл парадокса очевиден: неоднозначность представления узла пересечения двух линий. Возможное решение парадокса состоит в том, чтобы обращаться с объектами, используя 4-точечное соседство, и с фоном, используя 8-точечное соседство (или наоборот).

Шестиугольная сетка решает ряд проблем, характерных для квадратных сеток, в частности, на такой сетке отсутствует вышеназванный парадокс: любая точка в шестиугольном растре имеет одинаковое расстояние до всех его шести соседей.

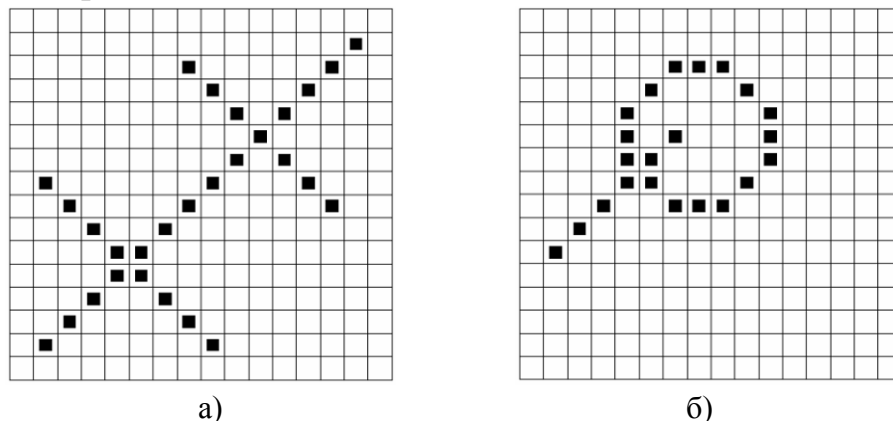


Рис. 1.2. Парадокс смежности на квадратной сетке:
 а - пересечение наклонных прямых; б - пересечение прямой
 и окружности общего положения

Граница R – набор пикселей в пределах области, которые имеют одного соседа или более вне R . Можно определить внутреннюю границу и внешнюю границу.

Край – локальное свойство пикселей и их непосредственной окрестности – это вектор, заданный величиной и направлением. Направление края перпендикулярно направлению градиента, который указывает в направлении роста функции изображения. Таким образом, граница – глобальное свойство, связанное с областью, в то время как край выражает локальные свойства функции изображения.

Топологические свойства изображений инвариантны по отношению к преобразованиям резинового листа (любые непрерывные деформации без разрезов и склеиваний). Растяжение не изменяет смежность частей объекта и не изменяет число отверстий в областях.

Одно из топологических свойств изображения - характеристика Эйлера - Пуанкаре, определяемая как разность между числом областей и числом отверстий в них.

Чтобы описать топологические свойства объектов, используют выпуклое покрытие. Выпуклое покрытие – самая маленькая область, которая содержит объект, такая, что любые две точки области могут быть связаны прямой линией, все точки которой принадлежат области.

Гистограммы

Яркостная гистограмма отображает частоту, с которой встречается значение яркости B в изображении. Гистограмма может иметь несколько локальных максимумов (рис. 1.3), иначе называемых *модами*. На рис. 1.3. – пример 4-модовой гистограммы.

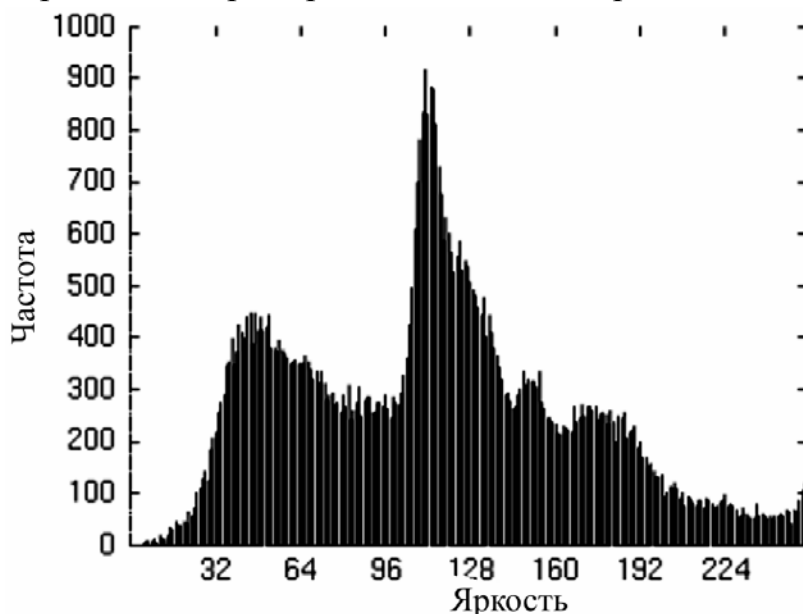


Рис. 1.3. Гистограмма изображения

1.4. Шумы в изображениях

Изображения часто сопровождаются случайным шумом.

Шум может возникать в процессе захвата изображения, его передачи или обработки и может зависеть или не зависеть от содержания изображения.

Шум обычно описывается вероятностными характеристиками.

Белый шум – постоянный спектр мощности (его интенсивность не уменьшается с увеличением частоты); очень грубое приближение шума изображения.

Гауссов шум – очень хорошее приближение шума, которое подходит во многих практических случаях. Плотность вероятности случайной переменной дается кривой Гаусса. В одномерном случае гауссов шум дается выражением

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}},$$

где μ - среднее, а σ - стандартное отклонение случайной величины.

Во время передачи изображения возникает шум, который обычно не зависит от сигнала изображения.

Различают шумы:

– *аддитивный*, когда шум v и сигнал изображения g независимы:

$$f(x, y) = g(x, y) + v(x, y);$$

– *мультипликативный*, шум является функцией величины сигнала

$$f = g + vg = g(1 + v) \approx gv;$$

– *импульсный*.

К мультипликативному, или параметрическому, шуму относится так называемый *фликкер-шум* (или шум $1/f$), который часто представляет серьезную проблему в устройствах обработки сигналов, в том числе изображений.

1.5. Фликкер-шум

Для борьбы с тепловыми шумами было предложено немало приемов, например охлаждение электронной аппаратуры до температуры жидкого гелия; в результате были созданы совершенные радиоэлектронные устройства, обладающие чрезвычайно низким уровнем собственного шума, например СКВИДы – сверхпроводящие квантовые интерферометрические датчики для измерений сверхмалых магнитных полей, в том числе мозга или миокарда. Но было замечено, что на частотах ниже 1 кГц уровень шума всегда превышает (причем весьма значительно) тот уровень, который в соответствии с теоретическими представлениями должен был бы иметь чисто тепловой шум. Причем этот избыточный шум по своему характеру существенно отличается от настоящего белого шума: его спектр мощности представляет собой не прямую, параллельную оси частот, а гиперболу, т.е. интенсивность шума растет с уменьшением частоты как $1/f$ (рис. 1.4).

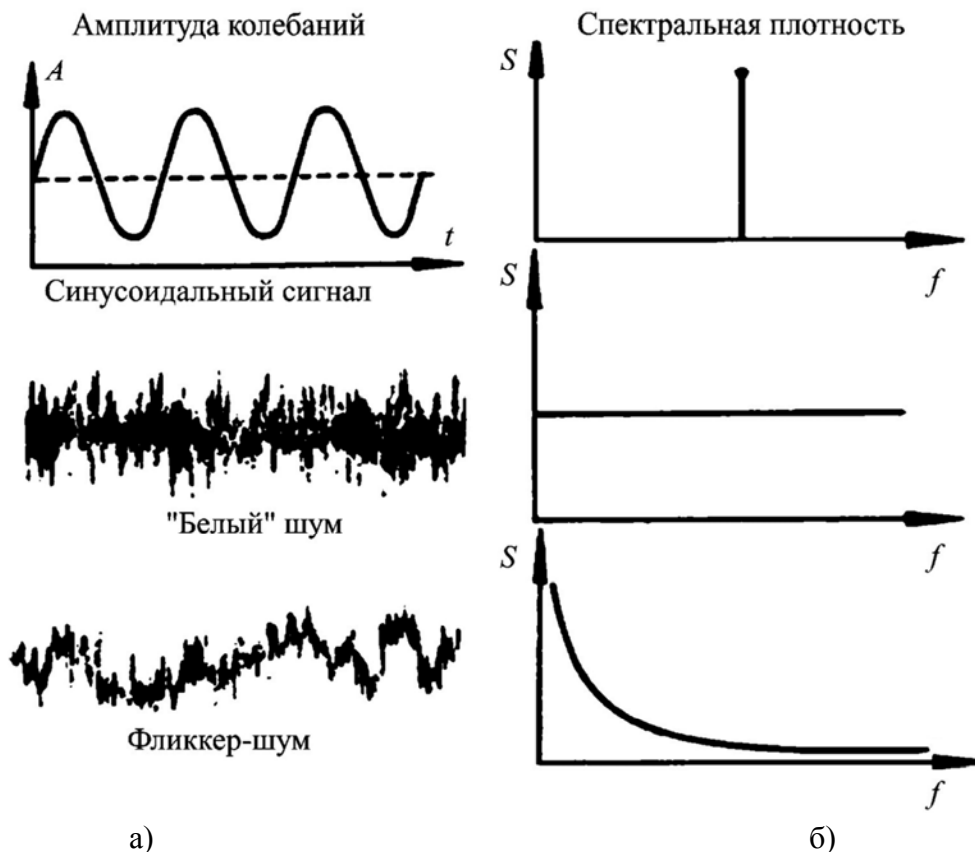


Рис. 1.4. Временная зависимость чистого синусоидального сигнала, "белого" шума и фликкер-шума (а), соответствующие спектральные плотности (б)

Электрический $1/f$ -шум был открыт Джонсоном более семидесяти лет назад как эффект медленных флуктуаций – мерцаний – эмиссионной способности катодов электронных ламп и вызванных этими мерцаниями флуктуации тока лампы.

Этой разновидности шума было дано особое название – *фликкер-шум* (от англ. flicker – мерцание).

По мере накопления экспериментальных фактов выяснилось, что фликкер-шум наблюдается в любых электронных устройствах.

Создавалось впечатление, что фликкер-шум имеет более фундаментальную природу, чем "белый" шум, порождаемый тепловым движением. При этом общая теория, способная объяснить это явление, до сих пор не создана.

Удивительную универсальность фликкер-шума иллюстрируют следующие факты:

- колебания земной поверхности и поверхности Солнца;
- солнечная активность;

- вариации напряженности геомагнитного поля;
- землетрясения, камнепады и снежные лавины;
- колебания температуры и давления атмосферы Земли;
- различные биохимические и биофизические процессы;
- процессы при горении;
- концентрации питательных веществ в живой клетке;
- энцефалограммы и частота сердцебиения;
- численность популяций;
- вариации интенсивности космических лучей;
- электромагнитное излучение Солнца;
- низкочастотные флуктуации в электронных приборах;
- вариации плотности автомобильного потока;
- частота возникновения эпидемий и социальных взрывов.

Даже музыка и многие другие явления представляют собой разновидности фликкер-шума.

Существенное влияние на качество изображений оказывает фликкер-шум в матрицах ПЗС – современных приемников изображений (см. гл. 2).

Существует точка зрения, согласно которой фликкер-шум служит неотъемлемой особенностью всех систем, находящихся вдали от термодинамического равновесия. Истинно равновесные системы (а тепловой “белый” шум как раз и характерен для равновесных систем) встречаются в природе крайне редко. В подавляющем большинстве случаев мы имеем дело с неравновесными системами, либо стремящимися к равновесию, либо поддерживаемыми в стационарном, хотя и неравновесном, состоянии за счет обмена энергией и веществом с внешней средой (например, живые организмы).

Сравнительно недавно было обнаружено, что старение электронных схем, их постепенная деградация сопровождаются возрастанием уровня низкочастотного шума, что можно использовать для прогнозирования возможных отказов, контроля надежности приборов.

Имеется точка зрения, согласно которой фликкер-шум связан со стохастическими процессами, такими как турбулентность, развивающаяся в потоке жидкости или газа, неустойчивый режим работы химического реактора, сердечная аритмия и др. [2].

Очевидным способом снижения уровня шума является сужение полосы пропускания усилителя сигналов. Однако ограничение полосы пропускания “сверху” до десятых долей герца не только не уменьшало величину мерцаний, но делало их еще более заметными.

Известно, что наиболее сильный фликкер-шум возникает в тех приборах, где полупроводники используются в поликристаллическом состоянии (фоторезисторы, терморезисторы, фотокатоды ФЭУ), а также в полупроводниковых приборах, сделанных по технологии "металл-окисел-полупроводник" (МОП) [3, 4].

1.6. Эмпирическая картина $1/f$ -шума

Токовый шум удобно описать с помощью спектральной плотности $S_J(\omega)$, которая показывает частотный состав шума и к тому же является непосредственно наблюдаемой в эксперименте характеристикой. Величина $\frac{1}{\pi} S_J(\omega) d\omega$ равна той части среднего квадрата флуктуации тока, которая обусловлена случайными изменениями с частотами, лежащими в интервале от ω до $\omega+d\omega$. Для чисто дробового (“белого”) шума спектральная плотность $S_J = \text{const}$ постоянна в широком диапазоне от нулевой частоты до частот, обратных времени пролета электронов.

На это указывает формула Найквиста:

$$S_J = 2k_B T g,$$

где k_B – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура проводника; g – проводимость.

Вследствие же мерцаний $S_J(\omega)$ возрастает на низких частотах обратно пропорционально частоте $S_J(\omega) \sim \omega^{-1}$.

Общее свойство всех перечисленных выше систем заключается в том, что $1/f$ -шум выступает как спутник стационарно протекающих необратимых процессов. Его вклад исчезает из спектров флуктуации электрического тока или потенциала, когда исчезают необратимые потоки и система переводится в термодинамически равновесное состояние: $1/f$ -шум выглядит как результат флуктуации диссипативных параметров системы — сопротивлений,

проводимостей и тому подобного, которые определяют величину необратимых потоков при заданных условиях неравновесности.

Реально $1/f$ -шум всегда слаб в том смысле, что на его долю приходится лишь небольшая часть среднего квадрата флуктуации тока (основной вклад вносится белым шумом). Однако он может на несколько порядков превышать белый шум на малых частотах и оказывается определяющим вредным фактором в работе устройств, характеризующихся высокой избирательностью по частоте, т.е. большой постоянной времени. Заметим, что будучи параметрическим (мультипликативным), $1/f$ -шум целиком «садится» на гармонический сигнал и переносится в окрестности рабочей частоты того или иного устройства. «Отфильтровать» же его полностью невозможно, так как вследствие зависимости ω^{-1} даже очень низкие частоты вносят значительный вклад в шум.

В настоящее время принято считать, что основные качественные и количественные закономерности $1/f$ -шума в однородных проводящих средах удовлетворительно отражаются формулой Хоухе (Hooge F.N.):

$$S_J(\omega) = \bar{J}^2 \frac{2\pi a}{\omega N}, \quad (1.4)$$

здесь $S_J(\omega)$ – спектральная плотность флуктуации тока; \bar{J} – среднее значение тока; a – безразмерная величина, иногда называемая константой Хоухе; N – число носителей заряда в шумящем образце среды.

В области линейной проводимости спектры относительных $1/f$ -флуктуаций тока $J(t)$ и напряжения $V(t)$ одинаковы:

$$\frac{1}{\bar{V}^2} S_V(\omega) = \frac{1}{\bar{J}^2} S_J(\omega) = S(\omega),$$

где $S(\omega)$ не зависит от J , V . Это равенство установлено опытным путем и не должно рассматриваться как очевидное. Оно позволяет феноменологически трактовать и описывать $1/f$ -флуктуации тока и напряжения как результат флуктуации сопротивления R или проводимости g с одним и тем же относительным спектром:

$$R^{-2} S_R(\omega) = g^{-2} S_g(\omega) = S(\omega).$$

Удивительнейшая отличительная особенность фликкер-шума заключается в том, что возрастание его спектральной плотности с

уменьшением частоты происходит вплоть до минимальных доступных измерению частот порядка $10^{-6} - 10^{-7}$ Гц и не обнаруживает тенденции к насыщению. Не менее удивительно, что это свойство фликкер-шума, как и вообще его спектральный состав, не зависит от геометрических размеров системы. Отсутствие насыщения даже на очень низких частотах означает, что физические процессы, ответственные за фликкер-шум, либо не имеют никакого характерного верхнего масштаба времени, либо имеют, но такой масштаб необычайно велик, больше $10^6 - 10^7$ с. Проверить утверждение о конечности его спектра на нулевой частоте, т.е. о наличии конечной (не равной нулю) проводимости при $\omega = 0$, можно только имея в запасе бесконечное время.

Уровень $1/f$ -шума определяется безразмерной величиной a в эмпирической формуле (1.4). Примечательно, что эта величина, как правило, не зависит от числа носителей заряда в образце N . Таким образом, относительные $1/f$ -флуктуации тока (а также напряжения, сопротивления) обратно пропорциональны N , а абсолютные – пропорциональны N (поскольку $\bar{J} \sim N$). Это обстоятельство указывает на то, что отдельные носители дают статистически независимые вклады в $1/f$ -шум. Однако между достаточно малыми и близкими областями корреляция все же должна быть, т.е. должна существовать характерная для данной среды «длина корреляции $1/f$ -шума». Оценки этой длины для некоторых полупроводников дали величину, меньшую одного микрона.

Еще один замечательный опытный факт – это наличие некоторой естественной меры $1/f$ -шума, которая соответствует типичному по порядку величины значению константы Хоухе $a \sim 10^{-3}$. Для многих собственных (слабо легированных) полупроводников $a \sim 10^{-3} - 10^{-4}$, причем a обычно не зависит от температуры образца T .

В то же время имеется целый ряд существенных отклонений уровня $1/f$ -шума от «стандартного» (соответствующего $a \sim 10^{-3}$). Например, шум намного меньше в сильно легированном полупроводнике, чем в собственном. В жидких электролитах уровень $1/f$ -шума намного больше «стандартного», здесь $a \sim 10$.

Шум аномально велик также в различного типа неоднородных (неупорядоченных) средах – гранулированных, зернистых пленках,

матричных композициях (ПЗС) и т.п. (к неоднородным средам нужно отнести и очень тонкие нити и пленки).

Картина фликкер-шума в металлах существенно меняется при переходе от низких температур к высоким. Так, было обнаружено, что относительный уровень шума тем выше, чем больше температурный коэффициент сопротивления образца. Эта зависимость четко видна вблизи температуры перехода в сверхпроводящее состояние, так как здесь температурный коэффициент сопротивления $\beta \equiv \frac{T}{R} \frac{dR}{dT}$ велик.

Было замечено, что уровень фликкер-шума, а иногда и форма его спектра зависят от качества теплового контакта между исследуемым образцом и его окружением (подложкой, креплением, средой, в которую погружен образец). В целом результаты экспериментов были удовлетворительно описаны эмпирической формулой

$$S(\omega) = \frac{2\pi\beta^2}{\omega \left[3 + 2 \ln \left(\frac{L}{h} \right) \right] C},$$

где C – теплоемкость образца; L и h – соответственно длина и толщина образца.

Большое количество экспериментальных данных накоплено о фликкер-шуме в различных неоднородных, но микроскопически упорядоченных системах: полупроводниковых устройствах (р-п-переходах, транзисторах), контактах металл-полупроводник, МОП-структурах и тому подобных, в том числе в режиме нелинейного сопротивления. Эти данные подтверждают те уже вполне надежно выявленные общие черты $1/f$ -шума, которые были перечислены выше.

1.7. Некоторые принципиальные вопросы, связанные с $1/f$ -шумом

Имеется физическая теория неравновесного, деградационного, происхождения фликкер-шума. Действительно, ни одна система не является идеально внутренне термодинамически равновесной. Например, всякая полупроводниковая структура неравновесна по отношению к медленной диффузии легирующих примесей, а также загрязняющих примесей извне, т.е. подвержена диффузионной деградации. Этот процесс носит характер нестационарного случайного процесса, который случайно «модулирует» различные характеристики прибора, в том числе сопротивление. Диффундируют также различные структурные дефекты (вакансии, дислокации).

Другая модель предполагает, что причиной фликкер-шума являются флуктуации подвижности свободных носителей, обусловленные особенностями их рассеяния (но не связанные с флуктуациями локальной температуры и вообще локальной термодинамической обстановкой). Считается, что подвижности различных носителей $\mu(t)$ флуктуируют статистически независимо друг от друга со спектром

$$S_{\mu}(\omega) = \mu^2 \frac{2\pi a}{\omega},$$

где μ – среднее значение подвижности, величина a имеет порядок $2 \cdot 10^{-3}$.

Замечательно, что исходя из таких предположений, удастся неплохо в качественном и часто даже в количественном отношении рассмотреть множество примеров: однородные полупроводники, p - n -переходы, транзисторы, точечные контакты и т.п. Во всех случаях в этой теории резкие структурные переходы, контакты, поверхности не являются источниками дополнительного фликкер-шума, но выступают как бы в роли «детекторов», «усилителей» объемного шума. Сложные процессы, протекающие на структурных переходах, «запускаются» фликкерными флуктуациями потока носителей из объема на переход вследствие флуктуации подвижности носителей. Поэтому конечные формулы оказываются весьма простыми и содержат небольшое число микроскопических параметров (оставаясь свободными от каких-либо макромасштабов). Например, флуктуации

тока через p - n -переход в режиме дробового белого шума (когда $\bar{S} = e\bar{J}$) определяются выражением

$$S_J(\omega) = e\bar{J} \frac{2\pi a}{4\omega\tau_{ж,б}}$$

в котором e – элементарный заряд; $\tau_{ж,б}$ – время жизни носителей в базе перехода. Эта формула хорошо согласуется с экспериментом при $a = 10^{-3}$.

Известно, что $1/f$ -шум в полупроводниках может заметно зависеть от состояния поверхности, особенно в случае тонкого образца. При движении в тонком образце поверхность должна влиять на статистические характеристики «продольной» диффузии носителя и тем самым на флуктуации подвижности. В качестве характерного масштаба толщины должна выступать диффузионная длина порядка $(D\tau_{ж})^{1/2}$ ($\tau_{ж}$ – время жизни), что подтверждается экспериментально.

Таким образом, $1/f$ -шум выступает как фундаментальное и общее явление, он возникает вместе с белым шумом при любом микроскопическом механизме переноса заряда (хотя его статистические характеристики зависят от конкретных особенностей механизма).

Если в системе протекают флуктуационные процессы, характеризующиеся широким разбросом времён релаксации (или «времён жизни, памяти» и т.п.), они дают вклад – и, возможно, в тех или иных случаях определяющий – в наблюдаемый низкочастотный шум и фликкер-шум.

1.8. Восстановление изображений

Восстановление изображений – группа методов их коррекции, в которых используется знание природы их искажений (деградаций).

Большинство методов восстановления изображений основано на применении операции свертки изображения и некоторого ядра.

Типичные причины деградаций изображений:

- дефекты оптических линз;
- нелинейность электрооптического датчика;
- зернистость материала пленки;
- относительное движение между объектом и камерой;

- неправильная фокусировка;
- атмосферная турбулентность.

Цель восстановления изображения состоит в том, чтобы получить первоначальное изображение из деградированной версии. Методы восстановления изображений разделяют на две группы:

Детерминистические методы применимы к изображениям с небольшим шумом и известной функцией деградации. Первоначальное изображение получается инверсным преобразованием от деградации.

Стохастические методы дают лучшие результаты восстановления. В некоторых случаях деградация должна быть сначала оценена априори. Выгодно знать функцию деградации явно. Чем лучше это знание, тем лучше результаты восстановления.

Можно привести примеры трех типичных деградаций с простой функцией:

- движение объекта с постоянной скоростью относительно камеры (смаз);
- неправильная фокусировка линзы объектива;
- атмосферная турбулентность.

Деградированное изображение g является результатом действия на первоначальное изображение f процессом, который может быть выражен как

$$g(i, j) = s\left(\iint_{(a,b \in \mathcal{O})} f(a, b)h(a, b, i, j)dadb\right) + v(i, j),$$

где s – некоторая нелинейная функция, и v описывает аддитивный шум.

Деградации сильно упрощаются в пренебрежении нелинейностью s и в предположении, что функция h является инвариантом относительно координат на изображении. Тогда деградация может быть выражена как свертка:

$$g(i, j) = (f * h)(i, j) + v(i, j). \quad (1.5)$$

Если деградация дается уравнением (1.5) и шум не существен, то восстановление эквивалентно обратной свертке (называемой также деконволюцией).

Для приведенных выше трех типичных деградаций процедуры деконволюций особенно просты.

Смаз

Предположим, что изображение получено камерой с механическим затвором. Относительное движение камеры и сфотографированного объекта в течение времени открытия затвора T приводит к смазу объекта в изображении.

Предположим, что V – постоянная скорость объекта в направлении оси x . Фурье-преобразование $H(u, v)$ деградации, зависящей от времени T , дается выражением

$$H(u, v) = \frac{\sin(\pi VTu)}{\pi Vu}.$$

Неправильная фокусировка линзы

Сглаживание изображения, вызванное неточностью фокусировки тонкой линзы, может быть описано следующей функцией:

$$H(u, v) = \frac{J_1(ar)}{ar},$$

где J_1 – функция Бесселя первого порядка; $r^2 = u^2 + v^2$, и a – смещение фокуса.

Атмосферная турбулентность

Математическая модель деградации такова:

$$H(u, v) = e^{-c(u^2 + v^2)^{5/6}},$$

где c – постоянная, зависящая от типа турбулентности, которая обычно может быть найдена экспериментально.

Обратная фильтрация

Основана на условии, что деградация была вызвана линейной функцией $h(i, j)$. Принимается, что сигнал и шум статистически независимы. Применение преобразования Фурье к уравнению (1.5) дает

$$G(u, v) = F(u, v)H(u, v) + N(u, v).$$

Деградация может быть устранена, если фильтр восстановления

имеет функцию передачи, которая является обратной к деградации h . Фурье-образ исправленного изображения F получается из деградированной версии G следующим образом:

$$F(u, v) = G(u, v)H^{-1}(u, v) - N(u, v)H^{-1}(u, v). \quad (1.6)$$

Далее следует произвести обратное преобразование Фурье от $F(u, v)$, в результате получим восстановленное изображение.

Уравнение (1.6) показывает, что обратная фильтрация удовлетворительно работает для изображений, которые не испорчены шумом. Если шум присутствует, его влияние существенно для частот, где $H(u, v)$ имеют малую величину (это соответствует высоким пространственным частотам u, v) и, таким образом, тонкие детали изображения оказываются размытыми.

Винеровская фильтрация

В отличие от обратной винеровская фильтрация предполагает априорное знание свойств шума. Восстановление винеровским фильтром дает отличие восстановленного изображения \bar{f} от оригинала f с минимально возможной среднеквадратичной ошибкой ε^2 .

Пусть G – преобразование Фурье деградированного изображения. Тогда Фурье-образ восстановленного изображения определяется как

$$\hat{F}(u, v) = H_W(u, v) G(u, v),$$

где винеровский фильтр находится из выражения

$$H_W(u, v) = \frac{H^{\#}(u, v)}{|H(u, v)|^2 + \frac{S_{v, v}(u, v)}{S_{g, g}(u, v)}}. \quad (1.7)$$

Здесь H – преобразование Фурье функции деградации; $\#$ обозначает комплексное сопряжение; $S_{v, v}(u, v)$ – спектральная плотность шума; $S_{g, g}(u, v)$ – спектральная плотность деградированного изображения.

Заметим, что в отсутствие шумов ($S_{v, v}(u, v) = 0$), выражение (1.7) полностью совпадает с обратным фильтром.

1.9. Контрольные вопросы

1. Попробуйте дать определение импульсного шума на монохромном изображении.
2. Что могут означать моды на гистограмме рис. 1.3?
3. Напишите выражение для двумерного гауссова шума.
4. Каковы характерные времена наблюдения фликкер-шума, соответствующие минимально доступным измерениям частотам сигналов?
5. Опишите процедуру восстановления смазанного изображения в отсутствие шумов.

1.10. Информация по теме

<http://www.integro.ru/system/eretics/flicker/flicker.htm>

1.11. Литература по теме

1. Семенов, С. И. Основы психофизиологии зрения : учеб. пособие / С. И. Семенов, Л. Т. Сушкова ; Владим. гос. ун-т.– Владимир, 2004. 44 с.
– ISBN 5-89368-521-0.
2. Букингем, М. Шумы в электронных приборах и системах : пер. с англ./ М. Букингем. – М. : Мир, 1986.– 399 с.
3. Пархомов, А. Г. Вариации интенсивности низкочастотных флуктуаций в полупроводниках. А. П. Пархомов // Атлас временных вариаций природных процессов. В 2 т. Т. 2. – М. : ОИФЗ РАН, 1998. – С. 310 – 312.
4. Бочков, Г. Н. Новое в исследованиях $1/f$ -шума/ Г. Н. Бочков, Ю. Е. Кузовлев // УФН. – 1983.– Т. 141. Вып.1.– С. 151 – 176.



Глава 2 ПРИБОРЫ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ

2.1. Устройство и принцип действия ПЗС

Широкое распространение в устройствах медико-биологической визуализации приборов с зарядовой связью (ПЗС) оправдывает выделение для описания их свойств, возможностей, ограничений и особенностей отдельной главы. ПЗС-матрицы применяются в качестве приемников света в замкнутых телевизионных системах (ЗТС) рентгеновских диагности-ческих комплексов, в эндоскопических видеокамерах, оптических микроскопах для медицины и биологии. Кроме того, компьютерное зрение и системы ориентации космических аппаратов, телевидение, цифровые сканеры, бытовые цифровые фото- и телекамеры, сотовые телефоны с визуализацией стали возможными благодаря ПЗС.

Наиболее сильное воздействие ПЗС оказали на астрономию и требования, предъявляемые астрономией к ПЗС, особенно космического базирования, стимулировали развитие технологии их изготовления, и сегодня приборы с числом элементов 4096×4096 и с квантовым выходом около 90 % уже являются привычными.

В 1970 г. сотрудники фирмы "Bell Laboratories" У. Бойл и Дж. Смит предложили и экспериментально продемонстрировали принцип зарядовой связи. Стало ясно, что присущее ПЗС свойство самосканирования устраняет необходимость в регистрах сдвига, создававших непростые проблемы в предшествующих типах датчиков.

Представим себе МОП-конденсатор, т.е. электрод, отделённый от кремния слоем диэлектрика. Для определённости будем считать, что полупроводник *p*-типа, т.е. концентрация дырок в равновесных условиях на несколько порядков больше, чем электронов [1].

Если на такой электрод (затвор) подать положительный потенциал, то электрическое поле, создаваемое затвором, проникая в кремний сквозь диэлектрик, отталкивает подвижные дырки; возникает

обеднённая область – некоторый объём кремния, свободный от основных носителей. При параметрах полупроводниковых подложек, типичных для ПЗС, глубина этой области составляет около 5 мкм. Если под затвором в результате *фотогенерации* образуются электроны, то они будут накапливаться в потенциальной яме на границе раздела окисел-кремний непосредственно под затвором (рис. 2.1, а). При этом электроны по мере накопления в яме частично нейтрализуют электрическое поле, создаваемое в полупроводнике затвором, и в конце концов могут полностью его скомпенсировать. Всё электрическое поле будет падать только на диэлектрике, а на границе раздела образуется тонкий слой электронов.

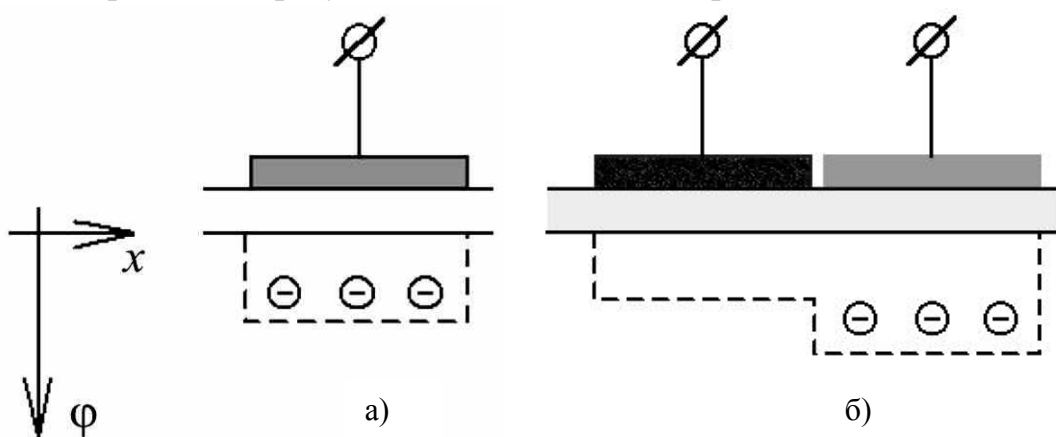


Рис. 2.1. Образование потенциальной ямы при приложении напряжения к затвору (а); перекрытие потенциальных ям двух близко расположенных затворов (б). Заряд перетекает в область, где потенциальная яма глубже

Пусть теперь рядом с затвором (справа на рис. 2.1, б) расположен ещё один, и на него тоже подан положительный потенциал, причём больший, чем на первый.

Если затворы расположены достаточно близко, то их потенциальные ямы объединяются и электроны перемещаются в область под вторым затвором, где потенциал выше. При наличии цепочки затворов, подавая на них соответствующие управляющие напряжения, можно *передавать локализованный зарядовый пакет вдоль такой структуры*.

Свойство *самосканирования* ПЗС состоит в том, что для управления цепочкой затворов любой длины достаточно трёх тактовых шин. Действительно, для передачи зарядовых пакетов

необходимы и достаточны три электрода: передающий, принимающий и изолирующий, который разделяет пары принимающих и передающих друг от друга, причём одноимённые электроды таких троек могут быть соединены друг с другом в единую тактовую шину, требующую лишь одного внешнего вывода (рис. 2.2). Так реализуется простейший трёхфазный регистр сдвига на ПЗС.

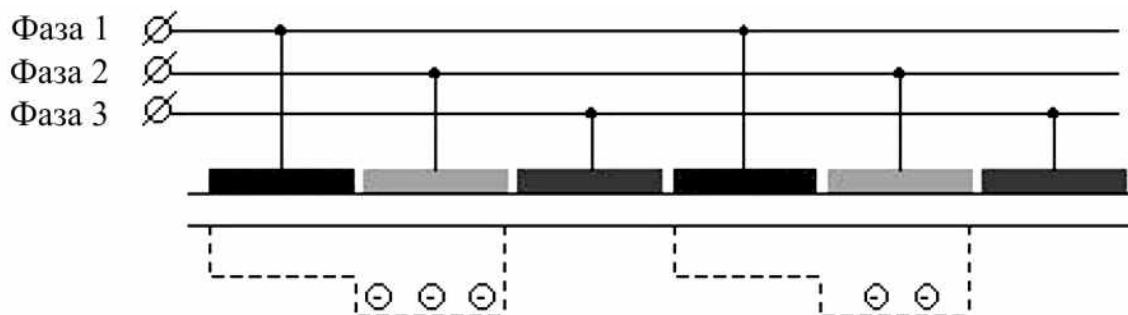


Рис. 2.2. Простейший трёхфазный ПЗС-регистр

Тактовые диаграммы работы такого регистра показаны на рис. 2.3.

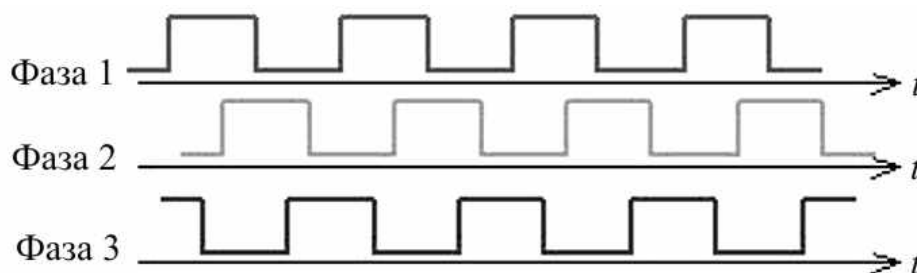


Рис. 2.3. Тактовые диаграммы управления трёхфазным регистром: три меандра, сдвинутые на 120°

При повышении потенциала на одной шине и понижении его на предыдущей происходит одновременная передача всех зарядовых пакетов под соседние затворы, и за полный цикл происходит сдвиг зарядовых пакетов на один элемент регистра.

Для локализации зарядовых пакетов в поперечном направлении формируются так называемые стоп-каналы – узкие полоски с повышенной концентрацией основной легирующей примеси, идущие вдоль канала переноса (рис. 2.4).



Рис. 2.4. Схема ограничения переноса заряда в боковом направлении стоп-каналами

На полную передачу заряда из одной ямы в другую требуется время, так что при высокой тактовой частоте (а для ТВ-стандарта она составляет в регистре считывания 7 – 13 МГц в зависимости от числа элементов по горизонтали) этого времени может и не хватить. Величина, показывающая, какая часть зарядового пакета передалась в следующий элемент ПЗС, называется *эффективностью переноса* ϵ . Из-за наличия дефектов полупроводника вблизи границы с диэлектриком в кремнии образуются ловушки, которые захватывают часть электронов из пакета, а затем освобождают их, но после того, как этот зарядовый пакет ушёл, так что освобождённые электроны попадают в другой, пришедший позднее, зарядовый пакет. Эмиссия электронов с ловушек как всякий тепловой процесс подвержена термодинамическим флуктуациям, что приводит к появлению *шума переноса*.

Эти проблемы удалось решить инженерам фирмы "Philips" в 1972 г., предложившим ПЗС со *скрытым каналом*. От обычного ПЗС он отличается тем, что в поверхностной области кремния создаётся тонкий (порядка 0,3 – 0,5 мкм) слой с проводимостью противоположного подложке типа и с концентрацией примеси такой, чтобы он мог полностью обедняться при подаче на него напряжения через соответствующий контакт.

Предположим, что скрытый канал имеет однородную концентрацию примеси по всей глубине. При полном обеднении скрытого канала в нём остаётся нескомпенсированный заряд легирующей примеси (будем считать её примесью *n*-типа, т.е. остаются положительно заряженные атомы примеси). Кроме того, обеднённая область будет простирается и в подложку, как и для ПЗС с поверхностным каналом, причём в подложке заряд нескомпенсированной примеси – отрицательный. Распределение

потенциала при таком ступенчатом распределении объёмного заряда будет *кусочно-параболическим* с максимумом потенциала, находящемся на некоторой глубине от границы раздела (рис. 2.5).

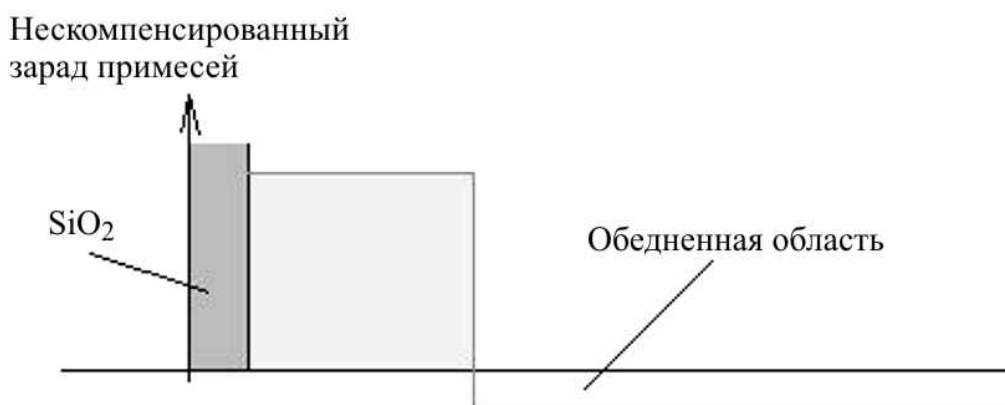


Рис. 2.5. Распределение зарядов в скрытом канале

Теперь сигнальные электроны собираются именно в области максимума потенциала, нейтрализуя по мере накопления атомы примеси (рис. 2.6), при этом максимальная плотность накопленного заряда не может превышать поверхностной концентрации примеси (порядка $1,5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3}$), и электроны не достигают поверхности. Таким образом удастся преодолеть все отрицательные моменты, связанные с взаимодействием зарядового пакета с границей раздела.

Степень совершенства кристаллической решётки в современных материалах весьма высока, и эффективность переноса в ПЗС со скрытым каналом достигает в лучших приборах потрясающих величин (99,9999 %) на перенос, т.е. после тысячи переносов искажения от неэффективности составляют 0,1 %. Достигается это не только из-за крайне низкой плотности ловушек в объёме полупроводника, но и из-за того, что перенос происходит на некотором удалении от затворов, а значит, становятся заметными двумерные эффекты – электрическое поле одного затвора проникает под соседний. Тем самым создается *дрейфовая составляющая* переноса (тянущее поле), которая вытягивает заряд гораздо быстрее, чем просто тепловая диффузия, так что частотные ограничения эффективности в диапазоне частот, характерном для телевизионных матриц, практически незаметны.

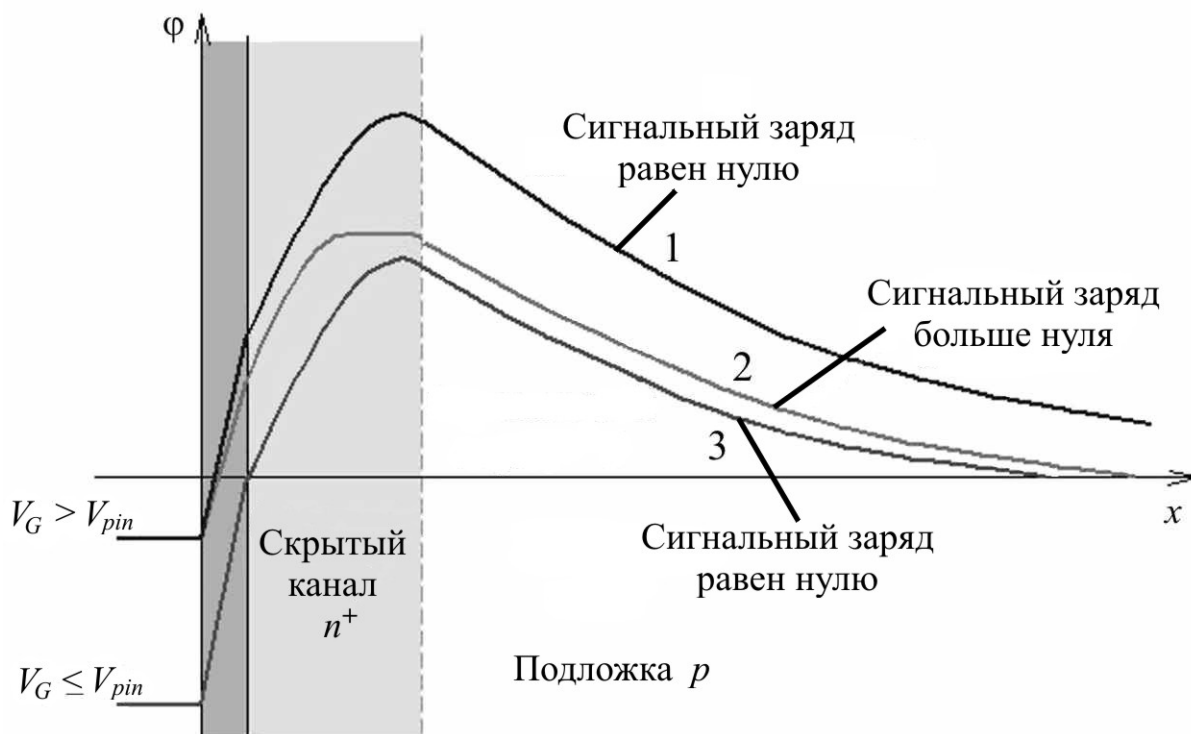


Рис. 2.6. Распределение потенциалов в ПЗС со скрытым каналом при отсутствии сигнального заряда (1), с сигнальным зарядом (2) и при фиксации поверхностного потенциала (3)

Отметим ещё одно отличие ПЗС со скрытым каналом от ПЗС с поверхностным каналом: уровни управляющих напряжений для них биполярные, т.е. напряжение барьера – отрицательное. Причём при некотором его значении V_{pin} (см. рис. 2.6) потенциал на границе раздела достигает нуля и дальше изменяться не может, так как дырки из стоп-канала заполняют поверхность, закорачивая её на стопор и экранируя канал от дальнейшего изменения электрического поля затвора. Это явление называется *фиксацией поверхностного потенциала*. Кроме того, скрытый канал *невозможно закрыть*; как только наступает фиксация, дальнейшее изменение потенциала канала прекращается.

Для понимания устройства двумерной матрицы ПЗС необходимо рассмотреть особенности стандартного телевизионного сигнала (ТВ) черно-белого телевидения.

Общий вид ТВ-сигнала

На рис. 2.7 схематично изображён телевизионный сигнал [2]. Он содержит видеосигналы отдельных строк, разделённые интервалом обратного хода по строке (строчный гасящий интервал), необходимым для того, чтобы электронный луч как в кинескопе, так и в передающей камере успел вернуться к началу следующей строки. Во время этого интервала подается и строчный синхроимпульс (он формируется не самим датчиком изображения, а замешивается в сигнал электронными схемами камеры).



Рис. 2.7. Общий вид ТВ-сигнала

Уровень синхроимпульсов принят за нуль, уровень черного в видеосигнале составляет 0,33 В, уровень гасящего – 0,3 В (30 мВ разницы образуют так называемый защитный интервал), максимальный уровень видеосигнала (уровень белого) – 1,00 В. Когда переданы сигналы всех строк одного поля, начинается формирование кадрового гасящего интервала. Строчные синхроимпульсы в это время продолжают формироваться, чтобы не сбивать схемы строчной развёртки кинескопа (в реальности их частота на короткое время, равное 2,5 длительности строки, удваивается, а полярность инвертируется, чтобы обозначить кадровый синхроимпульс), а видеосигнал не формируется. Затем по окончании кадрового гасящего начинается прямой ход по кадру для следующего поля. По принятому, например, в Европе стандарту период строчной развёртки составляет 64, длительность прямого хода по строке – 52, длительность обратного хода по строке – 12 мкс, а длительность кадрового гасящего – 25 строк. При этом в каждом поле имеется 312,5 строки, из которых 287,5 – активные, т.е. имеющие видеосигнал (полстроки возникает из-за того, что полное число строк в кадре для чересстрочной развёртки нечётное – 625) [2].

Простейший вариант двумерной матрицы ПЗС содержит два вертикальных регистра сдвига на ПЗС, образующих секции накопления и хранения с равным числом строк (каждая строка секции образована одной тройкой электродов), горизонтальный регистр сдвига и выходное устройство (рис. 2.8) [3].



Рис. 2.8. ПЗС со строчно-кадровым переносом

Рассмотрим подробнее работу такой структуры.

В течение времени прямого хода по кадру секция накопления стационарна, т.е. на неё подаются неизменные напряжения, формирующие потенциальные ямы только под одним электродом каждой тройки, причём потенциальные ямы образуются во всех элементах всех строк секции. По горизонтали отдельные ячейки накопления отделены стоп-каналами. Изображение, проецируемое на секцию накопления, вызывает фотогенерацию — образование электронно-дырочных пар. При этом фотогенерированные электроны остаются в потенциальной яме, дырки уйдут в подложку или вдоль поверхности в стоп-каналы. Таким образом, под действием света в ячейках накапливается *зарядовый рельеф*, т.е. в каждой ячейке

собирается заряд, пропорциональный её освещённости и времени накопления.

По окончании прямого хода по кадру на обе секции подаются тактовые импульсы, вызывающие синхронный перенос заряда, при этом обе секции образуют непрерывный регистр сдвига. После числа тактов, равного числу строк в каждой секции, весь накопленный зарядовый рельеф целиком переместится в секцию памяти, закрытую от света, а секция накопления будет очищена от заряда. Этот перенос из секции в секцию происходит быстро и занимает малую часть времени обратного хода по кадру.

Во время следующего цикла накопления (это следующее поле кадровой развёртки) накапливается следующий кадр изображения, а из секции памяти заряды построчно, во время обратного хода по строке, передаются в горизонтальный регистр и затем выводятся в выходное устройство регистра за время прямого хода по строке, формируя видеосигнал.

К существенному повышению чувствительности привело использование электродов из поликристаллического кремния, прозрачного почти во всём видимом диапазоне (рис. 2.9).

В таких приборах для формирования трёхфазной системы электродов используются три последовательно наносимых на подложку уровня поликремния, каждый для своей фазы, которые после формирования электродного рисунка окисляются.

Чтобы при окислении поликремния не изменялась толщина подзатворного диэлектрика, в современных приборах его делают двухслойным: окисел + нитрид кремния (Si_3N_4).

Такие ПЗС с поликремниевыми затворами существенно превосходят по чувствительности не только вакуумные трубки, но и фотоэмульсию.

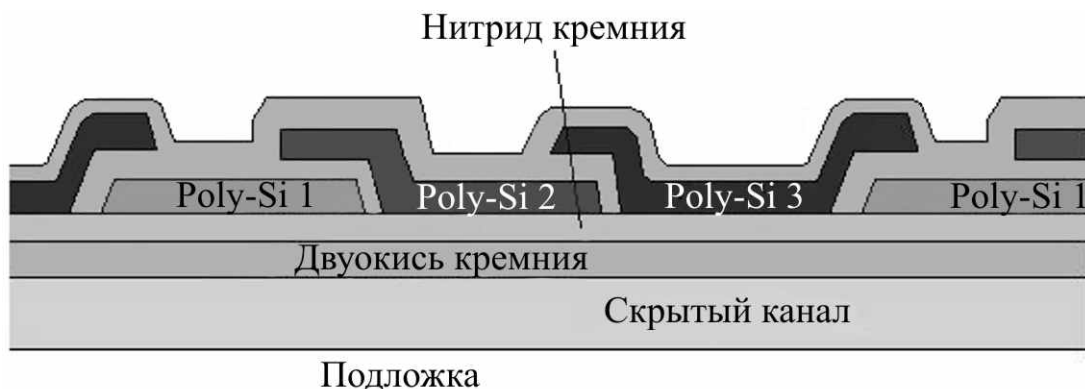


Рис. 2.9. Структура ПЗС с поликремниевыми затворами

Кроме того, выращенный на каждом слое поликремния изолирующий окисел резко снизил вероятность межфазного замыкания, а межфазный зазор уменьшился до 0,2 мкм – толщины межфазного окисла.

Преимущества и ограничения ПЗС

Общие преимущества перехода от вакуумных приборов к ИС высокой степени интеграции очевидны и не нуждаются в комментариях. К менее очевидным достоинствам можно отнести следующие.

1. *Жёсткий растр.* В трубках растр создавался сканирующим электронным лучом, и его геометрическое качество зависело от множества факторов – линейности напряжений развёрток, стабильности питающих напряжений, температурных эффектов и т.д. В твердотельных приборах растр задаётся с высокой точностью в процессе изготовления структуры прибора, так что геометрические искажения получаемого изображения определяются только качеством оптики.

2. С жёсткостью растра связаны и такие достоинства, как отсутствие *микрофонного эффекта* (т.е. изменения параметров электровакуумного прибора из-за акустического воздействия).

3. *Нечувствительность к магнитным полям* (искажения в вакуумных трубках, если не принимать специальных мер, могли возникать даже от изменения её положения относительно магнитного поля Земли).

4. Отсутствие *эффекта выжигания*. В трубках чрезмерно яркий свет приводил к выжиганию – длительному, а иногда и необратимому изменению параметров.

5. Отсутствующие в ПЗС *инерционности*: даже после исчезновения освещенности данной точки фотокатода вакуумной трубки сигнал с неё не спадает мгновенно. В матрицах ПЗС накопленный сигнальный заряд полностью выводится при переносе кадра и к началу следующей экспозиции секция накопления полностью очищена.

6. По сравнению с твердотельными приборами с координатной адресацией (КА) ПЗС выигрывают в *однородности сигнала*, так как все зарядовые пакеты детектируются одним усилителем.

7. Вся площадь секции накопления фоточувствительна, т.е. *коэффициент заполнения (fill factor) равен 100 %*. Эта особенность делает приборы данной организации монополистами в астрономии и везде, где определяющей является чувствительность.

Спектральные характеристики ПЗС

Остановимся на спектральных характеристиках ПЗС – зависимости от длины волны выходного сигнала, или, что эквивалентно, квантовом выходе – количестве фотоэлектронов на один фотон падающего излучения.

Спектральная характеристика (СХ) ПЗС определяется двумя факторами – прохождением света через электродную структуру и поглощением света непосредственно в полупроводнике [4].

Фотогенерацию вызывают только фотоны с энергией, превышающей ширину запрещённой зоны, – около 1,2 эВ (что соответствует длине волны чуть больше 1,05 мкм – это ближний ИК-диапазон). Фотоны с большей длиной волны просто не поглощаются и соответственно не дают вклада в выходной сигнал, а длина порядка 1,05 мкм оказывается красной границей фотоэффекта в кремнии. При уменьшении длины волны коэффициент поглощения постепенно растёт; так, при $\lambda = 1$ мкм свет затухает в e раз на 100, при $\lambda = 0,7$ мкм (красный цвет) – на 5, а при $\lambda = 0,5$ мкм (зелено-голубой) – на 1 мкм. Глубина обеднённого слоя (глубина, на которую распространяется электрическое поле затвора вглубь полупроводника) около 5 мкм. Ясно, что для света, который целиком поглощается внутри этого слоя

(при длине волны менее 0,6 мкм), внутренний квантовый выход будет почти 100 %, так как происходит мгновенное разделение электронно-дырочных пар электрическим полем. Для более длинных волн значительная доля фотонов поглощается в нейтральной подложке, откуда носители могут попасть в потенциальные ямы только за счёт тепловой диффузии.

Для очень коротких длин волн (меньше 270 нм) энергия фотонов достаточна для генерации двух электронно-дырочных пар, так что для них внутренний квантовый выход, на первый взгляд, может превышать 100 %. Однако при этом коэффициент поглощения становится настолько большим, а длина поглощения настолько маленькой, что становятся существенным вклад поверхностной рекомбинации, т.е. только что рождённые пары успевают рекомбинировать, не успев разделиться. Так что в области коротких длин волн внутренний квантовый выход тоже падает, хотя и не до нуля.

Как видно из рис. 2.9, свет, попадая в полупроводник, проходит через несколько слоёв с различными оптическими характеристиками, так что неизбежна его интерференция, так как толщина этих слоёв соизмерима с длиной волны.

Поликристаллический кремний, из которого сделаны электроды, совершенно непрозрачен в области длин волн до 430 – 450 нм (синий и фиолетовый цвета). В итоге СХ обычного трёхфазного ПЗС с поликремниевыми затворами выглядит так, как показано на рис. 2.10 (кривая 1).

Самый простой способ расширения спектрального диапазона – нанесение люминофора, специального вещества, прозрачного для длинных волн, но преобразующего коротковолновый свет в кванты с большей длиной волны. Этот приём позволяет расширить СХ ПЗС в синюю и УФ-область спектра (на рис. 2.10 кривая 2), не затрагивая, впрочем, средне- и длинноволновую часть СХ.

Второй способ, хотя он самый трудоёмкий и дорогой, позволяет добиться наилучших результатов. Состоит он в том, что кристалл ПЗС, уже после изготовления, утончается до толщины 10 мкм и менее, а свет падает на *обратную сторону подложки*, специальным образом обработанную.

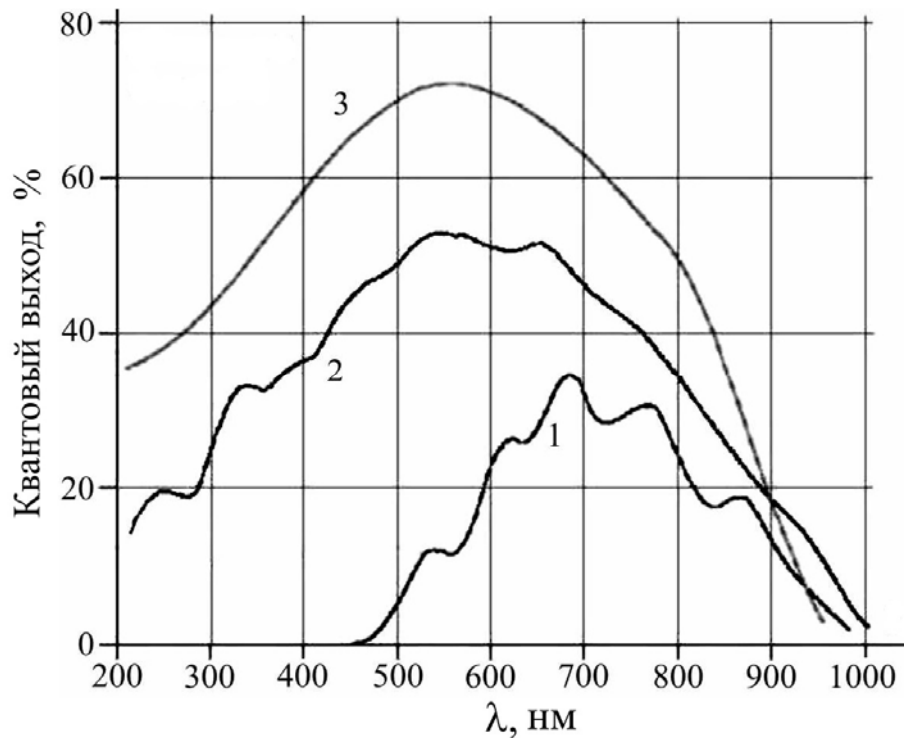


Рис. 2.10. Спектральные характеристики абсолютного квантового выхода:
 обычного ПЗС (1), ПЗС с люминофорным покрытием (2), с освещением с обратной стороны подложки (3)

При столь тонкой подложке носители успевают добраться до потенциальных ям (напомним, что они простираются на глубину до 5 мкм), а полное отсутствие каких бы то ни было электродов гарантирует, что практически весь свет, за исключением потерь на отражение, проникает в кремний. Квантовая эффективность таких матриц достигает 90 %, а спектральный диапазон простирается от 180 до 950 нм.

Недостатки ПЗС

Темновой ток – результат спонтанной генерации электронно-дырочных пар – явление неизбежное, однако бороться с ним можно. Теоретическая величина темнового тока для кремния крайне мала, и на самом деле темновой ток в ПЗС (как и обратные токи в других кремниевых приборах) определяется двустадийной генерацией через промежуточные энергетические уровни в запрещённой зоне. Чем меньше концентрация этих уровней, а она определяется качеством

исходного кремния, чистотой реактивов и степенью совершенства технологии, тем меньше темновой ток. Кроме того, граница раздела, где этих уровней много, даёт заметно больший вклад в темновой ток, чем объём.

В настоящее время типовые значения темнового тока для лучших ПЗС составляют при комнатной температуре доли 1 нА/см^2 , или несколько сотен (иногда десятков) электронов на ячейку в секунду. И если для вещательного и бытового ТВ (время накопления 20 или 40 мс) такой темновой ток незаметен, то для научных и диагностических применений, где регистрируются потоки в десяток фотонов на элемент, даже столь низкий темновой ток неприемлем.

Действительно, время накопления в малокадровых системах, скажем, флуоресцентной микроскопии, достигает минут, а в астрономии, когда нужно получить спектр звезды 20-й величины – часов. В таких случаях применяют охлаждение матриц. Как всякий термодинамический процесс, темновой ток сильно зависит от абсолютной температуры; принято считать, что при уменьшении температуры на каждые 7 – 8 градусов он уменьшается вдвое. Для глубокого охлаждения (в астрономических системах) используются криостаты с жидким азотом, где матрицы охлаждаются до $-196 \text{ }^\circ\text{C}$. Для более простых систем применяются термоэлектронные холодильники с использованием эффекта Пельтье, которые способны обеспечить перепад в $70 \text{ }^\circ\text{C}$ при подаче напряжения в 5 – 6 В, так что температура кристалла оказывается около $-40 \text{ }^\circ\text{C}$. Они столь компактны, что монтируются непосредственно в один корпус вместе с кристаллом ПЗС.

В цифровых системах на ПЗС, поскольку характеристика их отличается высокой линейностью, можно просто запоминать темновой сигнал (при данной температуре и данном времени накопления), а затем вычитать его из результирующего.

Неоднородность чувствительности. Ячейки ПЗС имеют неодинаковую чувствительность (иногда этот эффект называют *геометрическим шумом*). Величина этой неоднородности невелика и обычно не превышает 1 – 5 %, так что, скажем, в бытовых ТВ-камерах ею можно пренебречь. В научных и диагностических системах, где требуется высокая фотометрическая точность, применяют простой алгоритм коррекции неравномерности. Поскольку чувствительность

каждого индивидуального элемента – фиксированная величина, то для её коррекции при некоторой равномерной освещённости запоминают сигналы со всех элементов прибора и используют их как коэффициенты коррекции при всех последующих экспозициях.

Антиблюминг – это устойчивость к локальным пересветкам. На изображении блюминг (от англ. blooming) проявляется в виде вертикального расплывания ярких деталей изображения. Это явление иначе называется *оптической пересветкой*, и в камерах для ТВ оно совершенно недопустимо.

Бороться с блюмингом можно только разработкой специальной конструкции ячейки. Например, вдоль каждого столбца фоточувствительных ячеек прокладывается узкая стоковая область, находящаяся под большим положительным потенциалом и отделённая от накапливающей сигнальный заряд потенциальной ямы некоторым барьером, потенциал канала в котором (иногда управляемый отдельным затвором) *выше*, чем барьер, отделяющий ячейки друг от друга. В этом случае избыточный заряд будет переливаться в сток, и искажения сигнала в соседних элементах не возникает. Если используется специальный затвор управления антиблюмингом, то появляется возможность *принудительной* очистки заряда из накопительной ячейки даже без её переполнения, а это есть не что иное, как *электронная регулировка экспозиции*.

Одними из самых серьёзных недостатков ПЗС являются специфическая технология изготовления и чрезвычайно жёсткие требования к однородности исходного кремния и степени совершенства технологического процесса. Если при производстве цифровых приборов разброс параметров по пластине может достигать нескольких крат без заметного влияния на параметры получаемых приборов (поскольку работа идёт с дискретными уровнями напряжения), то в ПЗС изменение, скажем, концентрации легирующей примеси на 10 % уже заметно *на изображении*.

Свои проблемы добавляют и размер кристалла, и невозможность резервирования, как в БИС памяти, так что дефектные участки приводят к негодности всего кристалла. Специфическим ограничением является и присущий им по принципу действия последовательный вывод информации, тогда как в ряде применений удобнее иметь датчики с произвольным опросом.

2.2. Структура видеокамеры на основе ПЗС

На рис. 2.11 представлена оптическая часть видеокамеры. К объективу цифровой видеокамеры предъявляются требования повышенной разрешающей способности из-за малого размера элемента разложения прибора с зарядовой связью (ПЗС).



Рис. 2.11. Оптическая часть видеокамеры

Кроме того, объектив должен быть легким, надежным и формировать изображение с наименьшими искажениями. Объективы имеют регулируемые диафрагму, трансфокацию и фокусировку. Они снабжаются дополнительными сменными светофильтрами. Основным блоком видеокамеры — камерная головка (рис. 2.12), которая состоит из узла преобразования «свет-сигнал» и цифрового процессора обработки сигнала изображения (рис. 2.13).

Сразу за объективом расположен фильтр нижних пространственных частот и светоделительная призма с цветными фильтрами, которая разделяет световой поток на три спектральные составляющие — красную (R), зеленую (G) и синюю (B) — по числу преобразователей изображения на ПЗС.

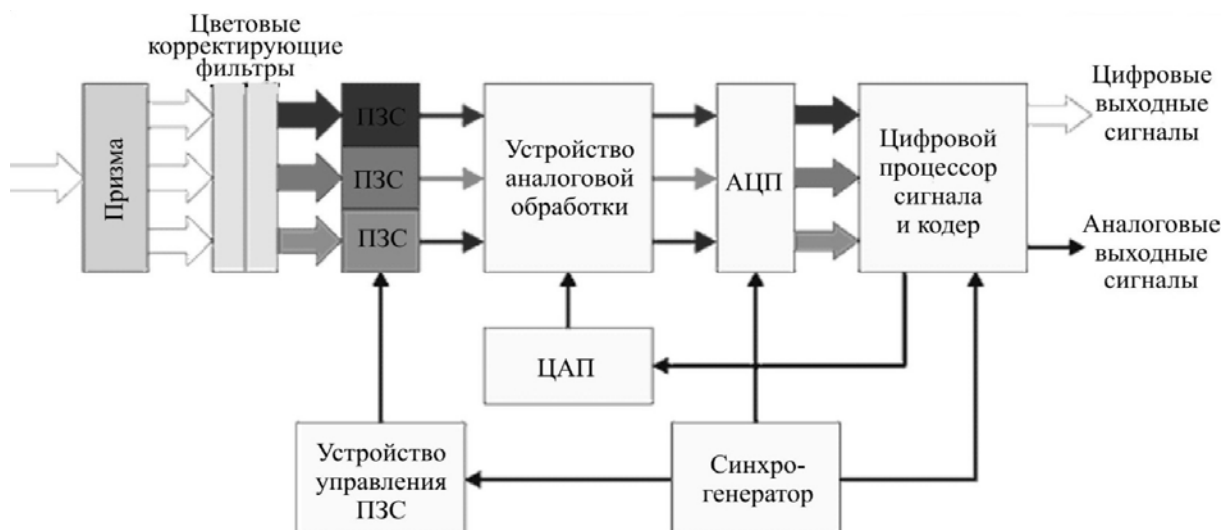


Рис. 2.12. Камерная головка



Рис. 2.13. Цифровой процессор сигнала

Устройство и работа преобразователя изображения на ПЗС

Преобразователь изображения на ПЗС – это прибор, осуществляющий пространственную дискретизацию изображения. Для исключения интермодуляционных искажений, или *элайзинга* (наложения спектров при дискретизации), в соответствии с теоремой Котельникова спектр передаваемых пространственных частот перед дискретизацией должен быть ограничен на частоте, равной половине частоты дискретизации.

Этой цели служит фильтр нижних пространственных частот (ФНПЧ), установленный перед светоделительной призмой (см. рис. 2.11). В видеокамерах, применяемых в ТВ-вещании, обычно используют самые высококачественные и дорогостоящие ПЗС со строчным или строчно-кадровым переносом.

Аналоговая обработка сигнала

Подавление шумов. Прежде всего, шумит сам световой поток. То есть число фотоэлектронов, накопленных в ячейке, определено с точностью до квадратного корня из их числа (статистика Пуассона). Например, зарядовый пакет в 10 000 электронов от кадра к кадру будет флуктуировать со среднеквадратическим отклонением в 100 электронов. Точно такой же статистике подвержен и темновой сигнал и, следовательно, суммарный (световой + темновой).

Для качественных приборов, где низки темновой ток и неэффективность переноса, доминирующим источником шума будет выходное устройство, в котором на выходной емкости возникает *установочный шум*. Среднеквадратическая величина этого шума равна $(k_B T/C)^{1/2}$, а эквивалентный шумовой заряд – $(k_B T C)^{1/2}$, где k_B – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, а C – ёмкость считывающего узла. При комнатной температуре установочный шум равен $400C^{1/2}$, если C измеряется в пикофарадах. При этом сам сигнал пропорционален $1/C$. Значит, чем меньше ёмкость, на которой детектируется заряд, тем больше отношение сигнал/установочный шум для данного считывающего устройства.

Величина ёмкости считывания в современных ПЗС достигает 0,01 – 0,03 пФ, что соответствует установочному шуму примерно 40 – 70 электронов. Для многих применений такой уровень шума приемлем, однако существует метод, позволяющий практически полностью устранить его. Этот метод предложен М. Уайтом и другими из фирмы "Westinghouse" в 1974 г. и носит название *двойной коррелированной выборки*.

Суть метода состоит в том, что если предварительно запомнить напряжение установочного шума, то потом его можно вычесть из результирующего сигнала и тем самым полностью его устранить. Метод двойной коррелированной выборки стал фактически стандартным методом предварительной обработки сигнала для всех малокадровых систем и во многих ТВ-камерах.

Остаётся только шум собственно выходного усилителя. Он имеет две компоненты: так, шум $1/f$, присущий МОП-транзисторам, который рассмотрен в гл. 1, и тепловой шум канала транзисторов, имеющий равномерный белый спектр. Шум $1/f$ во многом подавляется схемой двойной коррелированной выборки, которая служит фильтром верхних частот, причём степень подавления зависит от соотношения тактовой частоты и частоты излома спектральной характеристики плотности шума.

Для современных приборов на частоте порядка 100 кГц типовым считается шум выходного усилителя 3 – 6 электронов (при

охлаждении), а в лучших приборах достигается величина в 2 электрона. Поскольку максимальная величина зарядового пакета, передаваемого без искажений, составляет, как правило, 200 – 500 тыс. электронов, то динамический диапазон ПЗС достигает порядка 100 – 110 дБ; это примерно 18 или 19 бит.

Схема двойной коррелированной выборки (ДКВ)

Сигнал, снимаемый с ПЗС, содержит характерные искажения и шумы, связанные с работой его выходного устройства. Чтобы найти пути, позволяющие избавиться от этих последствий, рассмотрим особенности формирования этого выходного сигнала. Как показано на рис. 2.14, выходной сигнал ПЗС имеет три уровня:

- определяемый импульсами сброса, проникающими в выходной сигнал через паразитные емкости;
- фиксации, определяемый постоянным напряжением на стоке транзистора сброса с шумовой добавкой;
- уровень сигнала с той же шумовой добавкой, вызванной цепями узла детектирования выходного устройства ПЗС.

Эти шумы включают в себя:

- шумы сброса;
- низкочастотные $1/f$ -шумы повторителя на МОП-транзисторе;
- тепловые шумы.

Устранить эту шумовую составляющую $U_{ш}$ можно, так как ее величина в момент прохождения импульса фиксации $t_{ф}$ (когда информационный заряд еще не поступил в выходное устройство) и в момент прохождения импульса выборки $t_{выб}$ (когда информационный зарядный пакет уже слился с этой шумовой добавкой) остается неизменной.



Рис. 2.14. Сигналы ПЗС в схеме ДКВ

Именно операцию устранения шумовой составляющей осуществляет схема двойной коррелированной выборки (ДКВ) или, в английской интер-претации, CDS (Correlated double sampling) (рис. 2.15).

Схема ДКВ работает следующим образом. В момент прохождения импульса фиксации t_{ϕ} , когда на выходе ПЗС еще нет полезного сигнала, но есть шумовая составляющая $U_{ш}$, схема выборки осуществляет выборку и запоминание этой составляющей, которая передается на неинвертирующий вход операционного усилителя (ОУ).

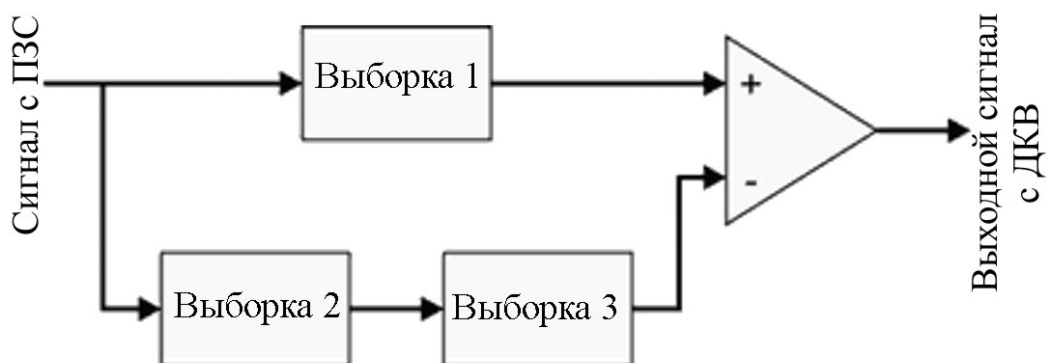


Рис. 2.15. Схема ДКВ

Схема выборки 1 осуществляет выборку и запоминание сигнала в момент прохождения импульса $t_{\text{выб}}$, когда сигнал на выходе ПЗС уже содержит полезную составляющую U_c и ту же самую, что и в момент прохождения импульса $t_{\text{ф}}$, шумовую составляющую $U_{\text{ш}}$.

Схема выборки 3 производит выборку шумовой составляющей $U_{\text{ш}}$ в момент прохождения импульса $t_{\text{выб}}$, переписывая значение шума с выхода схемы выборки 2 на инвертирующий вход ОУ. В результате с момента прохождения импульса $t_{\text{выб}}$ до следующей выборки на неинвертирующем входе ОУ будет присутствовать полезный сигнал с шумом $U_c + U_{\text{ш}}$, а на инвертирующем – $U_{\text{ш}}$. На выходе схемы ДКВ получим значение сигнала без шума U_c .

Предварительный регулируемый видеоусилитель

После схемы ДКВ сигнал поступает на регулируемый усилитель, который обеспечивает заданный размах сигнала перед подачей его на АЦП, а также стабилизацию уровня черного и shading-коррекцию (коррекция проработки деталей изображения в местах со слабой освещенностью). Регулировка осуществляется путем задания необходимого уровня смещения, которое поступает на видеоусилитель с ЦАП, преобразующего сигнал обратной связи, формируемый цифровым процессором сигналов. Глубина регулировки усиления обычно составляет от -6 до 30 дБ. В усилителе осуществляется также регулировка, обеспечивающая постоянство уровня черного и уровня белого во всех трех каналах.

Цифровой процессор сигналов (ЦПС)

Задача цифровой обработки – такая обработка сигналов трех основных цветов, поступающих с АЦП, при которой обеспечиваются высокая разрешающая способность, широкий динамический диапазон, верность цветопередачи и высокая надежность работы видеокамеры.

Высокая разрешающая способность формируемого видеокамерой изображения обеспечивается использованием ПЗС с большим числом элементов разложения, не менее 980 (по горизонтали)×576 (по вертикали), и сложным алгоритмом цифровой апертурной коррекции. Она заключается в интерполяции сигналов, полученных с двух ПЗС синего и красного каналов, сдвинутых относительно ПЗС зеленого канала в горизонтальном направлении на половину элемента разложения.

При таком количестве элементов разложения ПЗС в горизонтальном направлении (980) и временем прямого хода по строке (52 мкс) нетрудно оценить частоту считывания информации с ПЗС, приближающуюся к 20 МГц. С учетом тактовой частоты цифрового сигнала, равной 13,5 МГц и соответствующей рекомендации стандарта CCIR-601, выбирается частота считывания информации из ПЗС, равная 18 МГц ($4/3 \times 13,5$). Для исключения эффекта элайзинга тактовая частота, на которой работает ЦПС, выбирается в два раза больше частоты считывания информации с ПЗС – 36 МГц.

Гамма-коррекция сигнала в цифровом процессоре сигналов

Задача гамма-коррекции – создание такой "характеристики свет-сигнал" цифровой видеокамеры (обычно значение меньше единицы), чтобы она компенсировала модуляционную характеристику кинескопа (которая больше единицы) и обеспечивала значение сквозной характеристики всего ТВ-тракта "от света до света" (т.е. по цепи "снимаемый объект - экран монитора"), близкое к единице. Один из способов получения кривой, соответствующей требуемой гамма-характеристике, – кусочно-линейная аппроксимация, представленная на рис. 2.16, из которого видно, что в области малых освещенностей (где X мало) коэффициент усиления тракта существенно больше, чем в области средних и, тем более, больших сигналов.

Пропорционально увеличению коэффициента усиления расширяется и разрядная сетка цифрового процессора. Реализация заданной кривой осуществляется путем запоминания в устройстве памяти (RAM) необходимых коэффициентов a_n и b_n , а выходной сигнал Y вычисляется по формуле $Y = a_n X + b_n$.

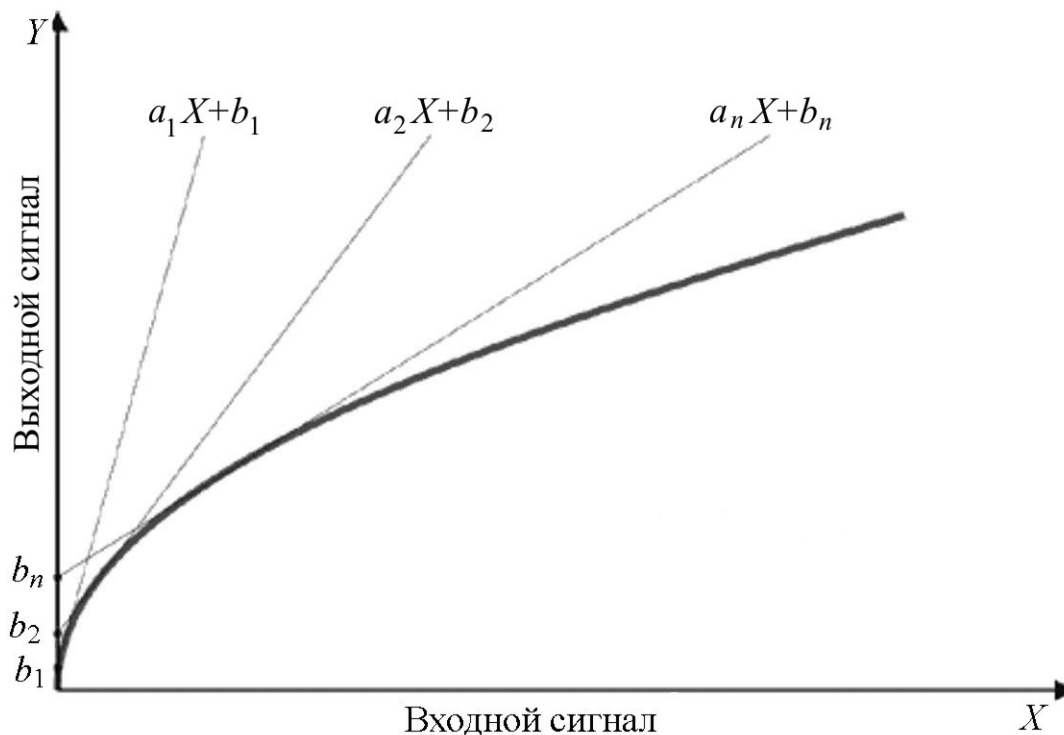


Рис. 2.16. Гамма-коррекция

Реализация этого алгоритма представлена на рис. 2.17. Альтернативный метод формирования заданной выходной характеристики - табличный, когда в отдельных ячейках таблицы по адресам, определяемым входным сигналом X , хранятся выходные сигналы Y . Недостаток такого метода - большой объем памяти, обусловленный необходимостью плавной регулировки гамма-коэффициента.

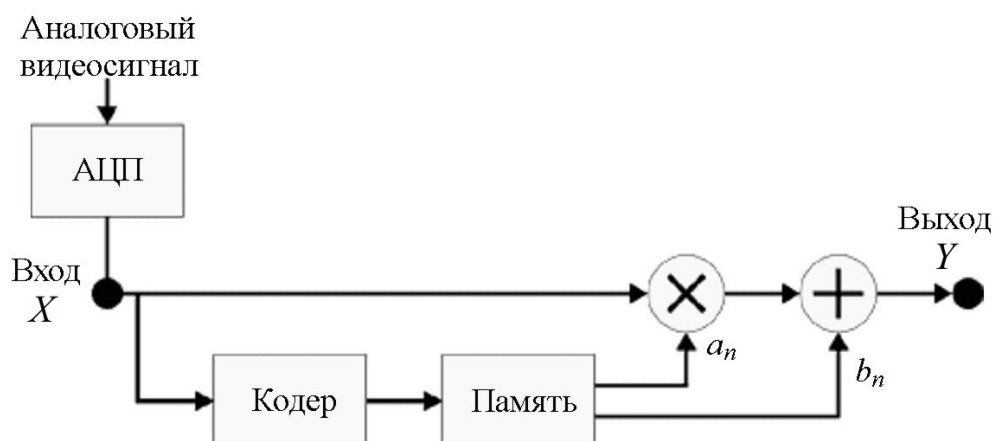


Рис. 2.17. Структурная схема гамма-корректора

Цифровая апертурная коррекция

Как уже упоминалось, ПЗС красного и синего каналов смещены относительно ПЗС зеленого канала на половину элемента разложения. В цифровом процессоре производится интерполяция сигналов, позволяющая вдвое поднять частоту дискретизации сигнала Y .

В результате практически полностью исключаются эффект элайзинга в горизонтальном направлении, а также влияние эффектов дискретизации, снижающих разрешающую способность ПЗС на предельных пространственных частотах, приближающихся к половине частоты дискретизации, т.е. на частоте 900 ТВ-линий в горизонтальном направлении для 980-элементного ПЗС.

Цветовая коррекция

Цифровой процессор сигналов открывает широкие возможности для цветовой обработки и коррекции изображения. Линейное матрицирование позволяет корректировать цветовой тон в соответствии с задачами оператора.

Матрица цветности и цифровые кодеры

После блоков гамма-коррекции и коррекции перегиба световой характеристики расположена матрица цветности, которая из сигналов трех основных цветов – R, G и B – формирует цифровой сигнал яркости Y и два цветоразностных сигнала R-Y и B-Y, которые

разделяются на два цифровых потока. Из одного с помощью цифрового кодера получают аналоговые композитные сигналы PAL или NTSC, а из другого, имеющего тактовую частоту 36 МГц, с помощью цифрового конвертера, использующего цифровые интерполяционные фильтры, - цифровой поток стандарта CCIR-601 с тактовой частотой 13,5 МГц.

Блок управления цифровой видеокамерой, интерфейс и другие аналогичные вопросы здесь не рассматриваем. Вместо этого уделим внимание реальной эндоскопической видеокамере ЭВК-103.

2.3. Эндоскопическая видеокамера ЭВК-103 [5]

Назначение

Видеокамера эндоскопическая ЭВК-103 предназначена для формирования сигналов цветного изображения с медицинских эндоскопов. Это изделие медицинского назначения может быть использовано для проведения операций с помощью эндоскопов, диагностики внутренних полостей организма с различными классами эндоскопов и в учебном процессе.

Технические данные

- стандарт разложения: 625 строк, 25 кадров, разложение чересстрочное, система PAL;
- разрешающая способность: в центре - не менее 350, по углам - не менее 300 телевизионных линий;
- диапазон рабочих освещенностей объекта - 3 – 15 000 лк;
- отношение сигнал-шум в яркостном канале при освещенности объекта 1400 лк - не менее 46 дБ;
- диапазон цветовых температур источников освещения объектов – от 2800 до 6500 К;

Выходные сигналы (на нагрузке 75 Ом), В: полный сигнал изображения в системе PAL $1 \pm 0,05$; яркости $1 \pm 0,05$; цветности в системе PAL $0,6 \pm 0,05$; сигналы R, G, B $1 \pm 0,05$; яркости (до АРУ) $1 \pm 0,05$.

Габаритные размеры, мм: камерная головка – 28×36×59; блок обработки сигнала – 65×320×325. Масса: камерная головка – 80 г; блок обработки сигнала – 4,2 кг.

Устройство и работа видеокамеры

Принцип работы видеокамеры поясним с помощью функциональной схемы (рис. 2.18).

Видеокамера состоит из отдельных функционально законченных блоков и узлов (камерной головки и блока обработки сигнала).

Оптические головки ОГЭ-1 и ОГЭ-2 предназначены для стыковки камерной головки с эндоскопами серии “2” фирм “Олипус” или “Пентакс”.

Изображение исследуемой внутренней полости пациента через эндоскоп и оптическую головку передается на светочувствительную поверхность ПЗС-матрицы, которая служит для преобразования цветного изображения в видеосигнал. Информация о цвете передаваемого объекта кодируется в ПЗС-матрице с помощью цветных фильтров. Каждый фоточувствительный элемент матрицы передает информацию только об одном цвете. Для снятия видеосигнала с ПЗС-матрицы служат формирователь импульсов управления ПЗС-матрицей и импульсный усилитель.

Видеосигнал с выходного каскада ПЗС-матрицы через видеоусилитель поступает на схему двойной коррелированной выборки, где осуществляется предварительная обработка видеосигнала. С выхода схемы двойной коррелированной выборки видеосигнал разделяется на четыре функциональных канала: яркости, цветности, электронного затвора и осветителя.

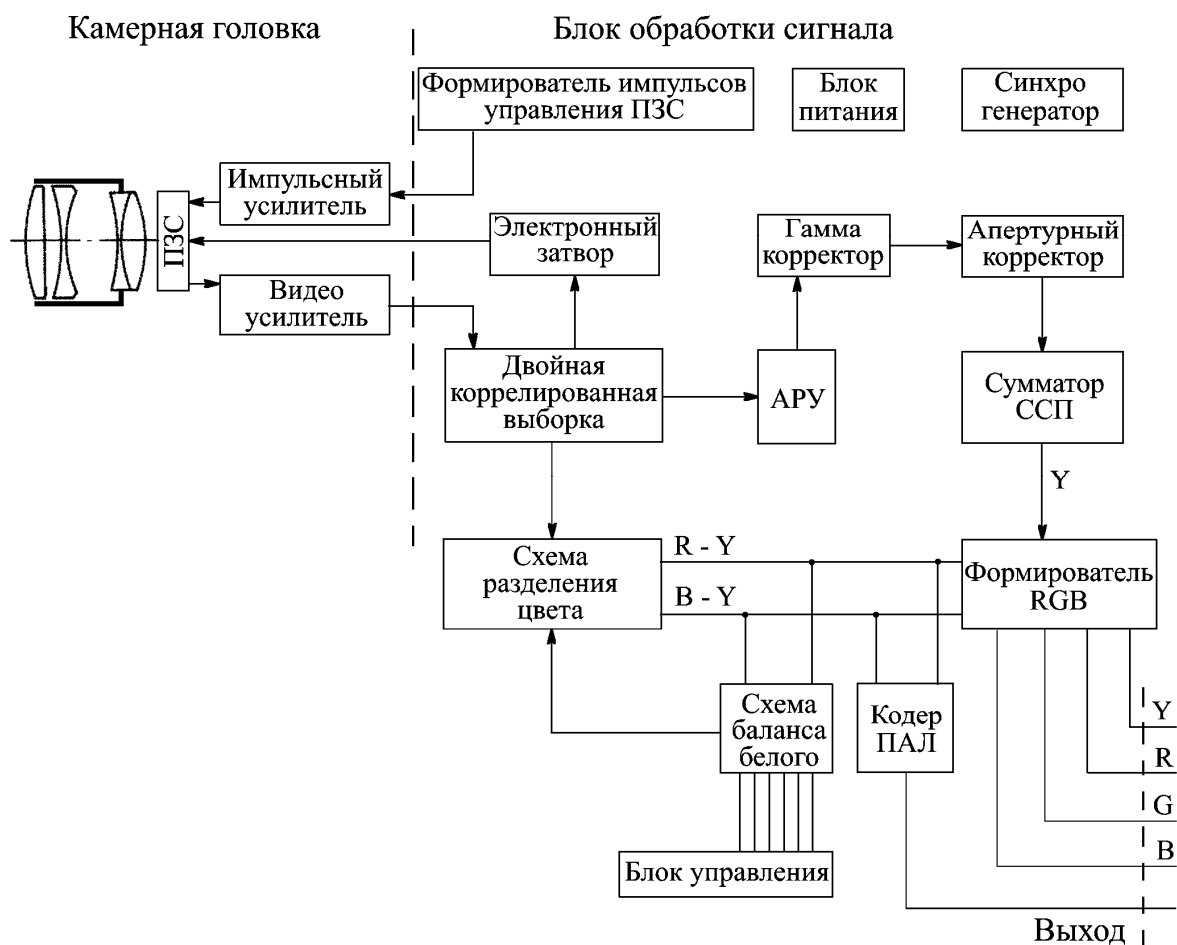


Рис. 2.18. Функциональная схема эндоскопической видеокамеры ЭВК-103

В канале яркости видеосигнал последовательно проходит через схему автоматической регулировки усиления, гамма-коррекции нелинейности кинескопа, апертурной коррекции и поступает на сумматор. В сумматоре формируется полный телевизионный сигнал Y , несущий информацию о яркости передаваемого объекта. С выхода сумматора сигнал Y поступает на выходной разъем блока обработки сигнала (для пользователя), а также на выходные усилители для формирования полного видеосигнала в системе PAL и формирования R -, G -, B - сигналов цветного изображения.

В канале цветности видеосигнал поступает на схему разделения цвета, где цветоделенные сигналы изображения декодируются из видеосигнала матрицы и из них формируются цветоразностные сигналы $R - Y$ и $B - Y$. Сформированные цветоразностные сигналы поступают на схему баланса белого, режим которой задается с панели управления.

Сбалансированные цветоразностные сигналы R – Y и B – Y поступают на кодер PAL и формирователь R-, G-, B- сигналов цветного изображения.

В кодере PAL сигнал цветности кодируется в системе PAL. Закодированный в системе PAL сигнал цветности поступает на выходной разъем блока обработки сигнала и на выходной видеоусилитель, где из него и сигнала яркости формируется полный видеосигнал в системе PAL. С двух выходов (1 В на нагрузку 75 Ом) видеоусилителя полный видеосигнал в системе PAL подается на выходной разъем блока обработки сигнала.

Канал электронного затвора состоит из схемы электронного затвора и буферного усилителя, с которого сигнал электронного затвора поступает на подложку матрицы. Этот сигнал в зависимости от освещенности матрицы автоматически регулирует время накопления сигнала изображения, расширяя динамический диапазон видеокамеры.

В канале осветителя установлен узкополосный усилитель, сигнал с выхода которого поступает на выходной разъем блока обработки сигнала. Этот сигнал используется для регулировки светового потока осветителя.

Многообразие ПЗС не исчерпывается рассмотренными в этой главе типами. Так, широкое распространение находят линейки ПЗС как для считывания одномерных изображений (например штрих-кодов), так и в системах, где имеется механическая развёртка по одной координате (телефакс и сканер).

Приёмники изображения – не единственное применение ПЗС. Если добавить к регистру ПЗС устройство ввода электрического сигнала, мы получим *аналоговую линию задержки*, причём время задержки определяется как числом элементов регистра, так и тактовой частотой, а значит, может легко *изменяться*. В качестве элемента регистрации зарядового пакета можно использовать не только плавающую диффузию, но и плавающий затвор, характеризующийся *неразрушающим считыванием*, т.е. получить регистр с отводами. Такие регистры служат основой *трансверсальных фильтров*, широко применяющихся, например, в обработке радиолокационных сигналов.

2.4. Контрольные вопросы

1. Опишите устройство и принцип действия матрицы ПЗС.
2. Для чего нужен скрытый канал в ПЗС?
3. Опишите преимущества и ограничения ПЗС-матриц.
4. Как достигается расширение спектрального диапазона ПЗС?
5. Какие функции выполняет блок аналоговой обработки сигнала в видеокамере на основе ПЗС?
6. Каково назначение основных блоков эндоскопической видеокамеры ЭВК-103.

2.5. Информация по теме

1.
<http://www.digitalware.ru/static/dwscanners/DWRscanhand010608.asp>
(2001. Л. Лазовский. ПЗС: Прецизионный взгляд на мир).
2. http://625-net.ru/_reg/reg.htm
3. http://foto-video.ru10_2004wisw1.html
4. <http://nikulin.htm>
5. Эндоскопическая видеокамера ЭВК-103: /Техн. описание и инструкция по эксплуатации/ НПК “Электрон”. – СПб, 1998. – 6 с.



Глава 3

ЗАХВАТ, ХРАНЕНИЕ И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

3.1. Устройство ввода-вывода ТВ-изображений в ЭВМ

Рассмотрим упрощенную блок-схему и принцип работы платы – захватчика видео (видеобластера), которая обеспечивает ввод в ЭВМ IBM PC телевизионного изображения форматом 512×512 8-разрядных элементов (в градациях серого), подаваемого с видеокамеры, например, на основе ПЗС. Функциональная схема устройства ввода-вывода изображений приведена на рис. 3.1. В состав устройства входят следующие элементы:

1. АЦП.
2. Блок синхронизации (БС).
3. Блок регистра данных (БРД).
4. Мультиплексор адреса (МПА).
5. Буферное запоминающее устройство (БЗУ-1, БЗУ-2).
6. Блок цифроаналогового преобразователя (ЦАП).
7. Блок управления (БУ).
8. Модуль параллельного обмена (МПО).

Стандартный телевизионный сигнал с телекамеры или через разъем "Видео" подается на входы АЦП и блока синхронизации. В БС производится выделение строчных и кадровых синхроимпульсов из видеосигнала, которые, поступая в БУ, запускают цикл записи-чтения буферной памяти, формируют импульсы запуска АЦП и другие управляющие сигналы. АЦП преобразует входной видеосигнал в 8-разрядные комбинации двоичного кода с частотой квантования 10 МГц, что обеспечивает передачу в БРД 512 байтов информации в течение одной строки телевизионной развертки.

БРД осуществляет прием 8-разрядных кодовых комбинаций от

АЦП и группирует их в 16-разрядные кодовые слова, пересылая их в регистр данных. Тот же регистр используется для запоминания данных, поступающих от ЭВМ, для их последующего размещения в буферной памяти.

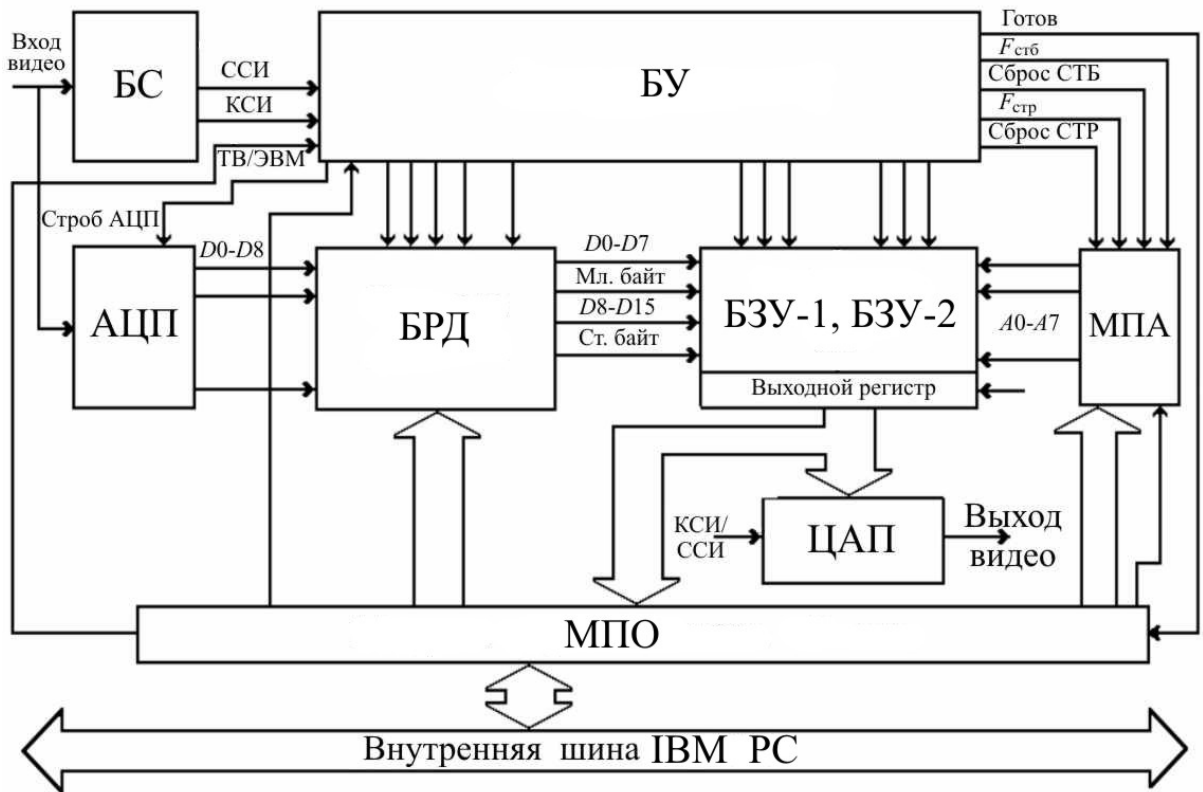


Рис. 3.1. Функциональная схема устройства ввода-вывода изображений (512×512)

БЗУ представляет собой динамическую память объемом 256 Кбайт и обеспечивает хранение одного кадра изображения в формате 512×512

8-разрядных элементов. МПА осуществляет временное разделение адреса строк и столбцов и передает на адресную шину БЗУ комбинации Астр и Астб в соответствующие моменты цикла обращения к памяти.

Регенерация памяти происходит во время обратного хода строчной развертки изображения последовательным перебором адреса строк ЗУ. Заполнение БЗУ осуществляется в течение двух полукадров телевизионного изображения (1/25 с).

При заполнении последней ячейки памяти запись в БЗУ прекращается и устройство переходит в режим "Чтение".

В режиме вывода цифрового изображения на ТВ-монитор прием

16-разрядных слов-данных из БЗУ осуществляет блок цифроаналогового преобразователя. Здесь из каждого слова формируется две байтовые комбинации, которые последовательно подаются на ЦАП. Аналоговый сигнал проходит буферный усилитель и в виде стандартного видеосигнала поступает на разъем "Выход видео".

Блок управления содержит кварцевый генератор ($f = 20$ МГц), формирователи служебных сигналов, схему синхронизации. В блоке формируются импульсы Запись/Чтение, СТР/СТБ, обеспечивающие работу динамической памяти, производится синхронизация цикла обращения к памяти с телевизионным сигналом, вырабатываются сигналы управления всеми блоками. Модуль параллельного обмена предназначен для осуществления обмена данными между устройством и ПЭВМ IBM PC AT. МПО осуществляет запись/считывание 16-битных слов с формированием соответствующих управляющих сигналов с помощью регистра команд и состояния (RCS), регистра данных и регистра адреса. Для подключения устройства к ПЭВМ необходимо установить 15-й разряд RCS в состояние логической "1", после этого записываются данные в регистр адреса. Затем программа обращается к 7-му разряду RCS, если он находится в состоянии логической "1", то разрешено осуществлять запись/считывание данных через регистр данных.

3.2. Вывод изображений на экран монитора

Основной элемент изображения на экране монитора - пиксель [1]. Пиксель – это световое пятно на экране, которое может принимать различные оттенки.

Пиксели располагаются на экране в виде строк и столбцов. Разрешение экрана определяется количеством пикселей в каждой строке и в каждом столбце. Экран 800×600 (разрешение для IBM PC и других совместимых ПК, оснащенных видеоадаптерами SVGA) позволяет изобразить 800 пикселей по горизонтали и 600 пикселей по вертикали, на экране их помещается 480 000. Большинство современных ПК обеспечивают разрешение 1024 на 768 или выше.

Максимальное количество цветов, одновременно отображаемых на экране, определяется количеством битов, выделенных для каждого пикселя в видеобуфере. В полноцветных системах каждому пикселю

отводится 24 бита цветовой информации: восемь – для красной компоненты цвета, восемь – для зеленой и восемь – для синей.

Каждое восьмибитное целое значение (1 байт) лежит в пределах от 0 до 255 (т.е. $2^8 = 256$ уровней), и большим числам соответствуют более яркие цвета. 24-битное число может принимать значения в диапазоне от 0 до 16777215 ($2^{24} = 16777216$), т.е. видеоадаптер может отобразить более 16,7 миллиона цветов. Смешивая разные интенсивности красной, зеленой и синей компонент, можно получить практически любой цвет.

Вне зависимости от того, использует видеоадаптер палитру или нет, графическая программа осуществляет вывод на экран, занося числа в видеобуфер. Если во все ячейки видеобуфера занести одно и то же значение, то экран окрасится в один цвет.

Как правило, чем больше пикселей на экране, тем выше качество изображения. Иногда пользователю приходится выбирать либо режим высокого разрешения, но с малым числом отображаемых цветов, либо наоборот. Один и тот же видеоадаптер позволяет получить 256 цветов при разрешении 1024×768 , но 16 цветов при разрешении 1280×1024 .

Если на экране нужно получить изображение фотографического качества, то важнее количество цветов. Изображение низкого разрешения, содержащее 256 цветов, выглядит более реалистичным, чем изображение на основе 16 цветов, но более высокого разрешения.

Так, изображение на экране телевизора обычно выглядит лучше, чем на экране компьютера. Экран компьютера может иметь более высокое разрешение, но телевизор позволяет отображать практически неограниченное число цветов, так как сигналы управления электронными пушками являются аналоговыми [2].

Основным устройством для вывода изображения на экран компьютера является видеобуфер, в качестве которого используется специальный тип ОЗУ - видеоОЗУ (ВОЗУ). ВОЗУ работает быстрее динамического ОЗУ благодаря двухпортовой конструкции, обеспечивающей одновременный доступ к нему двум устройствам: центральному процессору компьютера, который записывает значения в видеобуфер, и видеоадаптеру, который считывает значения из него и преобразует их в цветовые сигналы для монитора.

Внутренняя поверхность экрана покрыта пятнами люминофора. Каждый пиксель состоит из триады люминофоров: красного, зеленого и синего свечения. Люминофор светится, когда на него попадает электронный луч. Комбинации различных интенсивностей красного, зеленого и синего свечения люминофоров дают множество цветов пикселей (рис. 3.2).

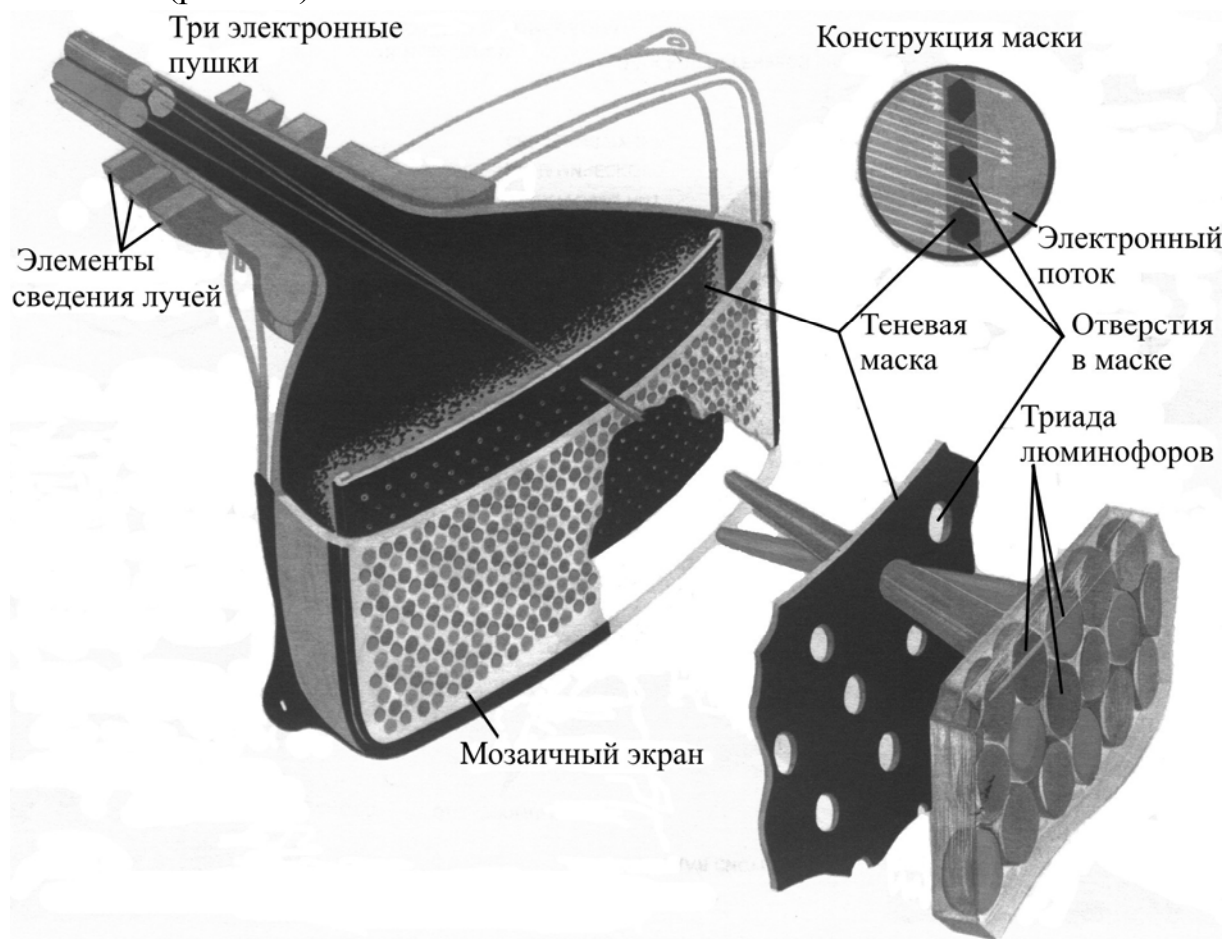


Рис. 3.2. Устройство трехлучевого масочного кинескопа

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) в видеоадаптере переводит данные видеобуфера в уровни напряжений для трех электронных пушек монитора. Каждая электронная пушка соответствует одному из трех основных цветов – красному (R), зеленому (G) или синему (B). Цифроаналоговым преобразователем снабжена каждая пушка в отдельности, чтобы компоненты красного, зеленого и синего цветов в каждом пикселе можно было задавать независимо. В видеоадаптерах с палитрами ЦАП получает цветовую информацию из палитры, а не напрямую из видеобуфера.

Для подсветки пикселя видеоадаптер использует уровни напряжений, вычисленные в ЦАП, для управления электронными

лучами, испускаемыми из всех трех пушек. Каждая пушка направляет электронный пучок на экран. Ток электронного пучка и, следовательно, интенсивность цвета, связанного с каждой пушкой, определяются уровнями напряжения. Если красная компонента имеет значение 255, то это значит, что красная пушка установлена в режим самой высокой интенсивности. Если зеленая и синяя компоненты равны нулю, то пиксель будет ярко-красным. Если, с другой стороны, заданы равные доли красного и синего цвета, а зеленый отсутствует, то пиксель будет фиолетовым [3].

Чтобы нацелить пушки на соответствующие им пятна люминофора, электронные пучки на пути к экрану проходят через отверстия теневой маски. Расстояние между этими отверстиями определяет интервал между пикселями на экране, который называется шагом монитора. Обычно монитор имеет шаг около 0,28 мм.

Для закраски всего экрана, содержащего сотни тысяч пикселей, электромагниты внутри монитора отклоняют электронные пучки так, чтобы они проходили экран слева направо, сверху вниз, подсвечивая каждый пиксель. В системах, не использующих чересстрочную развертку, электронные пучки пробегают слева направо по первой (верхней) строке экрана. Потом они перемещаются на левый пиксель второй строки и подсвечивают ее, затем на третью строку и так далее. Это происходит так быстро, что весь экран закрашивается за 1/60 с. Поскольку экран полностью обновляется 60 раз в секунду, мы говорим, что частота регенерации составляет 60 Гц.

В мониторах с чересстрочной разверткой четные строки подсвечиваются за один цикл, а нечетные - за следующий. Одна регенерация требует два цикла. Это приводит к тому, что частота регенерации снижается с 60 до 30 Гц. Таким мониторам из-за низкой частоты регенерации свойствен такой недостаток, как мерцание изображения.

3.3. Хранение растровых файлов формата BMP

Каждый из форматов хранения файлов изображений, таких как BMP, PCX, GIF, TIF, JPG и другие по-разному хранит графическую информацию, и каждый из них разрабатывался под конкретные цели. Формат GIF (от англ. Graphics Interchange File – файл графического обмена), например, был разработан для пользователей сети CompuServe.

Формат PCX изначально был предназначен для хранения черно-белых графических файлов, создаваемых ранней версией программы раскраски PC Paintbrush для компьютеров IBM PC.

Растровый графический файл обычно содержит информацию двух видов: графическую и неграфическую. В графических данных указываются цвета пикселей, неграфические данные содержат другую информацию, необходимую для восстановления изображения, например его высоту и ширину [4].

В растровых файлах используется обычно один из двух методов хранения данных о пикселях. В полноцветных изображениях пиксель может принимать любое из более чем 16 млн значений, поэтому и цвет пикселя хранится обычно как 24-разрядное значение – по 8 битов (1 байт) на красную, зеленую и синюю компоненты цвета. Если изображение содержит 1 млн пикселей, то размер файла будет равен 3 млн байтов плюс длина неграфических данных. Если изображение ограничено 256 цветами или менее, то цветовая информация обычно кодируется с использованием палитры. В этом случае информация о пикселе указывает на адрес в палитре, содержащей цвет.

Пример. Рассмотрим изображение из миллиона пикселей, содержащее 256 различных цветов. Кодирование цвета каждого пикселя 24-битным значением приводит к избыточности, потому что некоторые из 256 цветов будут повторяться неоднократно. Для хранения используемых цветов лучше выделить в файле 768 байтов под цветовую палитру: 256 полей по 24 бита, каждое поле содержит один из цветов, встречающихся в изображении. Тогда под значение цвета пикселя можно отвести 8 бит, т.е. целое число в диапазоне от 0 до 255, указывающее номер цвета в палитре. Теперь для графической части файла достаточно 1 000 768 байтов вместо прежних 3 000 000 байтов для полноцветного метода.

В большинстве форматов графических файлов пиксели располагаются построчно: слева направо в строке и строки нумеруются сверху вниз. Однако есть исключения, например, BMP-файлы начинаются с нижней строки и заканчиваются верхней строкой изображения.

Рассмотрим один из форматов – BMP, который является стандартом для систем Windows и OS/2. Конкретно рассмотрим BMP-файл, описывающий 256-цветное изображение размерами 1000×1000 пикселей. Формат BMP-файла немного различается в зависимости от количества цветов в изображении – 2, 16, 256 или 16,7 млн.

Файл состоит из четырех основных частей (см. таблицу):

- 14-байтного заголовка файла;
- 40-байтного информационного заголовка;
- 1024-байтной цветовой таблицы;
- миллиона байтов для значений пикселей.

(Под цветовую таблицу отводится 1024 байта, а не 768, поскольку в каждое 24-битовое поле таблицы добавлен еще один, неиспользуемый, байт.)

Первые 14 байтов BMP-файла составляют его заголовок, содержащий три значения:

- буквы BM, которые говорят о том, что графический файл имеет BMP-формат;
- число, означающее размер файла;
- число, указывающее на то, где находятся растровые данные.

Оно равно количеству байтов от начала файла.

Еще два поля в заголовке файла зарезервированы и обычно содержат нули.

Неграфические данные сосредоточены в информационном заголовке. Поля в информационном заголовке содержат его размер (40 байтов в BMP-файлах для Windows), высоту и ширину изображения в пикселях и количество битов на пиксель.

Формат файла BMP

№ п/п	Поле	Размер, байт
<i>Заголовок файла</i>		
1	BM	2
2	Размер файла	4
3	Резерв	2
4	Резерв	2
5	Положение (адрес начала) растровых байтов	4
<i>Информационный заголовок</i>		
6	Размер информационного заголовка	4
7	Высота изображения	4
8	Ширина изображения	4
9	Количество палитр	2
10	Количество бит на пиксель	2
11	Метод сжатия	4
12	Количество байтов растровых данных	4
13	Горизонтальное разрешение экрана	4
14	Вертикальное разрешение экрана	4
15	Резерв	4
16	Количество наиболее употребляемых цветов в изображении	4
<i>Цветовая палитра</i>		
17	Цветовая палитра, содержащая 256 полей по 4 байта каждое	1024
<i>Растровые данные</i>		
18	Пиксели перечисляются слева направо начиная с нижней строки изображения	$M \times N$

Цветовая таблица содержит 256 полей по 4 байта:

– **первый** байт в каждом поле кодирует **синюю** компоненту цвета;

– **второй** – **зеленую**;

- **третий – красную;**
- **четвертый** байт не используется и обычно устанавливается в нуль.

Например, если первые три значения в цветовой таблице равны (0, 192, 192), это соответствует желтому цвету средней интенсивности (смесь зеленого и красного).

Остальная часть файла содержит значения пикселей. Так как изображение состоит из 1 млн пикселей, а каждый пиксель требует одного байта цветовой информации, то эта часть файла занимает 1 млн байтов. Последовательность байтов соответствует порядку пикселей в изображении: слева направо, начиная с нижней строки изображения. Значение каждого байта есть номер цвета в палитре.

Вывод на экран изображения начинается с чтения заголовка файла и информационного заголовка. Программа таким образом узнает размеры изображения и количество цветов.

Затем программа читает цветовую таблицу. Если компьютер выводит 256 цветов максимум, то программа заполняет цветовую палитру значениями из цветовой таблицы. Таким образом обеспечивается правильная передача цветов изображения. Если компьютер способен отобразить миллионы цветов одновременно, то цветовую палитру заполнять не нужно.

И наконец, считываются растровые данные. Как только строка со значениями пикселей прочитана из файла, она передается в видеобуфер для получения изображения на экране. В таких графических средах, как Windows программа пересылает значения цветов не непосредственно в видеобуфер, а в Windows, и уже Windows заносит их в видеобуфер.

3.4. Сжатие изображений

Главный недостаток растровых файлов состоит в том, что они слишком велики по размеру.

К счастью, нет нужды занимать дисковое пространство мегабайт за мегабайтом под графические файлы. Уменьшить размеры графических файлов позволяют различные методы сжатия.

Методы сжатия растровой информации делятся на две большие группы: сжатие с потерями и сжатие без потерь. Методы сжатия без потерь дают более низкий коэффициент сжатия, но сохраняют точные

значения пикселей исходного изображения. Методы с потерями дают более высокие коэффициенты сжатия, но при декомпрессии воспроизводят первоначальное изображение с ошибкой.

Рассмотрим один из вариантов методов группового кодирования (run-length encoding – RLE). Идея метода заключается в том, что последовательность повторяющихся значений заменяется парой чисел: одно из них указывает длину группы (число повторений данного значения), а другое – само это значение. Это распространенный и очень простой метод сжатия без потерь. В различных вариантах он используется во многих форматах графических файлов и, в частности, в PCX и BMP. В его основе лежит тот факт, что многие изображения избыточны, поскольку содержат большое количество смежных пикселей одного цвета.

Пусть с помощью группового кодирования сжимается изображение, в котором встречается подряд 100 пикселей с нулевым значением. Эта последовательность кодируется парой чисел (100, 0). Следовательно, такой фрагмент изображения сократится в пятьдесят раз.

Большое распространение получил JPEG ("джей-пег") – метод сжатия с потерями. Он получил название от аббревиатуры объединенной группы экспертов в области фотографии (англ. Joint Photographic Expert Group – JPEG), которая его и разработала.

Работа алгоритма JPEG

Суть метода состоит в разделении информации, содержащейся в изображении по уровню важности, и последующем удалении менее важной ее части, которое уменьшает общий объем данных. Это достигается преобразованием матрицы цветовых значений в матрицу амплитуд, которые соответствуют определенным частотам спектрального разложения изображения. JPEG-сжатие отбрасывает часть высокочастотных компонент изображения, оставляя компоненты с низкими пространственными частотами.

Человеческий глаз менее чувствителен к высокочастотным вариациям цвета, поскольку общий вид изображения определяется низкими частотами.

В методе JPEG есть возможность интерактивного задания пользователем коэффициента качества или степени сжатия. Высокий

коэффициент качества позволяет сохранить больше деталей, но при этом уменьшается степень сжатия. При низком коэффициенте качества степень сжатия увеличивается, но изображение становится менее четким. Когда любой из методов (RLE или JPEG) применяется к полноцветному изображению, то красная, зеленая и синяя компоненты сжимаются независимо.

Программа компрессии делит изображение на блоки – матрицы размерами 8×8 пикселей. Поскольку при использовании метода JPEG время, затрачиваемое на сжатие изображения, пропорционально квадрату числа пикселей в блоке, обработка нескольких блоков меньшего размера делается значительно быстрее, чем обработка всего изображения целиком.

К значениям пикселей блока применяется дискретное косинусное преобразование (англ. Discrete Cosine Transform – DCT). DCT переводит матрицу значений яркости в матрицу значений амплитуд такой же размерности. Левый верхний угол матрицы соответствует низким частотам, а правый нижний – высоким.

Коэффициент качества, введенный пользователем, используется в формуле, по которой вычисляются значения элементов другой матрицы 8×8 , называемой матрицей квантования. Чем ниже коэффициент качества, тем большие значения будут иметь элементы этой матрицы.

Каждое значение в матрице, получившееся после DCT-преобразования, делится на соответствующее значение из матрицы квантования и округляется до ближайшего целого числа. Так как большие числа находятся в правой нижней половине матрицы квантования, то основная часть высокочастотной информации изображения будет отброшена – нижняя правая часть матрицы пикселей будет состоять в основном из нулей.

Далее программа последовательно считывает элементы матрицы и кодирует их последовательно методами без потерь. Степень сжатия существенно зависит от нулей в правой нижней половине матрицы. Чем ниже коэффициент качества, тем больше нулей в матрице и, следовательно, тем выше степень сжатия.

Декодирование JPEG-изображения начинается с шага, обратного кодированию без потерь, в результате восстанавливается матрица квантования пикселей.

Значения из матрицы пикселей умножаются на значения из матрицы квантования для восстановления матрицы, которая была вычислена на шаге применения DCT. На этапе квантования была потеряна некоторая часть информации, поэтому числа в матрице будут близки к первоначальным, но полного совпадения не будет.

Обратная к DCT формула (IDCT – Inverse DCT) применяется к матрице для восстановления значений пикселей исходного изображения. Восстановленное изображение при сравнении с оригиналом будет выглядеть несколько размытым и обесцвеченным.

3.7. Контрольные вопросы

1. Каков размер полноцветного файла изображения формата BMP с разрешением 1024×768 при глубине 1 байт на цвет (R,G,B)?
2. Каково назначение теневой маски кинескопа?
3. Оцените прозрачность теневой маски кинескопа (часть КПД преобразования мощности электронных пучков в свет) для монитора с шагом 0,28 мм и диаметром отверстий маски 0,2 мм.
4. Каков размер информационного заголовка файла BMP?

3.8. Литература по теме

1. *Травин, А.* Видео в компьютер и обратно/ А. Травин // Компьютер Пресс.–1996.– № 5.

2. *Бродский, М. А.* Цветные телевизоры /М. А. Бродский – 2-е изд., стер.– Минск : Вышэйш. шк., 1994.– 271 с.

3. *Семенов, С. И.* Основы психофизиологии зрения : учеб. пособие /С. И. Семенов, Л. Т. Сушкова; Владим. гос. ун-т. – Владимир, 2004. – 44 с.

– ISBN 5-89368-521-0.

4. *Климов, А.С.* Форматы графических файлов. /А. С. Климов/ – Киев.: НИПФ ДиаСофт Агд., 1995. – 480с.



Глава 4

ГЛОБАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

4.1. Линейные дискретные преобразования изображений

Обработка и анализ изображений, основанные на непрерывном или дискретном преобразовании изображения, – классическая техника обработки. Преобразования широко используются в фильтрации изображений, сжатии данных, описании и т.д.

Основная теория

Пусть изображение f представлено как матрица $M \times N$ целых чисел

$$f = \begin{bmatrix} f(0, 0) & f(0, 1) & \dots & f(0, N-1) \\ f(M-1, 0) & f(M-1, 1) & \dots & f(M-1, N-1) \end{bmatrix}$$

Общее преобразование

$$F = P f Q$$

может быть представлено как

$$F(u, v) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} P(u, m) f(m, n) Q(n, v),$$

где $u = 0, 1, \dots, M-1$; $v = 0, 1, \dots, N-1$.

Если P и Q не сингулярны (детерминанты отличны от нуля), инверсия матриц существует, то

$$f = P^{-1} F Q^{-1}.$$

Если P и Q являются симметричными ($M = M^T$), действительными и ортогональными ($M^T M = 1$), то

$$F = P f Q, \quad f = P F Q \quad (4.1)$$

и преобразование ортогонально.

4.2. Дискретное преобразование Фурье

Дискретное преобразование Фурье аналогично непрерывному и может быть эффективно вычислено с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Свойства линейности, инвариантности к смещению, модуляции, свертки, умножения и корреляции аналогичны непрерывному случаю с различием дискретного периодического характера изображения и его преобразования [1].

Пусть Φ_{JJ} – матрица преобразования размерами $J \times J$:

$$\Phi_{JJ}(k, l) = \frac{1}{J} \exp(-i \frac{2\pi}{J} kl); \quad k, l = 0, 1, \dots, J-1.$$

Здесь и далее $i = \sqrt{-1}$.

Дискретное преобразование Фурье может быть определено согласно уравнению (4.1)

$$F = \Phi_{MM} f \Phi_{NN},$$

$$F(u, v) = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f(m, n) \exp \left[-2\pi i \left(\frac{mu}{M} + \frac{nv}{N} \right) \right], \quad (4.2)$$

где $u = 0, 1, \dots, M-1$ $v = 0, 1, \dots, N-1$.

Матрица обратного преобразования

$$\Phi_{JJ}^{-1}(k, l) = \exp \left(\frac{2\pi i}{J} kl \right).$$

Инверсия преобразования Фурье

$$f(m, n) = \sum_{u=0}^{M-1} \sum_{v=0}^{N-1} F(u, v) \exp \left[2\pi i \left(\frac{mu}{M} + \frac{nv}{N} \right) \right],$$

$$m = 0, 1, \dots, M-1; \quad n = 0, 1, \dots, N-1.$$

Ядро дискретного преобразования (4.2)

$$\exp \left[-2\pi i \left(\frac{mu}{M} + \frac{nv}{N} \right) \right]. \quad (4.3)$$

В результате рассмотрения выполнения дискретного преобразования Фурье уравнение (4.2) можно записать

$$F(u, v) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(\frac{-2\pi i n v}{N}\right) f(m, n) \right] \exp\left(\frac{-2\pi i m u}{M}\right), \quad (4.4)$$

$$u = 0, 1, \dots, M-1; \quad v = 0, 1, \dots, N-1.$$

Сомножитель в квадратных скобках – одномерное преобразование Фурье m -й строки – может быть вычислено с помощью стандартного БПФ (обычно предполагают $N = 2K$). Каждая строка заменяется ее преобразованием Фурье, и вычисляется одномерное дискретное ПФ каждой колонки.

Периодичность – важная особенность ДПФ.

$$F(u, -v) = F(u, N-v), \quad f(-m, n) = f(M-m, n),$$

$$F(-u, v) = F(M-u, v), \quad f(m, -n) = f(m, N-n),$$

$$F(aM+u, bN+v) = F(u, v), \quad f(aM+m, bN+n) = f(m, n).$$

Спектры Фурье играют важную роль.

Фурье-образ действительной функции – комплексная функция

$$F(u, v) = R(u, v) + iI(u, v),$$

где $R(u, v)$ и $I(u, v)$ – реальные и мнимые компоненты $F(u, v)$ соответственно.

Модуль функции $|F(u, v)|$ называется частотным спектром изображения $f(m, n)$

$$|F(u, v)| = \sqrt{R^2(u, v) + I^2(u, v)}.$$

Используются также фазовый спектр $\phi(u, v)$ и спектр мощности $P(u, v)$

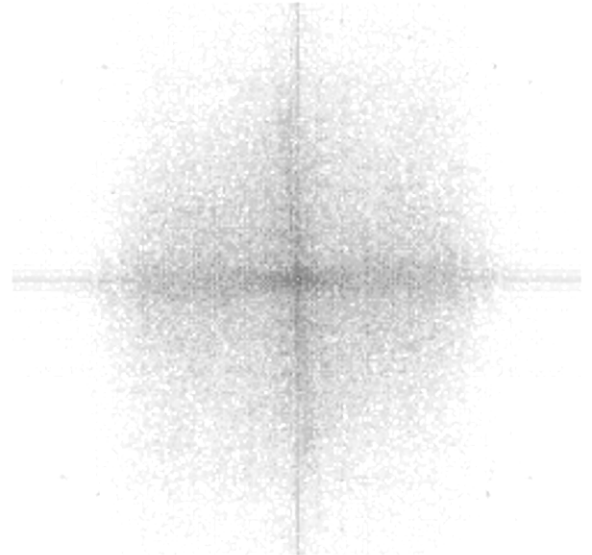
$$\phi(u, v) = \tan^{-1} \left[\frac{I(u, v)}{R(u, v)} \right]. \quad (4.5)$$

$$P(u, v) = |F(u, v)|^2 = R^2(u, v) + I^2(u, v).$$

Важно понять, что линии частотного спектра выглядят повернутыми на 90° относительно направлений краев в изображении из-за перпендикулярности между гранями изображения и изменениями интенсивности изображения, дающими оценку частотного характера граней (рис. 4.1).



а)



б)

Рис. 4.1. Спектр Фурье: *a* – изображение; *b* – частотный спектр как функция пространственных частот (в центре пространственно-частотные координаты $(u,v) = (0,0)$)

Преобразование Фурье имеет большое значение при вычислении свертки изображения.

Так, свертка изображения $f(m,n)$ с ядром (импульсной функцией) $h(m,n)$

$$g(a,b) = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f(m,n)h(a-m, b-n)$$

в частотной области эквивалентна произведению соответствующих частотных характеристик (теорема свертки, или теорема Бореля)

$$G(u,v) = F(u,v)H(u,v).$$

Таким образом, можно записать

$$g(a,b) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} F(u,v)H(u,v) \exp \left[2\pi i \left(\frac{au}{M} + \frac{bv}{N} \right) \right].$$

Использование этих соотношений может весьма значительно уменьшить вычислительную нагрузку при вычислении свертки (обычно для ядер свертки больших, чем 7×7).

4.3. Преобразование Адамара

Ядру дискретного преобразования Фурье соответствует комплексно-значная матрица (4.3). Это не всегда удобно и оправдано. Так, известны дискретные ортогональные преобразования, лишенные недостатков БПФ. Они также строятся на полных ортогональных системах функций. В качестве примера приведем преобразование Адамара. Его матрица 2-го порядка выглядит так:

$$\mathbf{H}_{22} = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix}.$$

Любая матрица Адамара кратного порядка получается рекурсивно:

$$\mathbf{H}_{2J2J} = \begin{vmatrix} \mathbf{H}_{JJ} & \mathbf{H}_{JJ} \\ \mathbf{H}_{JJ} & -\mathbf{H}_{JJ} \end{vmatrix}.$$

Например, матрица \mathbf{H}_{44} выглядит так:

$$\mathbf{H}_{44} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}.$$

Обратная матрица Адамара вычисляется весьма просто:

$$\mathbf{H}_{JJ}^{-1} = \frac{1}{J} \mathbf{H}_{JJ}.$$

Дискретное ортогональное преобразование Адамара над изображением f и обратное преобразование находят по формулам

$$F = \mathbf{H}_{MM} f \mathbf{H}_{NN}, \quad f = \frac{1}{MN} \mathbf{H}_{MM} F \mathbf{H}_{NN}.$$

Особо отметим, что коэффициенты матрицы Адамара являются действительными числами (в отличие от преобразования Фурье) и равны нулю или 1, что, несомненно, увеличивает скорость вычислений на компьютере как минимум вдвое. Аналогичными свойствами обладают преобразования Пэли, Уолша, Хаара, Адамара – Хаара, дискретное синус-ное преобразование, волновые преобразования.

Такие дискретные ортогональные преобразования (ДОП) находят применения при реконструкции изображения по проекциям в компьютерной томографии (КТ), магнитно-резонансной томографии

(МРТ), позитронной эмиссионной томографии (ПЭТ), астрономии, голографии, геофизике и так далее, где формирование изображения основано на преобразовании Радона (см. ч.1).

4.4. Дискретное косинусное преобразование

Имеется четыре определения дискретного косинусного преобразования, иногда обозначаемые DCT-I, DCT-II, DCT-III и DCT-IV.

Наиболее часто используемое дискретное косинусное преобразование для обработки изображений и их сжатия – DCT-II, в котором применяются уравнение (4.2) и квадратное изображение $N \times N$. Для него матрица дискретного преобразования может быть выражена как

$$C_{NN}(k,l) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} & \text{для } l = 0, \\ \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left[\frac{(2k+1)l\pi}{2N}\right] & \text{для других } k, l, \end{cases}$$

$$F = C_{NN} f C_{NN}^T, \quad f = C_{NN}^T F C_{NN}.$$

В двумерном случае формула для нормализованной версии дискретного косинусного преобразования (прямое косинусное преобразование DCT-II) может быть записана так:

$$F(u,v) = \frac{2c(u)c(v)}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} f(m,n) \cos\left(\frac{2m+1}{2N}u\pi\right) \cos\left(\frac{2n+1}{2N}v\pi\right),$$

$$u = 0, 1, \dots, N-1; \quad v = 0, 1, \dots, N-1,$$

где

$$c(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{для } k = 0, \\ 1, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Обратное косинусное преобразование выглядит так:

$$f(m,n) = \frac{2}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{N-1} c(u)c(v) F(u,v) \cos\left(\frac{2m+1}{2N}u\pi\right) \cos\left(\frac{2n+1}{2N}v\pi\right),$$

$$m = 0, 1, \dots, N-1, \quad n = 0, 1, \dots, N-1.$$

Обратим внимание, что вычисление дискретного косинусного

преобразования может быть основано на БПФ – все N коэффициентов дискретного косинусного преобразования могут быть вычислены при использовании $2N$ точек БПФ.

Дискретное косинусное преобразование – основа JPEG-сжатия изображений (см. гл. 3).

4.5. Примеры ДПФ-изображений

ДПФ ступенчатого изображения

Пусть изображение $f(x, y)$ (2-мерный сигнал) имеет размеры 128×128 , причем

$$f(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если } x \leq 64, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (4.6)$$

Функция $f(x, y)$ как изображение представлена на рис. 4.2, а.

В результате ДПФ получается комплексное изображение с действительной и мнимой частями, несмотря на то, что мы вычисляем ДПФ действительной функции. Частотный спектр изображения $f(x, y)$, вычисленный по формуле (4.6) показан на рис. 4.2, б.

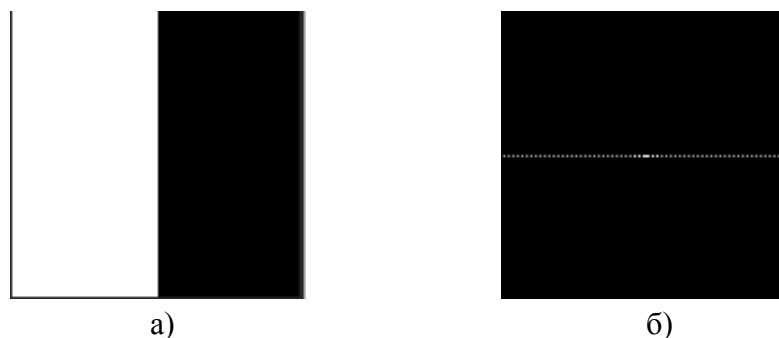


Рис. 4.2. Ступенчатое изображение (а) и его частотный спектр (б)

Изображение $f(x, y)$ имеет постоянную величину на любой вертикальной линии. Можно ожидать, что амплитуды спектра отличны от нуля только на средней линии, т.е. там, где $F(0, \nu) \neq 0$.

Аналитически можно вычислить ДПФ одномерного сигнала длины 128 вдоль любой горизонтальной линии (см. рис. 4.2, а) по уравнению

$$F(u) = \frac{1}{128} e^{-i \frac{\pi}{2} u} \frac{\sin\left(\frac{65\pi u}{128}\right)}{\sin\left(\frac{\pi u}{128}\right)}.$$

Одномерный профиль частотного спектра по горизонтальной линии $y = 64$ показан на рис. 4.3, одномерный профиль фазы по формуле (4.5) представлен на рис. 4.4.

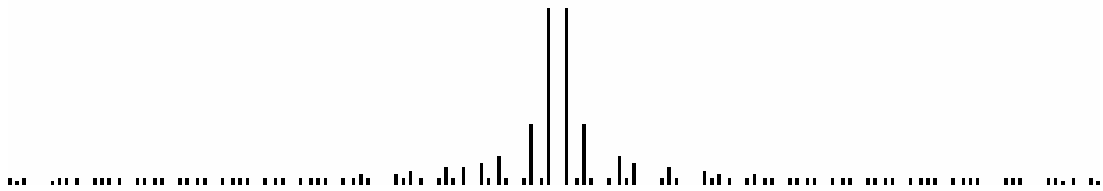


Рис. 4.3. Одномерный профиль частотного спектра ступенчатого изображения

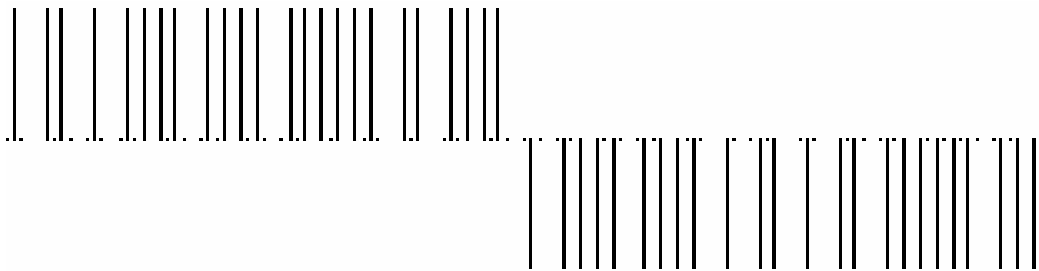


Рис. 4.4. Одномерный профиль фазы ступенчатого изображения

4.6. Свойства ДПФ

Важный результат (4.4) подразумевает, что 2-мерное ДПФ $F(u, v)$ может быть получено взятием 1-мерного ДПФ: от каждой строки изображения $f(x, y) \Rightarrow F(u, y)$; каждого столбца $F(u, y)$, что иллюстрирует рис. 4.5.

Аналогичная процедура также применяется для обратного 2-мерного ДПФ.

ДПФ имеет большое разнообразие важных свойств. Они помогают понять результаты некоторых операций по обработке изображений.

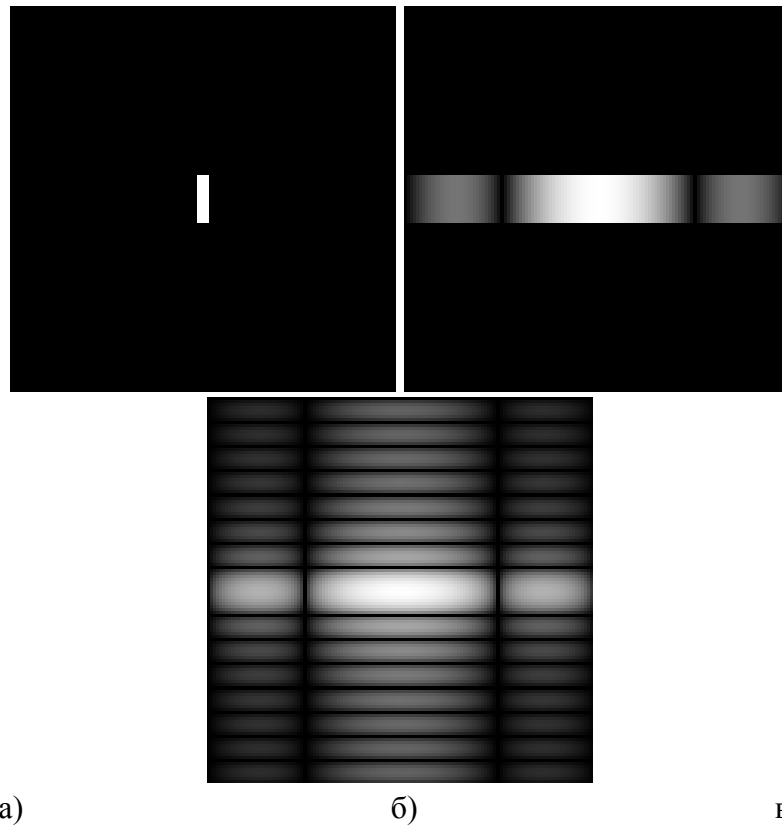


Рис. 4.5. Исходное изображение $f(x, y)$ (а); ДПФ по строкам $|F(u, y)|$ (б); полное 2-мерное ДПФ $|F(u, v)|$ (в)

Вращение

Поворот $f(x, y)$ на угол θ также приводит к повороту спектра ДПФ $F(u, v)$ на такой же угол, но в обратном направлении (рис. 4.6. и 4.7). Интуитивно должно быть понятно, что, рассматривая ДПФ как

линейное разложение на синусоидальные гармоники, необходимо сдвинуть по фазе все гармоники на один и тот же угол θ .

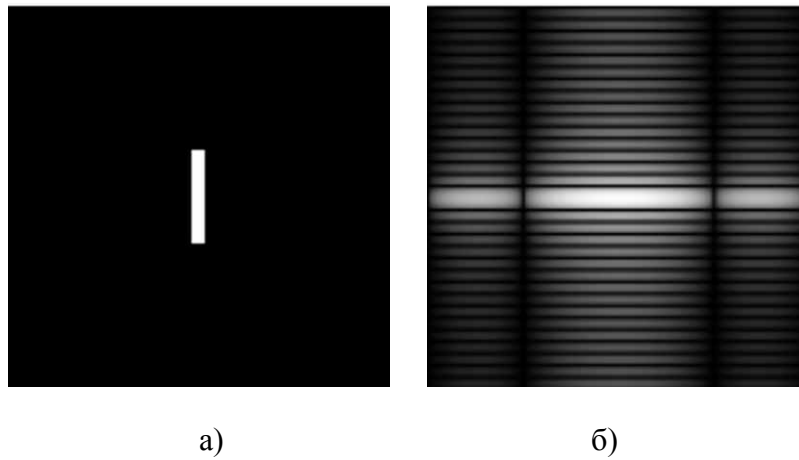


Рис. 4.6. Исходное изображение $f(x, y)$ (а); его частотный спектр $|F(u, v)|$ (б)

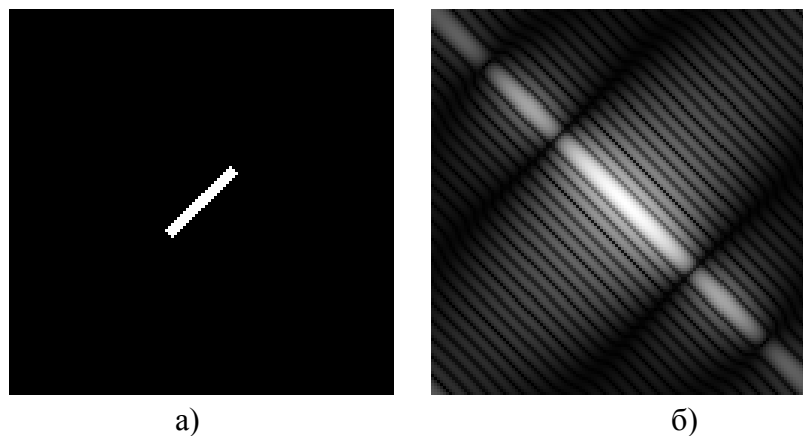


Рис. 4.7. Повернутое изображение $f(x, y)$ (а); его частотный спектр $|F(u, v)|$ (б)

Линейная комбинация

ДПФ - линейный оператор, поэтому верно следующее:

$$k_1 f(x, y) + k_2 g(x, y) \Leftrightarrow k_1 F(u, v) + k_2 G(u, v),$$

где k_1, k_2 – масштабные коэффициенты; $f(x, y)$ и $g(x, y)$ – разные изображения (одного размера); $F(u, v) + G(u, v)$ – их ДПФ, что иллюстрируется на рис. 4.8 и 4.9.

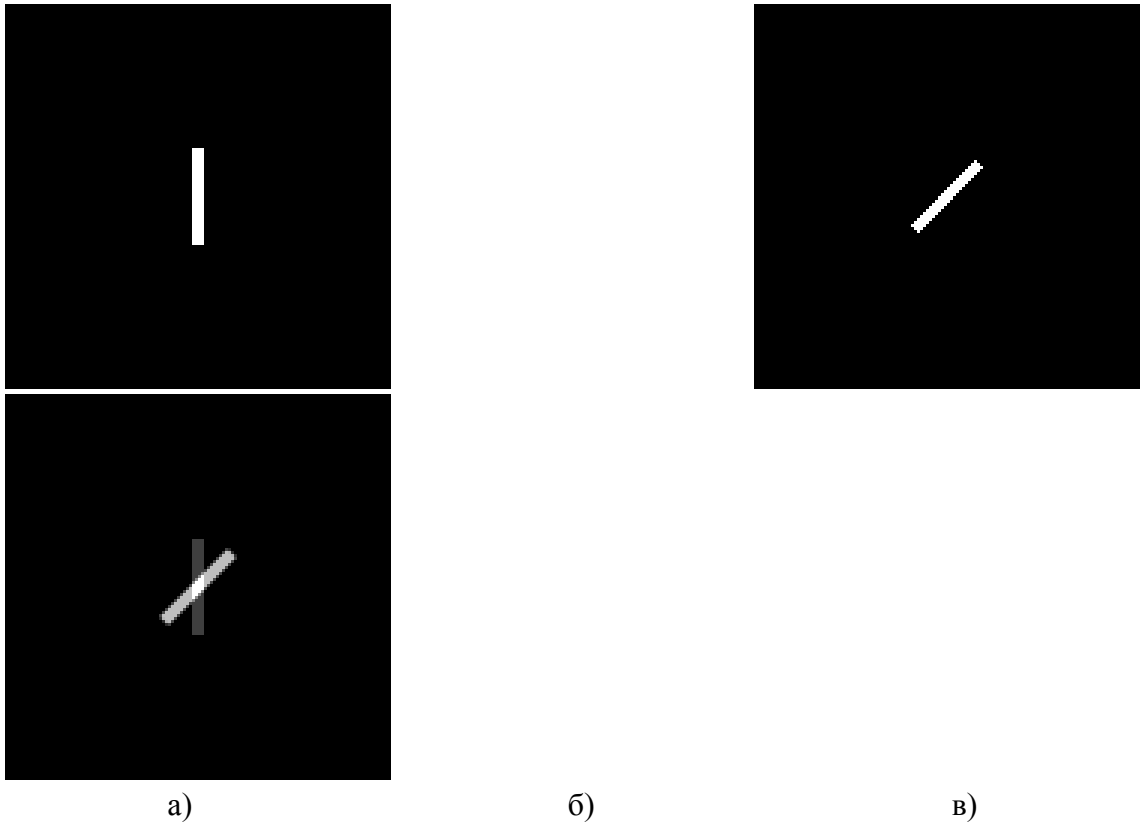


Рис. 4.8. Изображение f (а); изображение g (б);
 их линейная комбинация $0,25f + 0,75g$ (в)

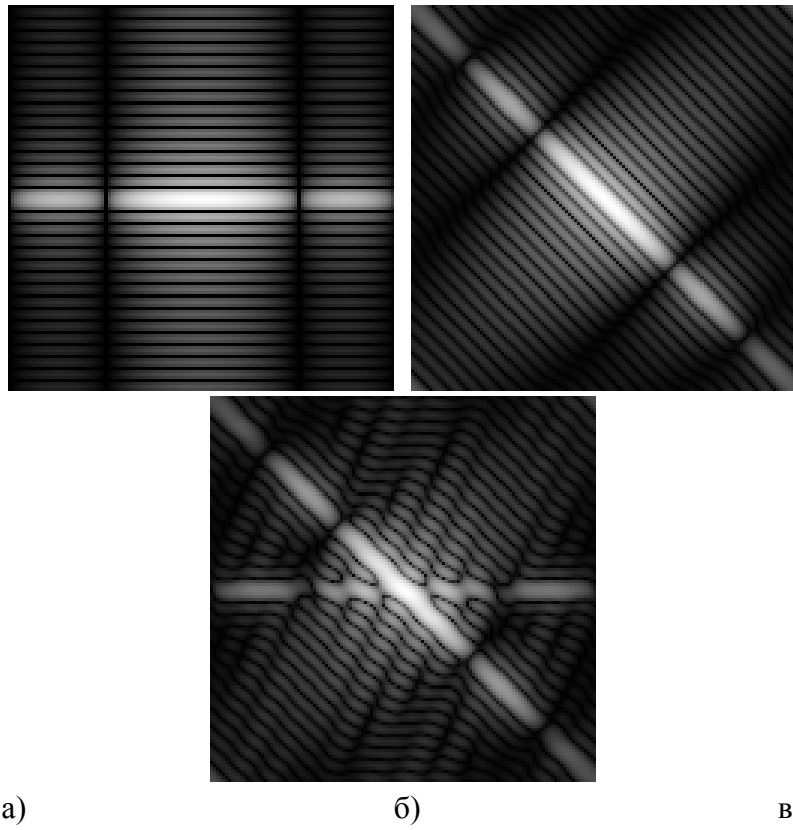


Рис. 4.9. Спектры изображений, соответствующие фрагментам

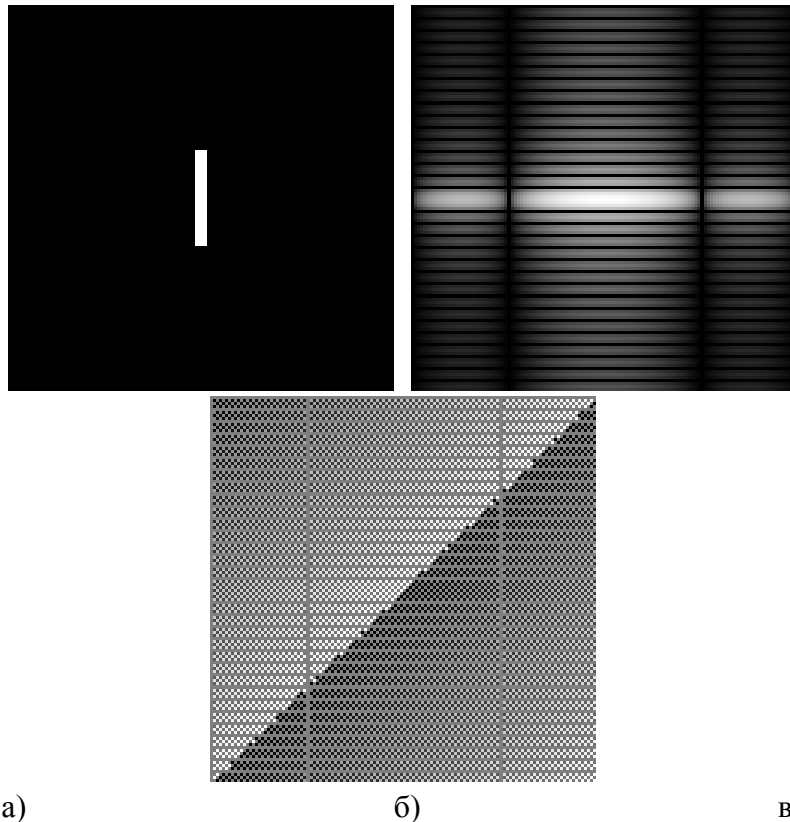
"а", "б", "в" на рис. 4.8

Трансляции

При трансляции первоначального изображения на вектор (x_0, y_0) амплитудный спектр ДПФ смещенного изображения будет тем же самым, что и у первоначального изображения, но изменяется фаза:

$$f(x - x_0, y - y_0) \equiv F(u, v) e^{-i2\pi\left(\frac{ux_0}{N} + \frac{vy_0}{M}\right)}.$$

Это иллюстрируют рис. 4.10 и 4.11.



а) б) в)
Рис. 4.10. Исходное изображение $f(x, y)$ – объект в центре (а); его спектр $|F(u, v)|$ (б); его фазовый спектр $\varphi(u, v)$ (в)

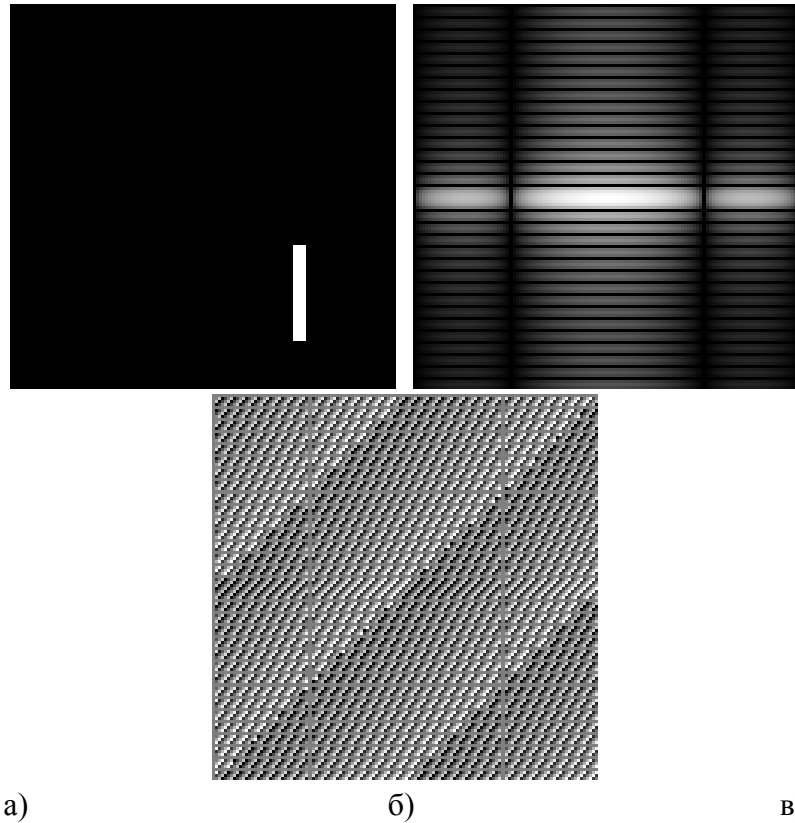


Рис. 4.11. Смещение объекта на изображении $f(x+x_0, y+y_0)$ (а); его спектр $|F(u,v)|$ (б); его фазовый спектр $\varphi(u,v) + 2\pi(ux_0/N + vy_0/M)$ (в)

Аналогично при смещении спектра ДПФ на вектор (u_0, v_0) имеется подобное уравнение:

$$f(x, y) e^{i2\pi\left(\frac{u_0x}{N} + \frac{v_0y}{M}\right)} \Leftrightarrow F(u - u_0, v - v_0).$$

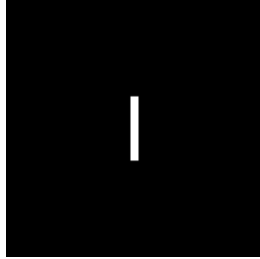
Это свойство используется для преобразований оптических Фурье-спектров. Смещение спектра $F(u, v)$ на вектор $(N/2, M/2)$ эквивалентно умножению $f(x, y)$ на $(-1)^{(x+y)}$.

Масштабирование

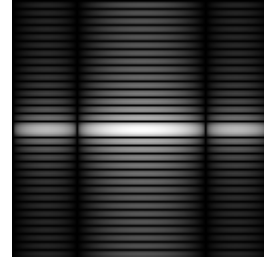
Изменение масштаба изображения в n раз при заполнении пустых вновь возникших значений нулями дает в результате тот же самый спектр ДПФ, но выглядящий так, как будто мы смотрим на оригинал ДПФ через большее "окно" (рис. 4.12, 4.13); напомним, что ДПФ является периодическим.

$$g(x, y) = \begin{cases} f\left(\frac{x}{n}, \frac{y}{n}\right), & \text{если } x \text{ и } y \text{ делятся на } n, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

$$G(u, v) = F(u_{\text{mod}N}, v_{\text{mod}M}) \quad (u, v) \in [(0, 0), (nN, nM)].$$

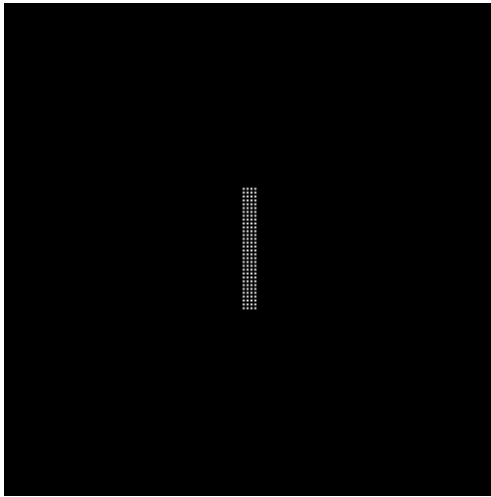


а)

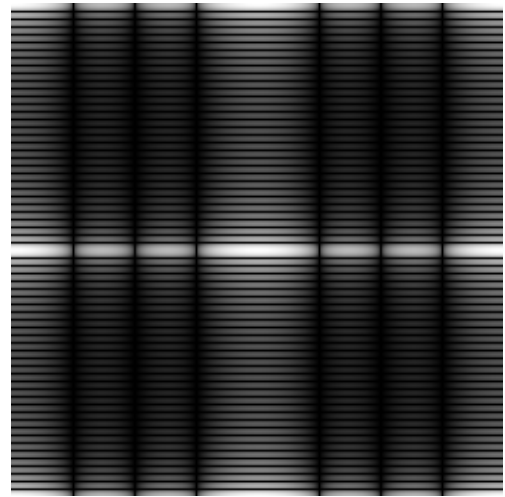


б)

Рис. 4.12. Изображение – оригинал $f(x, y)$ (а); его спектр $|F(u, v)|$ (б)



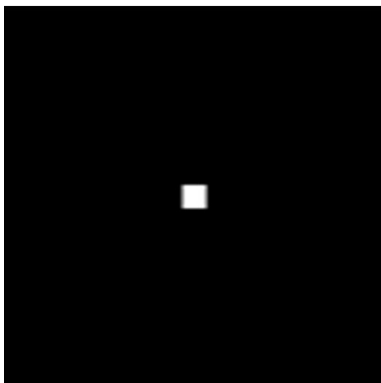
а)



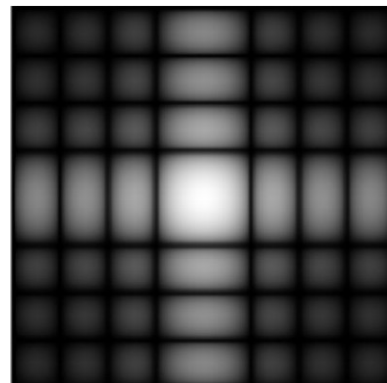
б)

Рис. 4.13. Изображение $g(x, y)$ увеличено в 2 раза (а); его спектр $|G(u, v)|$ (б)

Примеры ДПФ простых изображений (рис. 4.14 – 4.16)



а)



б)

Рис. 4.14. Квадрат (а) и его спектр (б)



Рис. 4.15. Функция Гаусса (а); ее спектр (б)

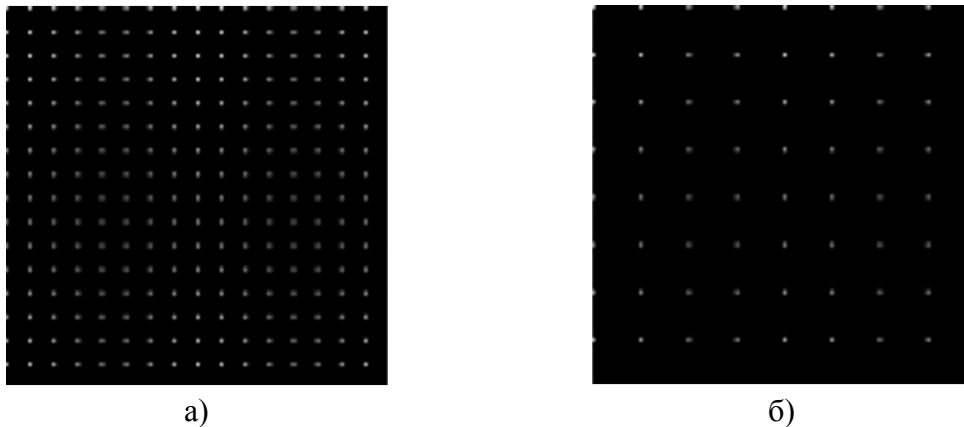


Рис. 4.16. Регулярная сетка одиночных импульсов (а) и ее спектр (б)

4.7. Фильтрация в частотной области

Мы хотим использовать свойства спектров ДПФ-изображений. Фильтрация – изменение амплитуд спектральных составляющих по определенному правилу, характерному для данного типа фильтра. Она приводит к получению после обратного ДПФ нового изображения, качество которого зачастую бывает выше, чем у исходного изображения. Имеются различные типы фильтров.

Низкочастотный фильтр

В качестве исходного изображения для фильтрации опять возьмем ступенчатое (см. рис. 4.2).

Пусть необходимо отфильтровать все элементы изображения, имеющие размеры больше, чем 8 пикселей. Это может быть

выполнено путем поточечного умножения комплексного ДПФ-изображения на круглый фильтр радиусом $128/8 = 16$. Значения элементов фильтра в белом круге равны 1, вне круга – нулю. Последовательность действий показана на рис. 4.17.

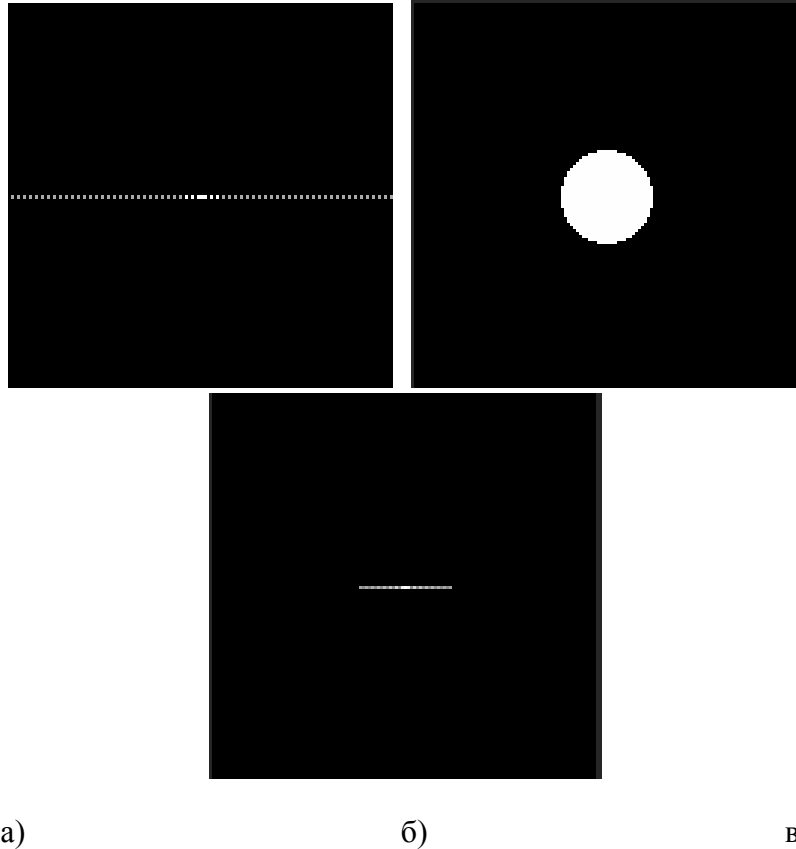


Рис. 4.17. ДПФ исходного изображения (а); круговой фильтр (б); их произведение (в)

Вычисление обратного ДПФ от произведения ДПФ на фильтр дает в результате отфильтрованное изображение (рис. 4.18).



Рис. 4.18. Исходное изображение (а); результат низкочастотной

Высокочастотный фильтр

Пусть мы хотим отфильтровать все частоты с периодом меньше, чем 8 пикселей. Процесс фильтрации происходит так же, как и в предыдущем случае, только элементы фильтра в круге равны нулю, а вне его – единице (рис. 4.19).

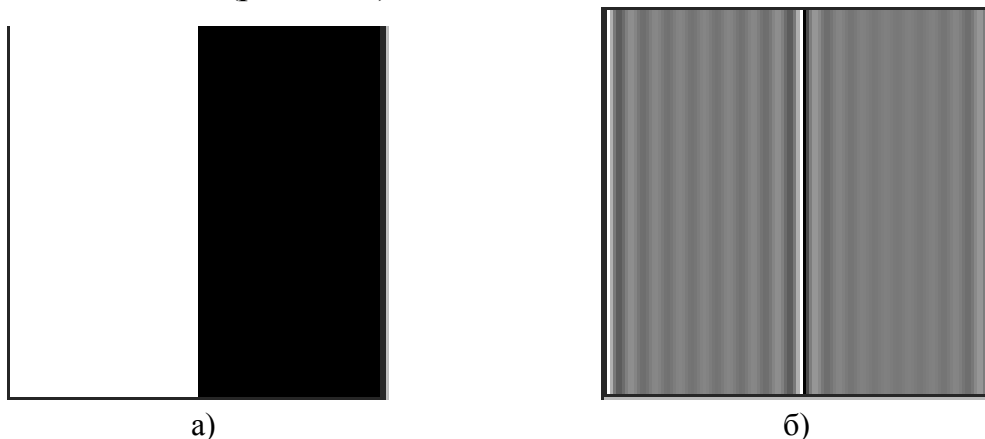
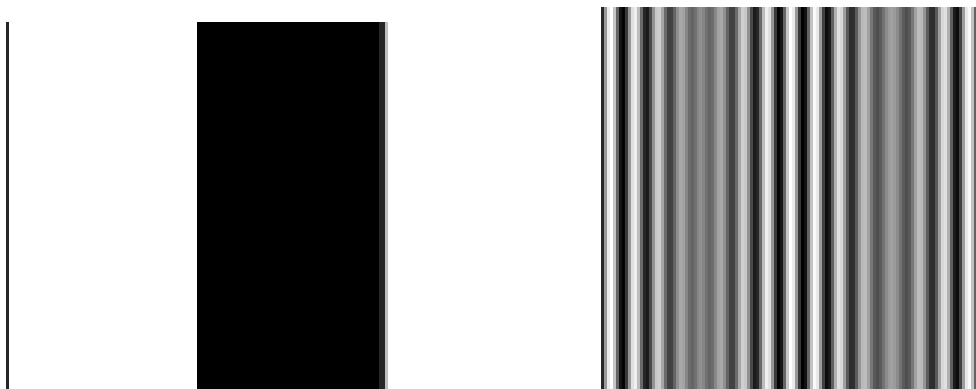


Рис. 4.19. Исходное изображение (а); результат высокочастотной фильтрации ступенчатого изображения (б)

Полосовой фильтр

Можно выбирать компоненты спектра в кольце, например, с внутренним радиусом 16 и внешним радиусом 18 пикселей, и подавлять все остальные. Этот тип фильтра называют полосовым, или "кольцевым", частотным фильтром. Внутри этого кольца значения фильтра равны 1, вне его – нулю. Результат фильтрации показан на рис. 4.20.



а)

б)

Рис. 4.20. Исходное изображение (а); результат полосовой фильтрации (б)

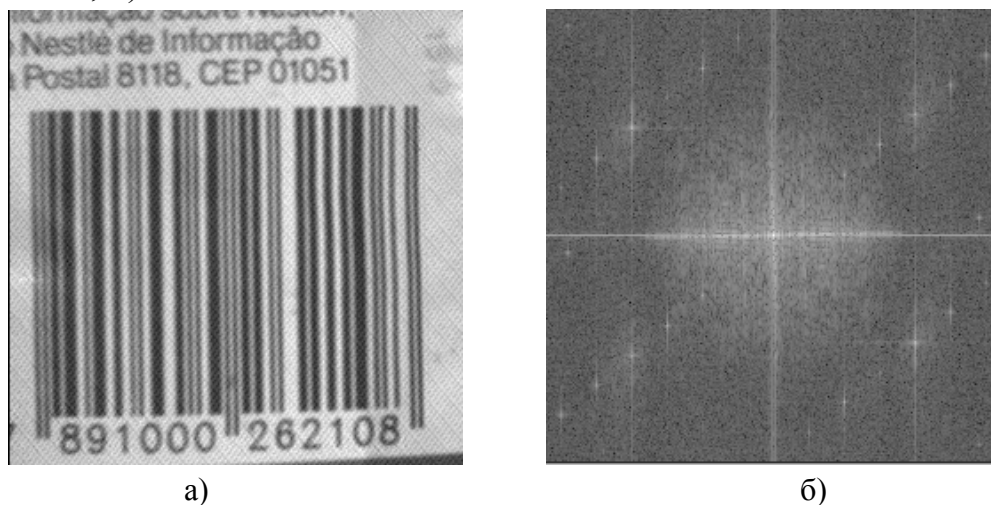
Фильтрация когерентного шума

Исходное изображение размерами 256×256 и его спектр представлены на рис. 4.21.

Текстуру на изображении (часто она проявляется в виде периодической помехи) иногда называют также когерентным или спекл-шумом. В диагностике спекл-шум возникает на УЗИ-изображениях, и его фильтрация представляет сложную проблему при улучшении таких изображений.

На спектре можно идентифицировать когерентный шум в виде "звезд" различных размеров, регулярно расположенных в квадрантах спектра. Цель состоит в том, чтобы устранить этот шум, приравнивая к нулю компоненты спектра, соответствующие этим "звездам". На рис. 4.22, а показан образец частотного фильтра-маски, который можно использовать для умножения в частотной области на БПФ исходного изображения. Внутри черных кружков маски значения фильтра равны нулю, вне их – единице. Расположение кружков подобрано так, чтобы они накрывали "звезды". После поточечного умножения фильтра на ДПФ первоначального изображения получается спектр с удаленным шумом (рис. 4.22, б).

При вычислении обратного ДПФ отфильтрованного спектра получается изображение с почти удаленным когерентным шумом (рис. 4.23, а).



а)

б)

Рис. 4.21. Исходное изображение с текстурой или когерентным шумом (а); его спектр (б)

Можно вычислить абсолютное значение разницы между исходным изображением и отфильтрованным, чтобы получить изображение самого шума, который был удален (рис. 4.23, б). Можно вычислить, что его максимальная амплитуда приблизительно равна 6 в шкале 0 – 255 (2,4 %).

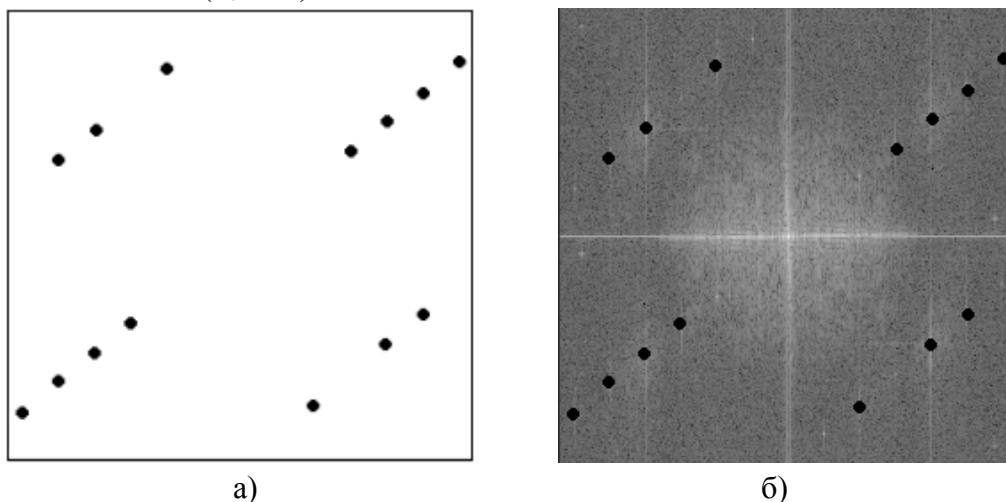


Рис. 4.22. Частотная маска для удаления "звезд" на спектре (а); поточечное произведение маски и спектра (б)

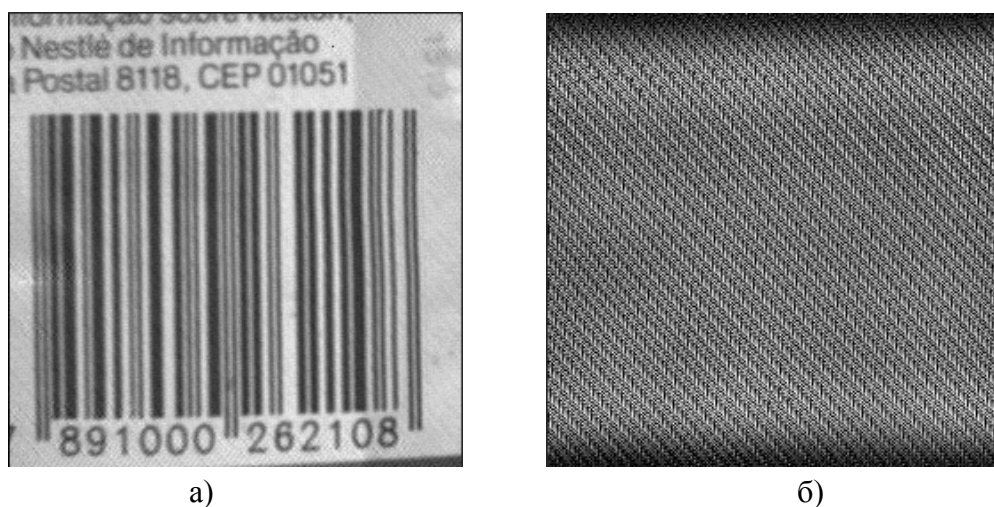


Рис. 4.23. Результат фильтрации (а); разность между оригиналом и отфильтрованным изображением (б)

4.8. Контрольные вопросы

1. Выпишите матрицу дискретного преобразования Фурье Φ_{88} и матрицу преобразования Адамара H_{88} .

2. Выпишите матрицу дискретного косинусного преобразования для реализации в методе сжатия файлов JPEG.
3. В каких видах медицинских изображений необходима фильтрация когерентного шума?

4.9. Информация по теме

<http://www.icaen.uiowa.edu>

Заключение

Интенсивное развитие научных исследований в биологии и медицине требует анализа и преобразований не только одномерных сигналов, но и различных скалярных и векторных полей, которые могут быть представлены в виде двумерных изображений.

Как известно, основную часть информации о внешнем мире человек получает посредством зрения и при этом он эффективно использует выработанный в процессе эволюции аппарат анализа и интерпретации визуальной информации. Такой подход является наиболее рациональным для применения в робототехнических и других биотехнических аппаратах и системах для решения задач, связанных с управлением и самонаведением автономных аппаратов.

Наибольшее применение в настоящее время находят методы анализа и обработки изображений с целью их улучшения (повышение вероятности распознавания образов), подавления шумов, выделения структурных элементов, реставрации и реконструкции. Поэтому цель курса “Специальные методы медико-биологических исследований”, сформулированная в ч.1 настоящего издания – дать студентам углубленные знания о различных современных методах исследования органов и тканей живого организма, находит естественное развитие в предлагаемой ч.2 “Методы визуализации в биологии и медицине”.

Учебное издание

СЕМЕНОВ Станислав Иванович
СУШКОВА Людмила Тихоновна

СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ
МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Учебное пособие

Ч. 2. Методы визуализации в биологии и медицине

Редактор Р.С. Кузина
Технический редактор Н.В. Тупицына
Корректор В. В. Гурова
Компьютерная верстка С.И. Семенова
Подписано в печать 00

Формат 60×84/16. Бумага для множит. техники. Гарнитура Таймс.
Печать на ризографе. Усл. печ. л. 5,35. Уч.-изд. л. 5,45. Тираж 100 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.