

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра систем телекоммуникаций

**П. А. Капура, А. Л. Хоминич**

***ТЕЛЕВИДЕНИЕ.  
ТЕЛЕВИДЕНИЕ И ОТОБРАЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ***

Лабораторный практикум  
для студентов специальностей  
«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»,  
«Радиотехника», «Радиоинформатика»,  
«Радиотехнические системы»  
всех форм обучения

Минск БГУИР 2010

УДК 621.397.132.11(076.5)

ББК 32.943я73

К20

**Капуρο, П. А.**

К20 Телевидение. Телевидение и отображение информации : лаб. практикум для студ. спец. «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения», «Радиотехника», «Радиоинформатика», «Радиотехнические системы» всех форм обуч. / П. А. Капуρο, А. Л. Хоминич. – Минск : БГУИР, 2010. – 43 с.: ил.

ISBN 978-955-488-469-1.

В лабораторном практикуме даны описание и порядок выполнения двух лабораторных работ по исследованию основных преобразований изображений в цифровых телевизионных системах.

**УДК 621.397.132.11(076.5)**

**ББК 32.943я73**

**ISBN 978-955-488-469-1**

© Капуρο П. А., Хоминич А. Л., 2010  
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2010

## Лабораторная работа №9

### ИССЛЕДОВАНИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ

#### 9.1 Цель работы

Изучение методов построения цифровых систем передачи изображений, особенностей аналого-цифрового преобразования телевизионных сигналов. Исследование влияния изменения частоты дискретизации и разрядности квантования на качество воспроизводимого изображения.

#### 9.2 Краткие теоретические сведения

##### *Преимущества цифровых ТВ систем*

Аналоговый телевизионный сигнал в соответствии с его природой повторяет распределение яркости сигналов основных цветов (либо, после преобразований, несет информацию о яркости и цветности) изображения, т.е. является его электрическим аналогом. Главным недостатком телевизионных систем, использующих аналоговые сигналы, является слабая помехозащищенность – в каждом из звеньев ТВ тракта сигнал подвергается воздействию шумов, помех, искажений, в той или иной степени изменяющих его форму, что приводит к ухудшению качества изображения. Помехи и искажения накапливаются от звена к звену, в результате чего их суммарный уровень может стать неприемлемым.

Существенно уменьшить искажения и помехи при формировании ТВ программ, их консервации или передачи позволяют цифровые методы. Главным их преимуществом является то, что информация заложена в дискретных уровнях сигнала (в простейшем случае – двоичный сигнал – в двух: низком «0» и высоком «1» уровнях) и не зависит от его формы, что существенно повышает помехоустойчивость. Цифровые сигналы в отличие от аналоговых могут быть восстановлены (регенерированы) на любом участке тракта передачи – т. е. отсутствует накопление искажений и помех.

Сфера применения цифровых методов в вещании постепенно расширяется, охватывая подготовку ТВ программ, передачу, распределение и прием сигналов. Применение специализированных компьютеров (графических станций и т. п.) и цифровой видеозаписи на диски и твердотельную электронную память позволяет переходить на автоматизированное безленточное производство ТВ программ.

Цифровые методы, помимо обеспечения высокого качества изображения в условиях воздействия помех, обладают и другими достоинствами. Так, при

одинаковой занимаемой полосе частот радиоканала они позволяют передавать большее число программ по сравнению с аналоговым телевидением. В сравнении с аналоговой техникой упрощается достижение универсальности работы цифровой аппаратуры различных стандартов ТВ вещания. Лучшая помехоустойчивость передачи цифровых сигналов позволяет уменьшить мощности радиопередатчиков.

Использование цифровых методов позволяет включить телевидение в единую мировую информационную систему через телевизионные интерактивные каналы, а также обеспечить возможность приема ТВ программ через сеть Интернет.

На современном этапе развития единственным аналоговым звеном в системах передачи изображений остаются преобразователи свет/сигнал и сигнал/свет. Преобразование в цифровую форму осуществляется в большинстве случаев непосредственно после датчика ТВ изображения (ПЗС- или КМОП-матрицы), обратное преобразование выполняется непосредственно перед устройством отображения.

### ***Обобщенная структурная схема цифровой системы передачи изображений***

В общем случае цифровая система передачи изображений (ЦСПИ) должна выполнять следующие операции:

- аналого-цифровое преобразование;
- выбор (установка) формата цифрового представления сигналов;
- кодирование источника (устранение избыточности, формирование транспортного потока данных);
- передача транспортного потока данных по каналу связи (либо запись данных на устройство хранения);
- декодирование транспортного потока данных;
- восстановление цифровых сигналов основных цветов (R, G, B);
- цифроаналоговое преобразование.

В дальнейшем будем рассматривать два типа ЦСПИ:

- с аналоговым формированием яркостного и цветоразностных (ЦРС) сигналов (рисунок 9.1);
- полностью цифровую (рисунок 9.2).

Изменения касаются только передающих трактов, приемный тракт (рисунок 9.3) в обоих случаях одинаков.

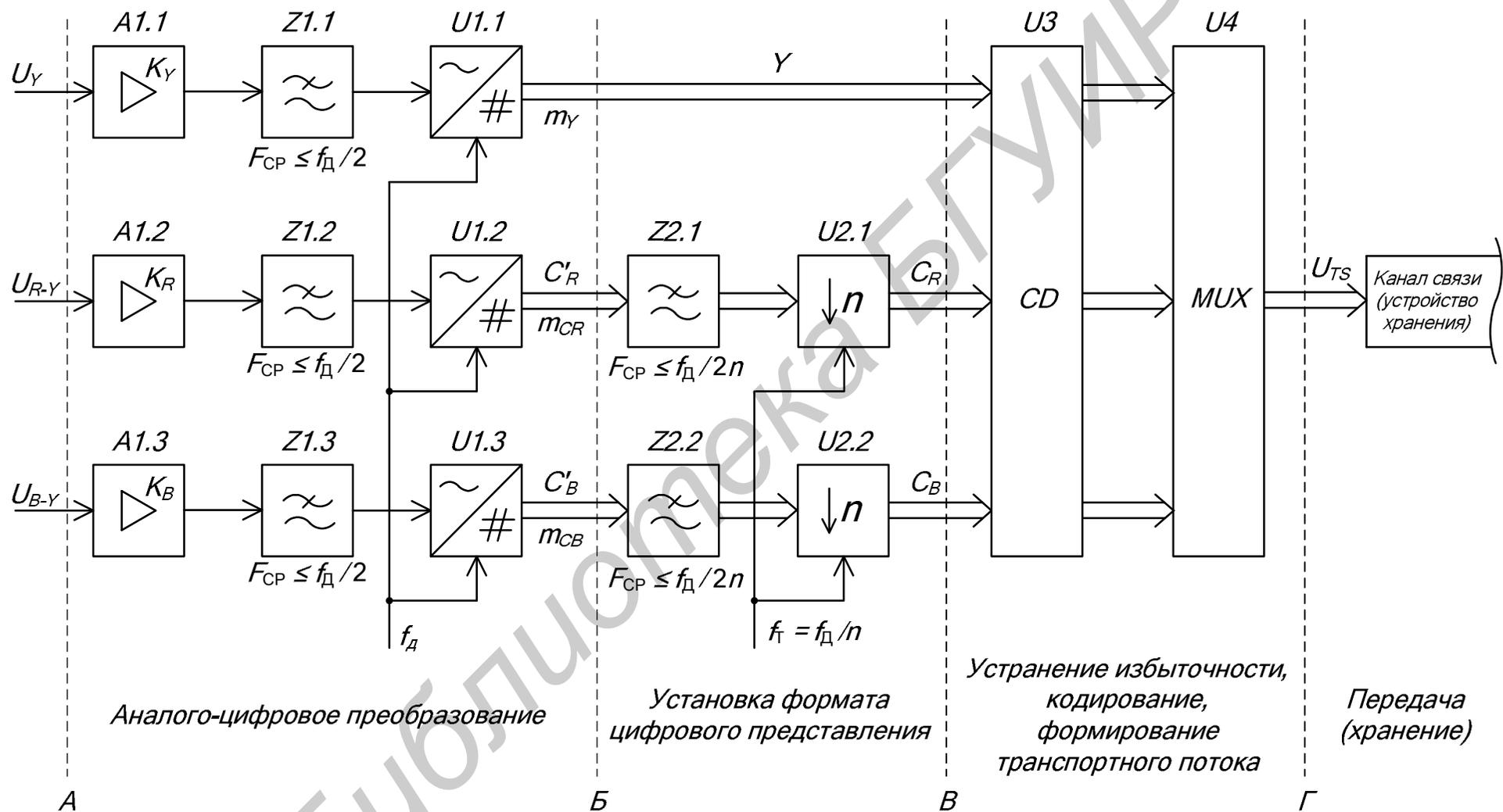


Рисунок 9.1 – Обобщенная структурная схема передающего тракта ЦСПИ с аналоговым формированием яркостного и цветоразностных сигналов

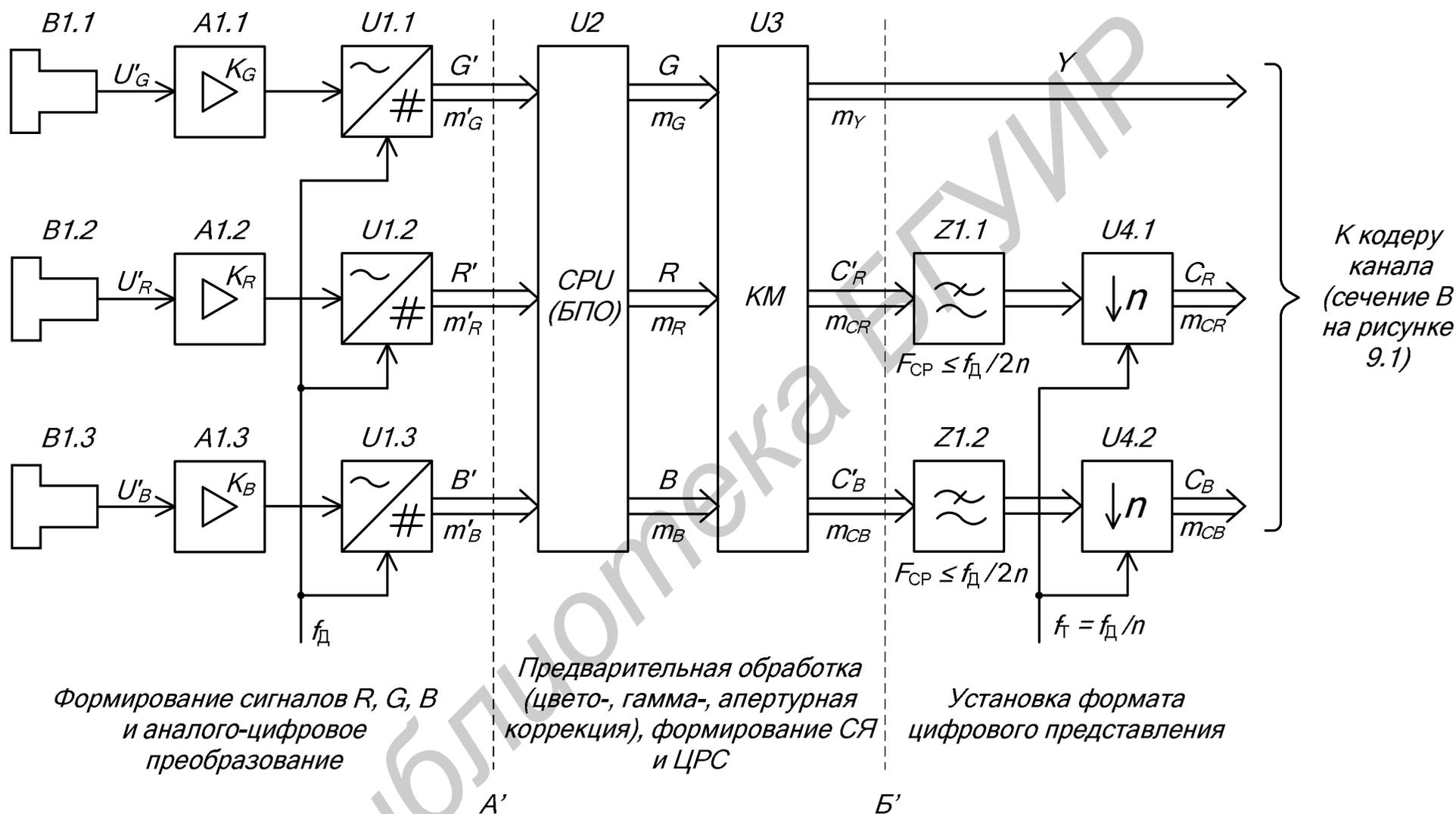


Рисунок 9.2 – Обобщенная структурная схема передающего тракта ЦСПИ с цифровым формированием яркостного и цветоразностных сигналов

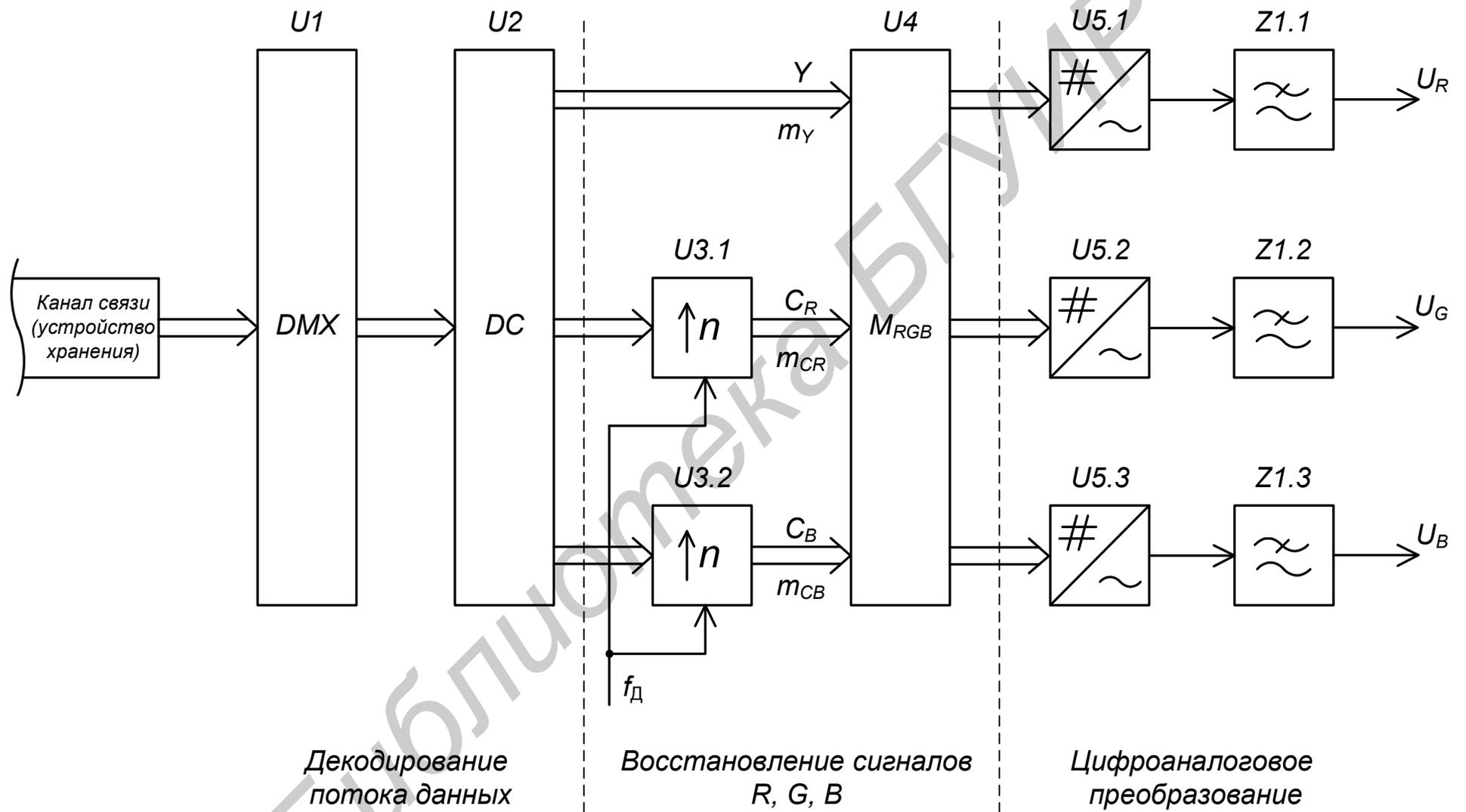


Рисунок 9.3 – Обобщенная структурная схема приемного тракта ЦСПИ

Системы первого типа (см. рисунок 9.1) применяются в том случае, если уже имеется источник (ТВ камера, видеомагнитофон и т. п.) компонентного видеосигнала и требуется обеспечить его передачу (хранение). Параметры АЦП в данном случае выбираются исходя из полосы частот передаваемого сигнала, допустимого ухудшения отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе системы за счет шумов квантования, а также с учетом особенностей работы модуля компрессии (при его наличии в составе ЦСПИ).

В состав передающей части входят масштабные усилители  $A1.1 - A1.3$ , задачей которых является нормализация уровней яркостного и цветоразностных сигналов, подаваемых на входы АЦП. Фильтры нижних частот (ФНЧ)  $Z1.1 - Z1.3$  обеспечивают подавление спектральных составляющих входных сигналов с частотами, превышающими половину частоты дискретизации  $f_{д}$ .

Для аналого-цифрового преобразования используются 3 АЦП, как правило, с одинаковыми параметрами (разрядностью квантования  $m$  и частотой дискретизации  $f_{д}$ ). Поскольку полоса частот ЦРС в 2 (форматы 4:2:2 и 4:2:0) либо в 4 (4:1:1) раза меньше полосы частот яркостного сигнала, то для них выполняется операция прореживания в 2 (либо 4) раза соответственно. Назначение фильтров  $Z2.1 - Z2.2$  аналогично  $Z1.1 - Z1.3$ . Операция прореживания позволяет сократить суммарную скорость потока данных компонентного сигнала в 1,5...2 раза без заметного субъективного ухудшения качества изображения.

Сформированные цифровые яркостный сигнал ( $Y$ ) и ЦРС ( $C_R, C_B$ ) подаются на модули сокращения избыточности  $U3$  и формирования транспортного потока данных  $U4$ . В ряде случаев (использование ЦСПИ в пределах студии, повышенные требования к качеству изображения и т. п.) компрессия изображений не применяется и цифровые сигналы  $Y, C_R, C_B$  сразу мультиплексируются в транспортный поток, например формата SDI или SDTI.

В ЦСПИ второго типа (см. рисунок 9.2) преобразование сигналов в цифровую форму осуществляется непосредственно на выходе источника (датчика) – преобразователя свет-сигнал  $B1.1 - B1.3$  (ПЗС- или КМОП-матрицы), генератора, иного устройства. Преобразованию подлежат первичные сигналы основных цветов  $U'_R, U'_G$  и  $U'_B$ , причем предполагается их дальнейшая обработка (цвето- и гамма-коррекция, апертурная коррекция, формирование сигналов  $Y, C_R, C_B$  и т.п.). В данном случае параметры АЦП выбирают исходя из условия минимизации вносимых в сигнал искажений, скорость полученного потока данных решающего значения здесь не имеет. Поскольку лучшие современные датчики ТВ сигналов на основе ПЗС- и КМОП-матриц обеспечивают отношение сигнал/шум порядка 65 дБ для телевидения стандартной четкости (ТСЧ) и 60 дБ – для телевидения высокой четкости (ТВЧ), то нормой становится использование

12...14-разрядных АЦП. Частота дискретизации может быть стандартной (13,5 МГц для ТСЧ, 74,25 МГц – для ТВЧ) либо определяться параметрами блока предварительной обработки – БПО ( $U_2$ ,  $U_3$ ). Разрядность математической обработки сигналов в БПО выбирается еще более высокой (22...32 разряда, иногда выше) для минимизации искажений сигналов, вызванных конечной (ограниченной) точностью вычислений. После выполнения всех операций по обработке сигналов основных цветов и преобразованию в  $Y$ ,  $C_R$ ,  $C_B$  их разрядность приводится к стандартному значению (8 или 10 бит/отсчет в зависимости от назначения системы). Такие же действия выполняются и для частоты дискретизации (тактовой частоты). Дальнейшая обработка аналогична описанной выше для ЦСПИ первого типа.

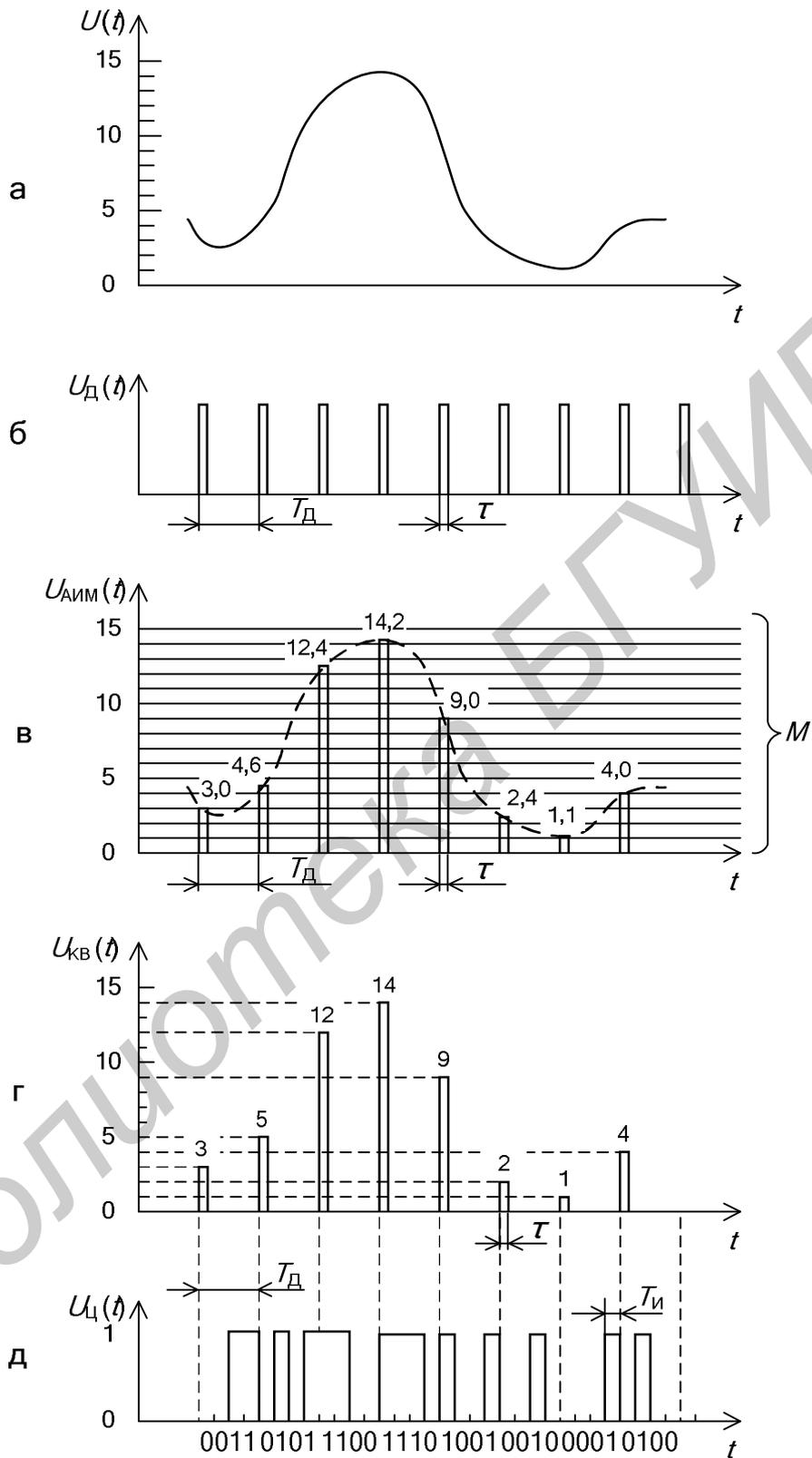
Приемный тракт строится по одинаковой схеме для ЦСПИ обоих типов и включает в себя (см. рисунок 9.3) демультимплексор транспортного потока данных  $U_1$ , декодер компрессированного сигнала  $U_2$  (если компрессия используется), блоки экстраполяции (приведения к формату 4:4:4) цветоразностных сигналов  $U_{3.1}$  и  $U_{3.2}$ , схему матрицирования  $U_4$ , обеспечивающую преобразование яркостного и цветоразностных сигналов в сигналы основных цветов, и модуль цифроаналогового преобразования, состоящий из ЦАП  $U_{5.1}$  –  $U_{5.3}$  и восстанавливающих ФНЧ  $Z_{1.1}$  –  $Z_{1.3}$ .

### ***Математические основы аналого-цифрового преобразования***

Для преобразования аналогового сигнала в цифровой его последовательно подвергают трём преобразованиям: дискретизации (по времени), квантованию (по уровням) и кодированию. Устройства преобразования аналогового сигнала в цифровой и обратно называются аналого-цифровыми (АЦП) и цифроаналоговыми (ЦАП) преобразователями. Дискретизация – представление непрерывного по времени аналогового сигнала дискретным. Осуществляется на основе теоремы Котельникова – Найквиста: непрерывный по времени сигнал с ограниченным высшей частотой  $F_B$  спектром (полоса от 0 до  $F_B$ ) может быть представлен последовательностью импульсных отсчётов (выборок), величина которых равна или пропорциональна мгновенным значениям сигнала в соответствующие моменты времени, причём частота дискретизации (отсчётов)  $f_d$  должна удовлетворять требованию

$$f_d \geq 2F_B. \quad (9.1)$$

Следовательно, на входе АЦП должен быть установлен ФНЧ с частотой среза  $f_{ср}$ , равной  $F_B$ . Технически дискретизация реализуется с помощью амплитудно-импульсного модулятора, на один вход которого подаётся аналоговый сигнал (рисунок 9.4, а), а на второй – импульсы дискретизации (рисунок 9.4, б)



а – исходный аналоговый сигнал; б – импульсы дискретизации; в – квантование отсчётов сигнала на  $M$  разрешённых уровней; г – квантованное значение отсчётов; д – двоично закодированные амплитуды отсчётов

Рисунок 9.4 – Преобразование аналогового сигнала в цифровой во временной области

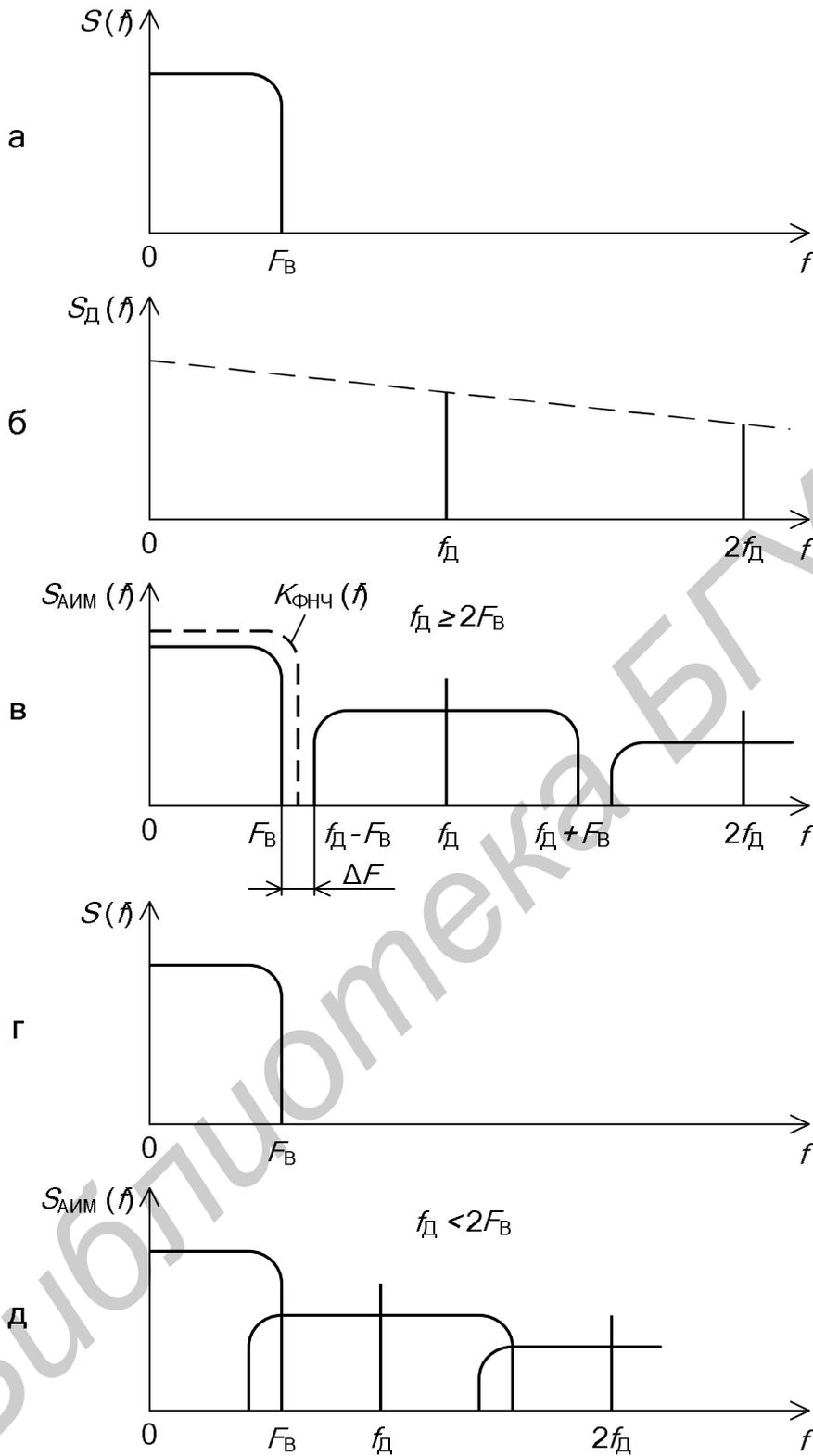
с периодом  $T_d$  длительностью  $\tau$ . В дискретизаторе эти импульсы подвергаются амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), т. е. они выполняют роль несущего (сложного) колебания в отличие от синусоидальной несущей при амплитудной модуляции. Математически дискретизация есть умножение аналогового сигнала на последовательность импульсов, результатом чего является выходной АИМ-сигнал (рисунок 9.4, в), т. е. промодулированные по амплитуде импульсы. Теоретически длительность  $\tau$  должна быть бесконечно малой, а площадь импульса равняться единице (так называемый дельта-импульс), на практике импульсы дискретизации берутся конечными по длительности.

Таким образом, дискретизатор математически является перемножителем двух сигналов, а технически реализуется в виде аналогового ключа или амплитудно-импульсного модулятора. Амплитуда отсчётов (см. рисунок 9.4, в) должна быть пропорциональной аналоговому сигналу в моменты дискретизации (амплитудно-импульсная модуляция второго рода – АИМ-2).

В соответствии с приведённой выше теоремой по полученным дискретным отсчётам полностью восстанавливается аналоговый сигнал. Это можно показать при спектральном представлении сигналов (рисунок 9.5). Если аналоговый сигнал имеет спектр, приведенный на рисунке 9.5, а, то спектр амплитуд периодической ( $T_d$ ) импульсной последовательности содержит постоянную составляющую и синусоидальные гармонические составляющие, следующие с частотой  $f_d = 1/T_d$ ,  $2f_d = 2/T_d$  и т. д. (рисунок 9.5, б). Спектр АИМ-сигнала (рисунок 9.5, в) в общем виде содержит спектр исходного аналогового сигнала в полосе  $0 \dots F_B$ , убывающие по амплитуде гармоники частоты дискретизации  $f_d$ ,  $2f_d$  и т. д., промодулированные по амплитуде аналоговым сигналом, т. е. боковые полосы  $f_d \dots (f_d \pm F_B)$ ,  $2f_d \dots (2f_d \pm F_B)$  и т. д.

При амплитудной модуляции спектр содержал бы только несущую с частотой  $f_d$  и две боковые полосы  $f_d \dots (f_d \pm F_B)$ . Из рисунка 9.5, в следует, что чем больше  $f_d$  по сравнению с  $2F_B$ , тем дальше разнесены по спектру частоты  $F_B$  и  $f_d - F_B$  (между ними образуется частотный промежуток  $\Delta F$ ) и тем легче выделить (отфильтровать) с помощью ФНЧ полезный сигнал при обратном преобразовании цифрового сигнала в аналоговый на приёмной стороне. Крутой склон амплитудно-частотной характеристики  $K_{ФНЧ}(f)$  реализовать сложнее, к тому же чем резче спадает АЧХ фильтра, тем более нелинейной становится его ФЧХ и поэтому искажается форма полезного сигнала, что недопустимо в телевидении.

Необходимо отметить, что в спектре дискретизированного сигнала гармоники частоты  $f_d$  будут присутствовать только в случае наличия постоянной составляющей в аналоговом сигнале. Если она отсутствует, то останутся боковые полосы, а частот  $f_d$ ,  $2f_d$ ,  $3f_d$  и т. д. не будет.



а – условный спектр исходного аналогового сигнала; б – спектр импульсов дискретизации; в, д – спектр сигналов после дискретизации при  $f_{\text{д}} \geq 2F_{\text{в}}$  и  $f_{\text{д}} < 2F_{\text{в}}$ ; г – восстановление с помощью ФНЧ спектра аналогового сигнала

Рисунок 9.5 – Преобразование аналогового сигнала в цифровой в частотной области

При нарушении условия (9.1) спектры дискретизированного сигнала перекрываются (рисунок 9.5, д) и безыскажённое восстановление аналогового сигнала невозможно. Этот вывод правилен только для дискретизируемых (т. е. аналоговых) сигналов со сплошным спектром, например, звуковых. ТВ сигнал, как известно, имеет дискретный спектр. Поэтому при  $f_D < 2F_B$  и выполнении условий

$$f_D < F_B \text{ и } f_D = (2x+1)(f_{\text{стр}}/2), \quad (9.2)$$

где  $f_{\text{стр}}$  – частота строчной развертки;

$x$  – целые числа 1, 2, 3...

спектры будут перемежаться и выделение полезного сигнала в принципе возможно с помощью гребенчатого фильтра, но при этом ухудшается качество изображения в вертикальном направлении. Поэтому режим АЦП с  $f_D < 2F_B$  в вещательном цифровом ТВ не применяется.

Далее осуществляется к в а н т о в а н и е – замена амплитуды отсчета ближайшими разрешенными значениями из набора фиксированных величин – уровней квантования  $M$ .

Операция квантования с шагом  $\Delta U_{\text{КВ}}$ , в результате которой аналоговые по уровням отчеты заменяются на близлежащие разрешенные уровни, ведет к появлению ошибок квантования. Мощность и эффективное напряжение шума квантования определяются по известным выражениям

$$P_{\text{ш.кв}} = \Delta U^2 / 12, \quad (9.3)$$

$$U_{\text{ш.кв}} = \sqrt{P_{\text{ш.кв}}} = \Delta U_{\text{КВ}} / \sqrt{12}. \quad (9.4)$$

Поскольку ТВ сигнал носит импульсный характер, то за его размах  $U_C$  берется значение между уровнями черного и белого (либо между уровнями синхронизации и белого при кодировании полного сигнала). Тогда размах сигнала определяется по выражению

$$U_C = \Delta U_{\text{КВ}} M, \quad (9.5)$$

где  $M$  – количество уровней квантования.

На основании (9.3) и (9.4) запишем формулу для расчета отношения сигнал/шум квантования ТВ сигнала при линейной шкале:

$$\left( \frac{U_C}{U_{\text{ш.кв}}} \right) = 20 \lg \frac{\Delta U_{\text{КВ}} M}{\Delta U_{\text{КВ}} / \sqrt{12}} = 20 \lg \frac{2^m}{(\sqrt{12})^{-1}} = 6,02m + 10,8, \text{ дБ}, \quad (9.6)$$

где  $m$  – разрядность кодового слова (бит/э или бит/отсчет).

Количество уровней квантования  $M$  ограничено и поэтому удобно их целочисленные значения перевести из десятичной формы в двоичную (рисунок 9.4, д), образуя кодовые комбинации (слова или группы). В этом и состоит последняя операция в АЦП – к о д и р о в а н и е. В реальных АЦП квантование и кодирование, как правило, осуществляются одновременно. Каждый номер уровня преобразуется при кодировании в комбинацию символов «нуль» и «единица».

Данный метод преобразования аналогового сигнала в цифровой является наиболее распространённым и называется импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ). В системах с ИКМ дискретизация должна быть с АИМ-2, при которой значение отсчёта постоянно на интервале  $\tau$  (рисунок 9.4, г) и не повторяет форму аналогового сигнала. В противном случае могут возникнуть ошибки при формировании кодовой комбинации. Как следует из рисунка 9.4, д, при ИКМ частота следования двоичных символов («единиц» и «нулей») в цифровом сигнале, называемая т а к т о в о й ч а с т о т о й  $f_T$ , равна

$$f_T = 1/(T_D/m) = mf_D = 1/T_T \text{ Гц}, \quad (9.7)$$

т. е. за один период дискретизации должно быть передано  $m$  двоичных символов.

Скорость передачи информации  $C$  при ИКМ прямо пропорциональна  $f_D$  и количеству разрядов  $m$  кодовой комбинации:

$$C = f_D \cdot \log_2 M = f_D \cdot m, \text{ бит/с.} \quad (9.8)$$

### ***Расчет и обоснование численного значения частоты дискретизации***

В современной технологии обработки сигнала в студии применяются компонентные цифровые сигналы для создания всех возможных эффектов (спецэффектов), а на последней стадии они преобразуются в аналоговые и кодируются по той системе цветного ТВ, которая принята в данной стране. В этом случае выбирают  $f_D > 2F_B = 13,5$  МГц независимо от стандарта 625/50 или 525/60. Докажем обоснованность такого выбора. При известных числе строк  $Z$  и частоте полей  $f_{\text{ПОЛ}}$  (кадров) частота строк определяется по выражению

$$f_{\text{СТР}} = (Z/2) f_{\text{ПОЛ}} \quad (9.9)$$

и для двух стандартов разложения при чересстрочной развертке равна

$$\begin{aligned} 625/50: f_{\text{СТР}1} &= 625 \cdot 25 = 15625 \text{ Гц,} \\ 525/59,94: f_{\text{СТР}2} &= 525 \cdot 59,94/2 = 15734,25 \text{ Гц.} \end{aligned}$$

При выборе  $f_d$  исходят из двух условий. Во-первых, частота дискретизации должна удовлетворять теореме отсчетов (9.1), т. е. быть равной не менее 12 МГц. Во-вторых, она должна быть кратной частоте строк:

$$f_d = n_1 f_{СТР 1} = n_2 f_{СТР 2}. \quad (9.10)$$

Выполнение условия (9.10) с учетом близости значений частот строчной развертки 15625 Гц (для систем PAL и SECAM) и 15734,25 Гц (для системы NTSC) позволяет выбрать одинаковое число отсчетов в активной части ТВ строк обоих стандартов, т. е. тех, которые воспроизводятся на экране телевизора. Это упрощает проблему преобразования стандартов разложения, т. к. устраняется процедура передискретизации (интерполяции) отсчетов вдоль строки при преобразовании стандартов разложения 625 в 525 и наоборот.

Наименьшим общим кратным  $f_{НОК}$  для 15625 Гц и 15734,25 Гц является

$$f_{НОК} = k_1 \cdot 15625 = k_2 \cdot 15734,25 = 144 \cdot 15625 = 143 \cdot 15734,25 = 2,25 \text{ МГц}. \quad (9.11)$$

Ближайшим значением  $f_d$ , удовлетворяющим условиям (9.1) и (9.10), т. е.  $f_d \geq 2F_B$  и  $f_d = n f_{СТР}$ , является

$$f_d = k_3 f_{НОК}, \quad (9.12)$$

в котором  $k_3 > 5$  для выполнения требования (9.1).

Таким образом, значение частоты дискретизации равно

$$f_d = 6 f_{НОК} = 6 \cdot 2,25 = 13,5 \text{ МГц}. \quad (9.13)$$

Это значение и принято в качестве частоты дискретизации сигнала яркости в иерархии единых студийных стандартов отдельного цифрового кодирования.

Тогда по выражению (9.10) находим значения  $n_1$  и  $n_2$ :

$$n_1 = f_d / f_{СТР 1} = 13,5 \cdot 10^6 / 15625 = 864; \quad (9.14, а)$$

$$n_2 = f_d / f_{СТР 2} = 13,5 \cdot 10^6 / 15734,25 = 858. \quad (9.14, б)$$

Частота дискретизации является 864-й (или 858-й) гармоникой частоты строк для стандарта 625/50 (или 525/59,94). Поэтому в полной цифровой строке будет 864 (858) отсчетов сигнала яркости. При этом в активной части строки обоих стандартов по Рекомендации МСЭ-R ВТ.601 предложено использовать одинаковое число отсчетов – 720. Кратность  $f_d$  гармоникам  $f_{СТР}$  обеспечивает неподвижную ортогональную структуру отсчетов ТВ изображения.

### **Расчет необходимого количества уровней квантования и разрядности двоичного кодирования**

Количество уровней квантования выбирается предварительно в соответствии с законом Вебера – Фехнера: число различаемых уровней яркости (полутонов), которые можно разместить (и поочередно наблюдать) в диапазонах яркости  $L$ , от  $L_{\min}$  до  $L_{\max}$  определяется по выражению

$$M = \ln K / \ln(1 + \delta), \quad (9.15)$$

где  $K$  – контраст изображения,  $K = L_{\max} / L_{\min}$ ;

$\delta$  – пороговый контраст.

Его значение для крупных деталей с яркостями, имеющими место в кино и телевидении, равно 0,02...0,07.

Для того чтобы при квантовании не возникали ложные узоры (контуры), особенно заметные на участках постоянной или медленно изменяющейся яркости, необходимо выполнить условие

$$(L_{i+1} - L_i) < \Delta L, \quad (9.16)$$

где  $L_i$ ,  $L_{i+1}$  – значения яркостей, соответствующих соседним уровням квантования;

$\Delta L$  – разностный порог, который показывает, что различие по яркости не должно превышать 2 %.

Это свойство зрения (и других систем анализа ощущений) называют законом Вебера – Фехнера и выражают постоянством так называемого дифференциального или порогового контраста:

$$\delta = \Delta L / L_{\Phi} = const, \quad (9.17)$$

где  $L_{i+1} - L_i = \Delta L$ ,  $L_{\Phi}$  – яркость фона или яркость участка сравнения, т. е.  $L_i$ .

### **Форматы цифрового представления компонентных сигналов**

Используются следующие форматы для отдельного кодирования яркостного (Y) и цветоразностных (ЦРС) сигналов. Таблица 9.1 отражает иерархию форматов представления компонентных сигналов.

Опорная частота  $f_{\text{оп.д}} = 3,375$  МГц, естественно, связана кратной зависимостью с  $f_{\text{нок}}$ :

$$f_{\text{оп.д}} = k_4 f_{\text{нок}} = 1,5 \cdot 2,25 = 3,375 \text{ МГц}. \quad (9.18)$$

Таблица 9.1

Формат	$f_{ДY}$	$f_{ДЦРС}$ (кол-во ЦРС)
4:4:4	13,5	13,5 (2)
4:2:2	13,5	6,75 (2)
4:1:1	13,5	3,375 (2)
4:2:0	13,5	6,75 (1)

Формат 4:1:1 более удобен для систем со стандартом разложения 525/60, а 4:2:0 – для систем 625/50. Это объясняется тем, что потеря вертикальной четкости более заметна в ТВ системах с меньшим числом строк (525/60), а в системах с разложением 625/50 более заметна потеря горизонтальной четкости.

Существуют и другие форматы цифрового представления компонентных сигналов. Формат 4:4:4:4 предусматривает кодирование трех компонентных сигналов (R, G, B или Y) и двух ЦРС, а четвертый является дополнительной информацией об обработке сигнала: например, он может быть сигналом яркости Y в дополнение к сигналам основных цветов.

Рекомендацией МСЭ-R ВТ.601-5 кроме значения  $f_{Д} = 13,5$  МГц для компонентных сигналов предусмотрены стандарты 4:2:2 и 4:4:4 с  $f_{ДY} = 18$  МГц  $f_{ДЦРС} = 9$  МГц, улучшенной разрешающей способностью по горизонтали при формате ТВ изображения 16:9. Первый из них предназначен для стандартного цифрового интерфейса между основным студийным оборудованием и для международного обмена ТВ программами.

В системах с 625/50 и формате 4:2:2 число отсчетов в строке (активной части) принято равным 1152 (960) для сигнала Y и 576 (480) – для каждого из ЦРС.

Композитные сигналы систем NTSC и PAL рекомендуется дискретизировать с частотой, равной четвертой гармонике цветовой поднесущей –  $f_{Д} = 4 f_{ЦП}$ . Это необходимо для сохранения фазы сигнала цветности (модулированной поднесущей), в изменении которой заключена информация о цветовом тоне. В системе NTSC строка содержит 910 отсчетов, из которых 768 образуют активную часть цифровой строки. В системе PAL для сохранения непрерывного цифрового потока отсчетов длительность цифровой строки не равна длительности аналоговой. Все строки поля (за исключением двух) содержат по 1135 отсчетов, а две – по 1137, что обусловлено четвертьстрочным сдвигом  $f_{ЦП}$  и дополнительным – на 25 Гц. В системе SECAM допускается применение  $f_{Д} = 13,5$  МГц, т. к. она кратна  $f_{СТР}$ , а  $f_{ЦП}$  кратна  $f_{СТР}$ .

### Расчет скорости потока данных

Различают *информационную* скорость передачи  $C = f_d \cdot m$  (9.4), определяемую числом бит/с и характеризующую количество передаваемой информации, и *техническую* скорость передачи (модуляции), определяемую количеством элементов дискретного сигнала, переданных в секунду:

$$R = 1/\tau, \quad (9.19)$$

где  $\tau$  – длительность символа в цифровом сигнале.

Единицей измерения  $R$  служит бод (названа в честь французского инженера Ж. Бодо). Поэтому при введении перечисленных выше дополнительных разрядов возрастает  $R$ , а  $C$  не изменяется. В литературе по цифровой технике часто определяют сначала информационную скорость в бит/с, а затем общую скорость передачи с учётом всех дополнительных разрядов, но тоже в бит/с.

Для компонентных сигналов скорость потока данных  $C_\Sigma$  складывается из скоростей данных яркостного и цветоразностных сигналов ( $C_{(Y)}$  и  $C_{(ЦРС)}$  соответственно), вычисляемых по выражениям:

$$C_{(Y)} = m_Y \cdot f_{д.Y}; \quad (9.20, а)$$

$$C_{(ЦРС)} = m_{ЦРС} \cdot f_{д.ЦРС}. \quad (9.20, б)$$

При использовании одинаковой разрядности квантования  $m$  и частоты дискретизации  $f_d$  для яркостного и ЦРС (см. рисунки 9.1, 9.2) формула для вычисления суммарной скорости потока данных может быть приведена к виду

$$C_\Sigma = C_{(Y)} + C_{(ЦРС)} = m [f_d + 2 \cdot (f_d/n)]; \quad (9.21)$$

где  $n$  – коэффициент прореживания отсчетов ЦРС, определяемый форматом цифрового представления сигналов.

Фактически  $n$  представляет собой отношение количества отсчетов яркостного и цветоразностных сигналов. Для формата 4:2:2  $n = 4/2 = 2$ , для формата 4:1:1 соответственно  $n = 4$ ; если ЦРС передаются поочередно через строку (форматы 4:2:0 и 4:1:0), значения  $n$  в расчетах скорости передачи данных (либо объема данных) увеличиваются вдвое ( $n = 4$  для 4:2:0 и  $n = 8$  для 4:1:0).

Выражения (9.19) и (9.20) дают полную скорость передачи потока данных с учетом интервалов гашения. Если требуется вычислить только информационную (полезную) скорость, то вместо частоты дискретизации используется произведение размеров изображения в элементах по горизонтали и вертикали на частоту кадров

$$C_{инф} = N_H \cdot N_V \cdot m \cdot (1 + 2/n) \cdot f_K. \quad (9.22)$$

В качестве примера вычислим полную и информационную скорость передачи данных изображения стандарта 625/50/2:1/4:3 (с соответствующим размером активной части 720×576 элементов) при использовании формата 4:2:2 и 8-битного квантования с частотой дискретизации 13,5 МГц:

$$C_{\Sigma} = 8 \text{ бит/отсчет} \cdot [13,5 \text{ МГц} + 2 \cdot (13,5 \text{ МГц} / 2)] = 216 \text{ Мбит/с};$$

$$C_{\text{инф}} = 8 \text{ бит/отсчет} \cdot 720 \cdot 576 \cdot (1 + 2 / 2) \cdot 25 \text{ Гц} \approx 166 \text{ Мбит/с}.$$

### 9.3 Порядок выполнения работы

9.3.1 *Исследование влияния уменьшения частоты дискретизации на качество воспроизводимого изображения*

9.3.1.1 Открыть любой файл bmp-формата из папки «Images» пакета VCDemo.

9.3.1.2 На панели управления включить режим исследования субдискретизации (кнопка «SS»).

9.3.1.3 В появившемся окне «Subsampling» в подменю «Factor» отметить функцию «субдискретизация» («Apple Subsampling») и выбрать степень уменьшения частоты дискретизации («Set subsampling factor»). Также целесообразно включить режим восстановления размера преобразованного изображения («Blow-up Subsampling Image»). Процесс преобразования изображения запускается кнопкой «Apply».

9.3.1.4 Регулируя степень уменьшения частоты дискретизации в пределах 2 – 16 раз, отследить изменения изображения и спектра его пространственных частот.

9.3.1.5 В подменю «Filter» включить режим предварительной фильтрации (ограничения полосы частот входного сигнала значением  $f_d/2$ ) «Apply Prefiltering»). Устанавливая различный порядок фильтра, проследить его влияние на качество преобразованного изображения. Повторить этот эксперимент для различных значений параметра субдискретизации. Результаты свести в таблицу 9.2.

9.3.1.6 Повторить пункты 9.3.1.4 – 9.3.1.5 для различных типов изображений, сделать выводы о допустимой степени снижения частоты дискретизации для заданного субъективного качества изображения. Обязательно выполнить этот пункт для изображения Zone 256b, обратить внимание на возникновение муар-эффекта.

Таблица 9.2

Тип (название) изображения	Краткая характеристика (сюжет, особенности, размер преобладающих деталей – мелкие, средние, крупные – в горизонтальном и вертикальном направлении)	Параметр субдискретизации	Порядок фильтра	Субъективное качество изображения по 5-балльной шкале
		2	Нет	
			5–13	
			17–21	
		4	Нет	
			5–13	
			17–21	
		8	Нет	
			5–13	
			17–21	
		16	Нет	
			5–13	
			17–21	

### 9.3.2 Исследование влияния разрядности квантования на качество воспроизводимого изображения

9.3.2.1 Открыть любой файл bmp-формата из папки «Images» пакета VCDemo.

9.3.2.2 На панели управления включить режим исследования влияния разрядности квантования на характеристики изображения (кнопка «PCM»).

9.3.1.3 В появившемся окне «PCM» установить параметры квантования «Set PCM parameters». В подменю «Set PCM bitrate» установить разрядность квантования «Bitrate» 7 бит/отсчет. Сравнить исходное (8-битное) и преобразованное изображения. Последовательно уменьшая разрядность квантования до 1 бит/отсчет, проследить изменение субъективного качества изображения. Отметить, на каких участках изображения шумы квантования заметны больше всего. Пояснить, почему. Результаты исследований свести в таблицу 9.3.

3.1.4 В подменю «Dithering» включить режим добавления к преобразуемому изображению шума «Apply Dither». Устанавливая различный размах шума («Set Dithering Stepsize»), проследить за изменением субъективного качества изображения и его объективных параметров – среднеквадратической ошибки («Mean square errors»), среднего («Signal-to-noise rate») и пикового («PSNR») отношения сигнал/шум. Результаты исследования свести в таблицу 9.4.

Таблица 9.3

Тип (название) изображения	Краткая характеристика (сюжет, особенности, размер преобладающих деталей – мелкие, средние, крупные – в горизонтальном и вертикальном направлении)	Разрядность квантования	Отношение сигнал/шум	Субъективное качество изображения по 5-балльной шкале
		7		
		6		
		5		
		4		
		3		
		2		
		1		

Таблица 9.4

Тип (название) изображения	Разрядность квантования	Размах шума	Отношение сигнал/шум		Субъективное качество изображения по 5-балльной шкале
			среднее	пиковое	
	7	Нет			
		0,75			
		1,0...1,5			
	6	Нет			
		0,75			
		1,0...1,5			
	5	Нет			
		0,75			
		1,0...1,5			
	3	Нет			
		0,75			
		1,0...1,5			
	2	Нет			
		0,75			
		1,0...1,5			
	1	1,0			

3.1.5 В подменю «Errors» включить имитацию ошибок в канале связи «Simulate channel errors». Устанавливая различные значения вероятности оши-

бок, проследить их влияние на качество изображения, ОСШ и СКО при различных разрядностях квантования, а также при наличии шума на изображении. Результаты свести в таблицу 9.5.

Таблица 9.5

Тип (название) изображения	Коэффициент ошибок	Разрядность квантования	Размах шума	Отношение сигнал/шум		Субъективное качество изображения по 5-балльной шкале
				среднее	пиковое	
	$5 \cdot 10^{-2}$	7	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
		5	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
		3	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
	$10^{-3}$	7	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
		5	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
		3	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
	$10^{-4}$	7	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
		5	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			
		3	Нет			
			0,75			
			1,0...1,5			

## 9.4 Содержание отчета

- 1 Титульный лист.
- 2 Цель работы.
- 3 Результаты исследований (подраздел 9.3).
- 4 Вывод.

## 9.5 Вопросы для самопроверки

- 1 Перечислите достоинства и недостатки цифровых систем передачи изображений.
- 2 Дайте определение основным этапам аналого-цифрового преобразования – дискретизации, квантованию, кодированию.
- 3 С какой целью используется ФНЧ на входе АЦП?
- 4 Перечислите основные параметры АЦП.
- 5 Каким условиям должна отвечать частота дискретизации компонентных и композитных ТВ сигналов?
- 6 При каких условиях возможно использовать частоту дискретизации, меньшую чем удвоенная верхняя граничная частота спектра дискретизируемого сигнала?
- 7 Что необходимо учитывать при выборе разрядности квантования?
- 8 Поясните, почему в современных ТВ камерах с цифровой обработкой сигнала применяются 12...14-разрядные АЦП и 20...32-разрядные процессоры обработки сигналов.
- 9 Возможно ли при использовании идеального 8-разрядного АЦП получить  $ОСШ_{КВ} \geq 60$  дБ?
- 10 Определите ОСШ на выходе ЦСПИ, если  $ОСШ_{ВХ} = 50$  дБ, а используемый АЦП – идеальный 8-разрядный.
- 11 Каким образом на изображении проявляются шумы квантования? На каких деталях (крупных, мелких) их заметность выше?
- 12 Каким образом можно снизить заметность шумов квантования без изменения параметров АЦП?
- 13 Каким образом на изображении проявляются ошибки в канале связи?
- 14 Выберите параметры АЦП и определите скорость потока данных в ЦСПИ при передаче некомпьюрированного компонентного сигнала формата 4:1:1 с параметрами разложения 625/50/2:1/4:3.
- 15 Определите необходимую пропускную способность канала связи для передачи некомпьюрированных движущихся изображений размером  $1920 \times 1080$  элементов с частотой 25 к/с и использовании формата 4:2:2.

## Лабораторная работа №10

### ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ПРИ КОМПРЕССИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

#### 10.1 Цель работы

Исследование основных преобразований, использующихся при сокращении избыточности неподвижных изображений – дифференциальной ИКМ (ДИКМ) и дискретно-косинусного преобразования (ДКП), оценка влияния их параметров на качество преобразованных изображений.

#### 10.2 Краткие теоретические сведения

##### *Обоснование необходимости компрессии изображений*

Для передачи цифровых видеосигналов необходима высокая скорость, лежащая в пределах от 150 Мбит/с для сигналов стандартной четкости до 1,5 Гбит/с и более – для сигналов высокой четкости, что определяет чрезвычайно высокие требования к параметрам каналов связи. В результате передача не-компрессированных сигналов осуществляется на расстояния, не превышающие нескольких десятков (в редких случаях – сотен) метров при использовании металлического кабеля и до нескольких десятков километров – при использовании ВОЛС. При передаче на большие расстояния, а также в ТВ вещании осуществляется компрессия изображений, основанная на сокращении их психофизиологической, статистической и структурной избыточности.

##### *Избыточность изображений*

Различают три вида избыточности ТВ сигналов и изображений:

- структурную;
- статистическую;
- психофизическую визуальную.

*Структурная* избыточность свойственна только ТВ сигналу и обусловлена наличием в нем кадровых (КГИ) и строчных (СГИ) гасящих импульсов. При цифровой передаче изображений отсутствует потребность в передаче КГИ и СГИ в явном виде, за счет чего объем передаваемой информации можно сократить примерно на 25 %.

*Статистическая* избыточность изображения связана с корреляцией между отсчетами изображения в одной строке, в соседних строках и соседних кадрах. Так, большая часть изображения одного кадра приходится на фон или задний план, где яркость постоянна или мало меняется в пространстве. Изображения в соседних кадрах также малоразличимы даже при наличии движущихся изображений.

*Визуальная* (психофизиологическая) избыточность связана с учетом свойств зрения, что позволяет устранить часть информации об изображении, не оказывающей существенного влияния на его восприятие. Так, шумы квантования, различимые глазом на крупных деталях изображения в виде ложных контуров, малозаметны на мелких деталях и на резких перепадах яркости. Цветовая разрешающая способность глаза в среднем в 3–4 раза меньше, чем яркостная. Глаз также менее требователен к качеству отображения движущихся деталей. Устранение визуальной избыточности является основным резервом при сжатии изображения.

### ***Классификация методов устранения избыточности изображений***

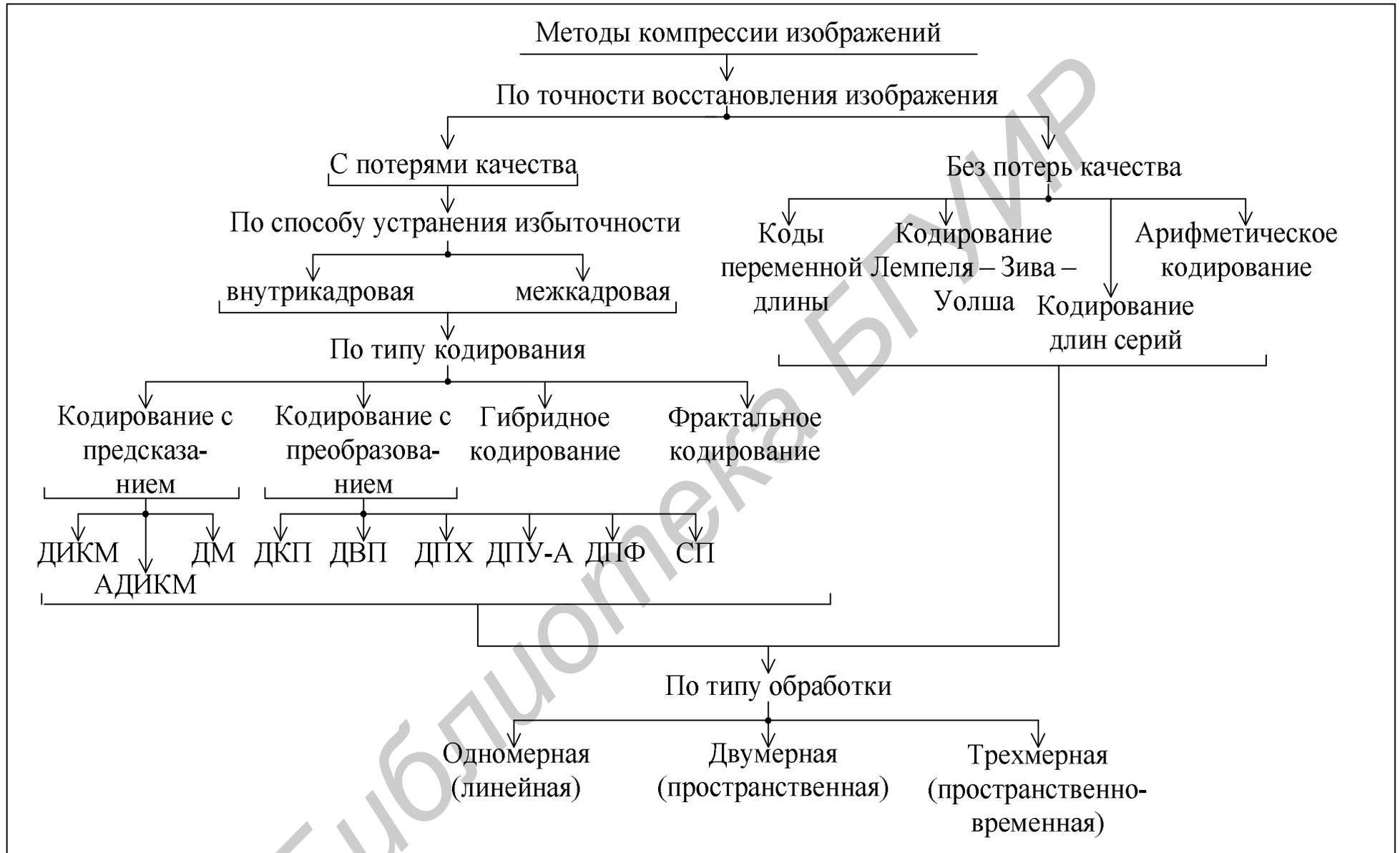
Компрессия статических или динамических изображений может быть осуществлена двумя основными методами – с потерями или без потерь качества (рисунок 10.1).

1 Сжатие без потерь. Полученное после декомпрессии изображение будет в точности (побитно) совпадать с оригиналом. Поскольку коэффициент сжатия при использовании таких видов компрессии небольшой (в среднем 1,5 – 2 раза), их использование малоэффективно.

2 Сжатие с потерями. В процессе сжатия часть информации теряется. Однако с точки зрения зрительного восприятия сжатием с потерями следует считать лишь то сжатие, при котором на глаз можно отличить восстановленное после компрессии изображение от оригинала. Таким образом, несмотря на то, что два изображения – оригинал и сжатое с использованием того или иного компрессора изображение – побитно могут не совпадать, разница между ними будет незаметной. Основная идея – значительно увеличить коэффициент сжатия, пренебрегая незначительными деталями, незаметными для человеческого глаза. Примерами здесь могут служить алгоритмы JPEG для сжатия статической графики и алгоритмы семейства MPEG для сжатия видео.

С точки зрения восприятия различают следующие методы сжатия изображения:

– сжатие без потерь с точки зрения восприятия. Данные после декомпрессии побитно не совпадают с исходными, но с точки зрения восприятия изображения человеком данная схема компрессии может считаться схемой без потерь. Большинство технологий сжатия с формальной потерей качества имеют так называемый фактор качества сжатия (ФКС), характеризующий именно качество восприятия и варьирующийся в пределах от 0 до 100. При ФКС, равном 100, воспринимаемое декомпрессированное изображение зрительно неотлично от оригинала;



Одномерная  
(линейная)

Двумерная  
(пространственная)

Трёхмерная  
(пространственно-  
временная)

Рисунок 10.1 – Классификация методов компрессии видеосигналов

– сжатие с естественной потерей качества. Сжатые изображения при декомпрессии остаются вполне приемлемыми для адекватного восприятия их человеком, но наблюдается так называемая естественная деградация изображения, при которой теряются некоторые мелкие детали сцены. Похожее может происходить и в естественных условиях, например при дожде или тумане. Изображение при этом, как правило, различимо, однако уменьшается его детализация;

– сжатие с неестественными потерями качества. Низкое качество сжатия, в значительной степени искажающее изображение и вносящее в него искусственные (не существующие в оригинале) детали сцены. Примером тому может служить некоторая «блочность» в сильно сжатых изображениях по стандартам MPEG, а также и в некоторых других стандартах компрессии. Неестественность заключается в первую очередь в нарушении самых важных с точки зрения восприятия человеком характеристик изображения – контуров. Опыт показывает, что именно контуры позволяют человеку правильно идентифицировать тот или иной визуальный объект.

Отметим также, что все широко применяемые видеокомпрессоры используют технологии сжатия с потерями качества. При различных значениях ФКС может дать на выходе качество видео как без потерь с точки зрения восприятия, так и с неестественными потерями.

К группе методов, обеспечивающих компрессию с потерями, следует отнести:

– кодирование с предсказанием, при котором используются различные варианты дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ДИКМ), в том числе и адаптивные – АДИКМ;

– линейное кодирование с преобразованием (обычно с использованием двумерных ортогональных преобразований: Фурье, Карунена – Лоэва, Адамара, Хартли, Гильберта, косинусного и др.);

– межкадровое кодирование, основанное на том, что большинство изображений незначительно изменяется от кадра к кадру;

– прореживание отсчетов (и кадров) с последующим их восстановлением путем интерполяции и экстраполяции;

– кодирование с расчленением изображения на фрагменты;

– фрактальное кодирование;

– гибридное (комбинированное) внутри- и межкадровое кодирование, представляющее собой различные сочетания перечисленных методов кодирования с преобразованием и некоторые другие.

В группу методов статистического сжатия без потерь входит:

- использование статистических кодов, например, кода Хаффмана и его модификаций, кода Джелинека, арифметических кодов;
- векторного квантования и некоторые другие.

В задачах компрессии изображений используются одномерная, двумерная (пространственная) и трехмерная (пространственно-временная) обработка данных. При одномерной обработке используются различные варианты ДИКМ и статистического кодирования, основанные на учете корреляции между соседними элементами изображения по горизонтали (по строке). При двумерной обработке учитывается корреляция между соседними элементами по обоим направлениям – по горизонтали и вертикали. При трехмерной обработке учитывается также и корреляция между элементами с одинаковыми координатами соседних кадров (временная корреляция).

Во всех существующих стандартах компрессии статических и динамических изображений (JPEG, MPEG-1, 2, 4 и др.) используются комбинации различных методов сжатия. При этом основу внутрикадровой компрессии составляют методы кодирования с преобразованием на базе ДКП или ДВП, для межкадровой компрессии используются различные варианты ДИКМ, сформированный поток данных дополнительно подвергается кодированию статистическими кодами. В результате степень сжатия изображений (отношение объема либо скорости передачи данных на входе компрессора ко входному объему или скорости) может достигать десятков и даже сотен раз при достаточно хорошем качестве воспроизводимого изображения.

#### ***Методы кодирования изображений с преобразованием***

Методы кодирования изображений с преобразованием основаны на том, что изображение, представляющее собой матрицу отсчетов, путем соответствующих преобразований приводится к виду, наиболее удобному с точки зрения сокращения избыточной информации или снижения чувствительности к ошибкам кодирования и передачи, а после прохождения тракта передачи (консервации) путем обратных преобразований возвращается в исходную форму.

В задачах компрессии изображений выполняется преобразование видеоинформации из пространственно-временной области в спектральную. Напомним, что в общем случае монохроматическое изображение представляет собой трехмерную пространственно-временную функцию распределения яркости  $L(x, y, t)$ ; цветное изображение может быть полностью описано системой из трех функций, описывающих распределение яркостей сигналов основных цветов  $L_R(x, y, t)$ ,  $L_G(x, y, t)$  и  $L_B(x, y, t)$ .

Спектральная область при кодировании с преобразованием понимается в смысле обобщенных спектров. Преобразование ставит в соответствие сигналу его обобщенный спектр в выбранном базисе. Например, преобразование Фурье ставит в соответствие сигналу традиционный частотный спектр.

Для высокоэффективного кодирования с преобразованием необходимо, чтобы преобразование осуществлялось в соответствии с параметрами источника сигналов. Эффективность кодирования зависит от того, как в процессе преобразования происходит перегруппировка энергии составляющих сигнала. Желательно, чтобы в результате преобразования в спектральную область энергия составляющих была сосредоточена в минимальном количестве спектральных составляющих (трансформант). При линейных ортогональных преобразованиях указанное условие частично выполняется в случае, когда составляющие векторов матрицы преобразования соответствуют типичным временным характеристикам видеосигнала в горизонтальном и вертикальном направлении.

Из различных линейных преобразований, позволяющих эффективно сокращать избыточность изображений, в современных алгоритмах компрессии, как уже отмечалось, наиболее часто используется дискретно-косинусное преобразование (ДКП). Достоинством его является хорошая согласованность с параметрами изображения, а также с характеристиками зрительного анализатора (пространственной разрешающей способностью). Последнее дает возможность проводить квантование коэффициентов (трансформант) ДКП с учетом их вклада в зрительное восприятие изображения – низкочастотные составляющие должны передаваться точно, высокочастотные, к которым чувствительность зрения минимальна, – со сниженной точностью либо не передаваться вовсе, в зависимости от требований к качеству преобразуемого изображения.

Следует отметить, что с математической точки зрения отдельно взятое ДКП (как и любое другое ортогональное преобразование) не дает сокращения избыточности! Сокращение достигается за счет переквантования (с уменьшением разрядности) передаваемых спектральных составляющих (трансформант) и уменьшения их количества за счет тех из них, которыми можно пренебречь ввиду малой их амплитуды и соответственно незначительности для зрительного восприятия. При этом следует помнить, что восстановленное изображение побитно уже не будет совпадать с исходным (полное совпадение возможно только в случае передачи всех трансформант и отсутствии ограничений на точность вычислений), в то же время субъективно (зрительно) они могут быть практически неотличимы.

### *Математические основы ортогональных преобразований*

Дискретизация исходного изображения позволяет описать подвергающееся преобразованию изображение с помощью матрицы отсчетов сигнала. В дальнейшем будем рассматривать матрицу-строку  $(1 \times N)$  или квадратную матрицу  $(N \times N)$  отсчетов сигнала  $f(x)$  или  $f(x, y)$ .

Пусть  $\varphi_k$  – полная система одномерных дискретных функций

$$\varphi_k = [\varphi_k(0), \varphi_k(1), \dots, \varphi_k(N-1)], k \in \{0, \dots, N-1\}, \quad (10.1)$$

что можно представить в виде матрицы

$$[\varphi] = \begin{bmatrix} \varphi_0(0) & \varphi_0(1) & \dots & \varphi_0(N-1) \\ \varphi_1(0) & \varphi_1(1) & \dots & \varphi_1(N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{N-1}(0) & \varphi_{N-1}(1) & \dots & \varphi_{N-1}(N-1) \end{bmatrix}. \quad (10.2)$$

Тогда для одномерного прямого преобразования отдельных сигнальных векторов выполняется соотношение

$$g(k) = \sum_{x=0}^{N-1} \varphi_k(x) f(x), \quad (10.3)$$

или в матричной форме записи

$$[g] = [\varphi][f], \quad (10.4)$$

где  $[g]$ ,  $[f]$  – матрицы-столбцы, соответствующие векторам  $\mathbf{f}$ ,  $\mathbf{g}$  с  $N$  элементами;

$[\varphi]$  – квадратная матрица  $(N \times N)$ .

В результате решения получим  $N$  трансформант (спектральных коэффициентов), определяющих амплитуды набора ортогональных функций. Трансформанта  $g(k)$  всегда определяется соответствующей  $k$ -й ортогональной функцией  $\varphi_k(x)$  и величинами всех отсчетов сигнала в исходной временной области  $f(x)$ . С помощью трансформант преобразования исходный сигнал можно представить в виде

$$f(x) = g(0)\varphi_0(x) + g(1)\varphi_1(x) + \dots + g(N-1)\varphi_{N-1}(x) = \sum_{l=0}^{N-1} g(l)\varphi_l(x), \quad (10.5)$$

что в матричной форме записывается как обратное преобразование

$$[f] = [\varphi]^T [g], \quad (10.6)$$

где  $[\varphi]^T$  – матрица, транспонированная по отношению к  $[\varphi]$ .

Так как при одномерном обратном преобразовании в общем случае также выполняется соотношение

$$[f] = [\varphi]^{-1} [g] = [\varphi]^{-1} [\varphi] [f], \quad (10.7)$$

при ортонормальном преобразовании обратная матрица определяется транспонированной матрицей

$$[\varphi]^{-1} = [\varphi]^T, \quad (10.8)$$

и одновременно выполняется условие

$$[\varphi]^{-1} [\varphi]^T = \mathbf{E}, \quad (10.9)$$

где  $\mathbf{E}$  – единичная матрица.

Если транспонированная матрица удовлетворяет, кроме того, условию симметрии по отношению к главной диагонали, то дополнительно выполняется условие

$$[\varphi]^{-1} = [\varphi]^T = [\varphi], \quad (10.10)$$

в соответствии с которым ядро преобразования одинаково для прямого и обратного преобразования.

Ортонормальному одномерному преобразованию присущи следующие свойства:

- сумма произведений элементов любой строки (столбца) на соответствующие элементы другой строки (столбца) транспонированной матрицы равна нулю;
- сумма квадратов элементов любой строки (столбца) соответствует энергии основного (инвертированного) сигнала и равна единице;
- обратная матрица преобразования получается в результате транспонирования исходной матрицы.

Аналогично и двумерное прямое преобразование будет определяться формулой

$$g(u, v) = \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} \varphi_{u,v}(x, y) f(x, y), \quad (10.11)$$

в результате решения которой получим  $N^2$  трансформант (спектральных коэффициентов), определяющих амплитуды набора двумерных ортогональных

функций. В общем случае трансформанта определяется  $(u, v)$ -й ортогональной функцией  $\varphi_{u,v}(x, y)$  и величинами отсчетов  $f(x, y)$  на плоскости. Исходная двумерная функция  $f(x, y)$  с использованием трансформант может быть представлена системой двумерных ортогональных функций:

$$f(x, y) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{r=0}^{N-1} g(l, r) \varphi_{l,r}(x, y). \quad (10.12)$$

В соответствии с этой формулой осуществляется обратное преобразование.

Запись матрицы трансформант и следовательно, формулы преобразования можно упростить, если двумерную систему ортогональных функций представить как произведение одномерных ортогональных функций, например вектора-столбца  $\Phi_u^T$  и вектора-строки  $\Phi_v$ :

$$\Phi_{u,v} = \Phi_u^T \cdot \Phi_v. \quad (10.13)$$

Формула одновременно отражает способ определения базисных изображений двумерного преобразования с разделяемым ядром. Для элементов матрицы трансформант  $g(u, v)$  в матричной форме выполняется соотношение

$$g(u, v) = [\Phi_v][f][\Phi_u]^T, \quad (10.14)$$

или в общем случае для матрицы трансформант  $g(u, v)$

$$[g] = [\Phi][f][\Phi]^T. \quad (10.15)$$

В соответствии с приведенным выражением двумерное прямое преобразование можно представить как две последовательно выполняемые одномерные операции. Первая операция заключается в умножении сигнальной матрицы  $[f]$  слева на вектор-строку матрицы  $[\Phi_v]$  и соответствует одномерному преобразованию столбцов матрицы  $[f]$ .

### ***Дискретно-косинусное преобразование***

Недостатком широко используемого в задачах цифровой обработки сигналов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с точки зрения кодирования с преобразованием является то, что трансформанты, общее количество которых составляет  $2N$ , а период равен  $T = N \cdot \Delta T$ , носят комплексный характер. Учитывая состав трансформант, целесообразнее осуществлять такое преобразо-

вание, в котором используется только реальная или мнимая часть ядра преобразования, т.е. только члены  $\cos$  или  $\sin$ . Однако в этом случае необходимо обеспечить полноту ортогональной системы преобразования.

Если перейти от общего ДПФ к более специфическому ДКП, основанному на базисе ортогональных косинусных составляющих, то выбором соответствующего интервала  $T$  необходимо добиться того, чтобы множество ортогональных функций образовало полную систему. В качестве ортогональных функций нельзя выбирать обычные косинусные функции  $\cos(k\Omega_0 t)$ , т. к. это связано с использованием функций  $\sin(k\Omega_0 t)$ . Удовлетворить условие ортогональности проще всего выбором ортогональных составляющих вида  $\cos(k\frac{\pi}{T})$ , что в более полной форме можно записать как

$$\varphi_k = \cos\left(\frac{2n+1}{2N}k\pi\right), \quad k, n \in \{0, \dots, N-1\}. \quad (10.16)$$

Так как для ортогональной системы выполняется соотношение

$$\sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2n+1}{2N}k\pi\right) \cdot \sin\left(\frac{2n+1}{2N}l\pi\right) = \begin{cases} 0 & \text{для } k=l, \\ K_{k,l} & \text{для } k \neq l, \end{cases} \quad (10.17)$$

то ортогональная система в соответствии с выражением (10.16) образует полную систему и ее можно использовать в качестве основы ДКП.

Соответствующие постоянные нормирования для образования ортогональной системы находятся из условия ортогональности на интервале  $N$ :

$$\sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2n+1}{2N}k\pi\right) \cdot \cos\left(\frac{2n+1}{2N}l\pi\right) = \begin{cases} N & \text{для } k=l=0, \\ N/2 & \text{для } k=l \neq 0, \\ 0 & \text{для } k \neq l. \end{cases} \quad (10.18)$$

Если ввести константу нормирования в выражения как для прямого, так и для обратного преобразований, то при одномерной полной системе ортогональных функций ДКП получим

$$\varphi_k = \left[ \frac{1}{\sqrt{N}}, \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2n+1}{2N}k\pi\right) \right], \quad \begin{cases} k \in \{1, 2, \dots, N-1\}, \\ n \in \{0, 1, \dots, N-1\}. \end{cases} \quad (10.19)$$

Собственно ядро преобразования при переходе от ДПФ к ДКП определяется как

$$\cos \frac{2n+1}{2N} k\pi = \operatorname{Re} \left\{ \exp \left[ -j \frac{\pi}{2N} k \right] \cdot \exp \left[ -j \frac{\pi}{2N} kn \right] \right\}. \quad (10.20)$$

С учетом этого после преобразований получаем выражение для прямого преобразования:

$$\begin{aligned} C(0) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} f(n), \\ C(k) &= \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cos \frac{2n+1}{2N} k\pi, \quad k \in \{1, 2, \dots, N-1\}. \end{aligned} \quad (10.21)$$

Упрощенная стандартная формула обратного одномерного ДКП имеет вид

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} C(0) + \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{k=1}^{N-1} C(k) \cos \frac{2n+1}{2N} k\pi. \quad (10.22)$$

Приведенные выше формулы для одномерного ДКП можно путем формального преобразования привести к замкнутому виду. Тогда прямое преобразование будет определяться выражением

$$C(k) = \frac{2}{N} c(k) \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cos \frac{2n+1}{2N} k\pi, \quad k \in \{0, 1, \dots, N-1\}, \quad (10.23)$$

а обратное преобразование –

$$f(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c(k) C(k) \cos \frac{2n+1}{2N} k\pi, \quad n \in \{0, 1, \dots, N-1\}, \quad (10.24)$$

где  $c(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{для } k = 0, \\ 1 & \text{для } k \in \{1, 2, \dots, N-1\}. \end{cases}$

Матричная форма записи прямого ДКП имеет вид

$$[C(k)] = [\varphi(k, n)][f(n)], \quad (10.25)$$

где  $[C(k)]$  – матрица-столбец спектральных коэффициентов ДКП размером  $1 \times N$ ;

$[\varphi(k, n)]$  – матрица дискретного множества ортогональных функций ДКП размером  $N \times N$  в соответствии с (10.19);

$[f(n)]$  – матрица-столбец дискретных значений (отсчетов) сигнала.

Соответствующее обратное одномерное преобразование в матричной форме записи представляется в виде

$$[f(n)] = [\varphi(k, n)]^{-1} [C(k)], \quad (10.26)$$

А поскольку условие симметричности матрицы преобразования по отношению к ее главной диагонали не выполняется, то

$$[\varphi(k, n)]^{-1} = [\varphi(k, n)]^T, \quad (10.27)$$

и соответственно

$$[f(n)] = [\varphi(k, n)]^T [C(k)], \quad k, n \in \{0, 1, \dots, N-1\}. \quad (10.28)$$

Для преобразования двумерных фрагментов используется двумерное преобразование, ядро которого (без учета константы нормирования) имеет вид

$$\hat{\varphi}(k, n, l, m) = \cos \frac{2n+1}{2N} k\pi \cdot \cos \frac{2m+1}{2M} l\pi, \quad \left. \begin{array}{l} k, n \in \{0, 1, \dots, N-1\}, \\ l, m \in \{0, 1, \dots, N-1\}. \end{array} \right\} \quad (10.29)$$

Таким образом, прямое ДКП двумерного фрагмента размером  $N \times M$  записывается как

$$[C(k, l)] = [\varphi(k, n)] [f(n, m)] [\varphi(l, m)]^T, \quad (10.30)$$

где  $[C(k, l)]$  – матрица спектральных коэффициентов ДКП размером  $N \times M$ ;

$[f(n, m)]$  – сигнальная матрица размером  $N \times M$ ;

$[\varphi(k, n)]$  – квадратная матрица функций ДКП размером  $N \times N$ :

$$\varphi(k, n) = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \frac{2n+1}{2N} k\pi \end{bmatrix}, \quad \left. \begin{array}{l} k \in \{1, 2, \dots, N-1\}, \\ n \in \{0, 1, \dots, N-1\}. \end{array} \right\} \quad (10.31)$$

$[\varphi(l, m)]^T$  – квадратная матрица функций ДКП размером  $M \times M$ , транспонированная по отношению к матрице

$$\varphi(l, m) = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \frac{2m+1}{2M} l\pi \end{bmatrix}, \quad \left. \begin{array}{l} l \in \{1, 2, \dots, N-1\}, \\ m \in \{0, 1, \dots, N-1\}. \end{array} \right\} \quad (10.32)$$

Соответствующая матричная форма записи двумерного обратного ДКП имеет вид

$$[f(n, m)] = [\varphi(k, n)]^T [C(k, l)] [\varphi(l, m)]. \quad (10.33)$$

Если одномерное преобразование последовательности  $N$  отсчетов сигнала  $f(n)$ ,  $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$  во времени алгебраически интерпретировать как преобразование координат векторов в  $N$ -мерном метрическом пространстве, то исходя из основной формулы преобразования с ядром  $[C_N]$

$$[c] = [C_N][f], \quad (10.34)$$

где  $[c]$ ,  $[f]$  – матрицы-столбцы векторов  $\mathbf{c}$  спектра и  $\mathbf{f}$  исходного сигнала, векторам базиса пространства сигналов ставятся в соответствие векторы в спектральной области.

В связи с ортогональностью ДКП также характеризуется тем, что векторы преобразования, за исключением первого, равны нулю. Координаты векторов преобразования представляют собой элементы соответствующей строки матрицы преобразования  $[C_N]$ .

Графическая иллюстрация координат векторов преобразования  $C_j(i)$ ,  $j, i \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ , для  $N = 4$  приведена на рисунке 10.2.

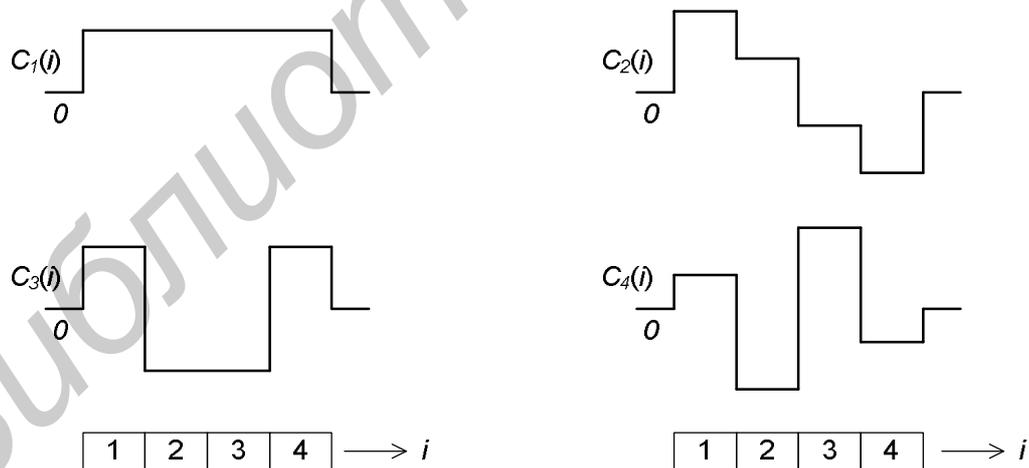


Рисунок 10.2 – Координаты векторов одномерного ДКП для  $N = 4$

Если двумерное преобразование последовательности  $N^2$  элементов изображения  $f(x, y)$ ,  $x, y \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ , алгебраически интерпретировать как преобразование координат векторов в  $N^2$ -мерном пространстве, то в соответствии с обобщенной формулой

$$[c] = [{}^N C_{u,v}(x,y)][f], \quad (10.35)$$

где  $[c], [f]$  – спектральная и сигнальная матрицы размером  $(N \times N)$ ,

$[{}^N C_{u,v}(x,y)], x, y, u, v \in \{0, 1, \dots, N-1\}$  – матрица преобразования размером  $(N^2 \times N^2)$ ,

отдельным векторам базиса пространства сигналов  $f(x,y) = 1, x, y \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ , ставятся в соответствие векторы-базисы в спектральной области. Координатам векторов преобразования, число которых составляет  $N^2$ , в этом случае непосредственно соответствуют отдельные матрицы  ${}^N C_{u,v}(x,y)$ , принадлежащие множеству матриц преобразования  $[{}^N C_{u,v}(x,y)]$  для  $u, v \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ . Их графические представления зависят от типа ядра преобразования  $[C_N]$  и для порядка преобразования  $N = 4$  приведены на рисунке 10.3. Представленные двумерные функции являются так называемыми базисными изображениями ДКП и образованы двумерной дискретной системой ортогональных функций ДКП. Для разделяемого ядра преобразования они находятся как результат перемножения вектора-столбца  $\mathbf{c}_u^T$  и вектора-строки  $\mathbf{c}_v$  соответствующей матрицы преобразования:

$$\mathbf{c}_{u,v} = \mathbf{c}_u^T \cdot \mathbf{c}_v. \quad (10.36)$$

Множество двумерных базисных изображений ДКП представляет собой множество двумерных функций, по которым раскладывается данный фрагмент изображения  $f(x,y)$ .

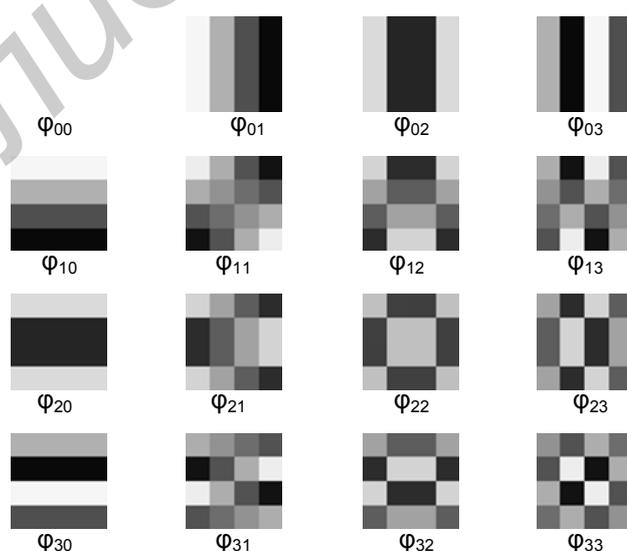


Рисунок 10.3 – Графическое представление базисных изображений двумерного ДКП  $4 \times 4$

## 10.3 Выполнение работы

10.3.1 *Исследование влияния параметров ДИКМ на качество воспроизводимого изображения*

10.3.1.1 Открыть любой файл bmp-формата из папки «Images» пакета VCDemo.

10.3.1.2 На панели управления включить режим исследования ДИКМ (кнопка «DPCM»).

10.3.1.3 В появившемся окне «DPCM» в подменю «Model» выбрать модель предсказания («Set the prediction model»).

**Примечание** – Используются либо одномерная (1-я), либо двумерные (2-я – 4-я) модели предсказания.

10.3.1.4 Изменяя разрядность квантования («DPCM bitrate»), проследить за изменением субъективного качества изображений, а также отношения сигнал/шум («signal-to-noise ratio»).

10.3.1.5 Повторить пункт 10.3.1.4 для различных моделей предсказания.

10.3.1.6 Повторить пункты 10.3.1.4 – 10.3.1.5 при различной вероятности ошибки. Для этого включить режим имитации ошибок в канале «Simulate channel errors», и, устанавливая различную вероятность ошибок, проследить их влияние на качество изображения и отношение сигнал/шум. Результаты пунктов 10.3.1.4 – 10.3.1.6 занести в сводную таблицу 10.1. Выполнить для нескольких различающихся по сюжету изображений. Построить графические зависимости SKI ( $m$ ) для различных моделей предсказания (в одной системе координат), ОСШ ( $K_{\text{ОШ}}$ ) при различных разрядностях квантования.

Таблица 10.1

Тип (название) изображения	Краткая х-ка (сюжет, особенности, размер преобладающих деталей – мелкие, средние, крупные – в горизонтальном и вертикальном направлении)	Модель предсказания	Разрядность квантования $m$ (число бит/отчет)	ОСШ, дБ	Субъективное качество изображения (СКИ) по 5-балльной шкале				Число бит/отчет при использовании кода переменной длины
					Без ошибок	0,005	0,001	0,0005	
			1						
			2						
			4						
			6						

### 10.3.2 Исследование влияния параметров ДКП на качество преобразованного изображения

10.3.2.1 Открыть любой файл bmp-формата из папки «Images» пакета VCDemo.

10.3.2.2 На панели управления включить режим исследования ДКП (кнопка «DCT»).

10.3.2.3 В появившемся окне «DCT» в подменю «Size» выбрать размер блока ДКП («Set transform size»).

10.3.2.4 Устанавливая различное количество бит/отсчет (подменю «bitrate») проследить за изменением субъективного качества преобразованного изображения и отношения сигнал/шум. Прodelать этот эксперимент для различных моделей предсказания (при условии выбора ДИКМ для квантования коэффициентов ДКП).

10.3.2.5 Повторить пункт 10.3.2.4 для разных размеров блока преобразования. Результаты пунктов 10.3.2.4, 10.3.2.5 свести в таблицу 10.2. Повторить для нескольких изображений – испытательных и реальных.

Таблица 10.2

Тип (название) изображения	Краткая характеристика (сюжет, особенности, размер преобладающих деталей – мелкие, средние, крупные – в горизонтальном и вертикальном направлении)	Размер блока*	Число бит/отсчет	Субъективное качество изображения по 5-балльной шкале
		2×2	0,25	
			0,5	
			1	
			2	
			3	
			4	
		4×4		
		8×8		
		16×16		

\* Размер блока ДКП должен являться делителем числа отсчетов преобразуемого изображения

## 10.4 Содержание отчета

- 1 Титульный лист.
- 2 Цель работы.
- 3 Результаты исследований (подраздел 10.3).
- 4 Вывод.

## 10.5 Вопросы для самопроверки

- 1 При какой разрядности квантования преобразованное изображение зрительно неотлично от оригинала?
- 2 Как влияет модель предсказания на качество изображения? В чем это выражается?
- 3 Какого коэффициента сжатия позволяет достичь ДИКМ?
- 4 Как отражаются на изображении ошибки в канале связи при использовании ДИКМ? Зависит ли восприятие помех, вызываемых ошибками в канале связи, от модели предсказания?
- 5 Поясните различное влияние на изображение помех от ошибок в канале связи при ИКМ и ДИКМ.
- 6 Рассчитайте максимальное количество пораженных отсчетов изображения размером  $256 \times 256$  при вероятности ошибки в канале связи  $10^{-3}$  при:  
а) ИКМ с разрядностью 8 бит/отсчет; б) ДИКМ с разрядностью 2 бит/отсчет.
- 7 При какой модели предсказания заметность помех от ошибок в канале связи выше и почему?
- 8 При какой разрядности квантования (минимальной или максимальной) влияние ошибок в канале связи на качество изображения больше?
- 9 Для какого типа изображений (с преобладающими мелкими либо преобладающими крупными деталями) использование ДИКМ более эффективно?
- 10 Почему при использовании ДИКМ помеха, вызываемая ошибками в канале связи, на различных изображениях заметна по-разному?
- 11 Поясните причину возникновения муар-эффекта при ДИКМ.
- 12 Поясните, как и почему изменяется заметность муар-эффекта при изменении масштаба изображения? При каких условиях муар-эффект минимален?
- 13 При какой разрядности ДИКМ (минимальной, средней или максимальной) может быть достигнут наибольший выигрыш от использования энтропийного кодирования?

- 14 Объясните роль ДКП при компрессии изображений.
- 15 Каковы основные отличия ДКП от других типов ортогональных преобразований (ДПФ, Уолша – Адамара и т. п.)?
- 16 Почему ДКП наиболее часто используется при сжатии изображений?
- 17 Почему при использовании ДКП удается достичь более высоких степеней сжатия изображений по сравнению с ДИКМ?
- 18 Можно ли использовать ДИКМ для квантования коэффициентов ДКП? Сравните варианты ДКП – ИКМ с ДКП – ДИКМ.
- 19 Влияет ли на субъективное качество изображения размер блока ДКП?
- 20 Для каких типов изображений эффективней использовать блоки ДКП максимального размера, для каких – минимального? Поясните, почему.
- 21 В чем выражается ухудшение качества изображений при уменьшении числа передаваемых коэффициентов ДКП?
- 22 В чем выражается снижение качества изображения при снижении разрядности квантования коэффициентов ДКП?
- 23 Как влияет на качество изображения выбор модели предсказания при использовании комбинации ДКП – ДИКМ?
- 24 Как заметны на изображении помехи, вызванные ошибками в канале связи при передаче коэффициентов ДКП?

## ЛИТЕРАТУРА

- 1 Ткаченко, А. П. Цифровое представление сигналов изображения и звукового сопровождения : учеб. пособие по телевизионным дисциплинам / А. П. Ткаченко, П. А. Капуно, А. Л. Хоминич. – Минск : БГУИР, 2003. – 56 с.
- 2 Аналого-цифровое преобразование / под ред. У. Кестера. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
- 3 Справочник по устройствам цифровой обработки информации / Н. А. Виноградов [и др.]. – Киев : Тэхника, 1988. – 415 с.
- 4 Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2006. – 1072 с.
- 5 Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде Matlab / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.
- 6 Птачек, М. Цифровое телевидение. Теория и техника / М. Птачек : пер. с чешск; под ред. Л. С. Виленчика. – М.: Радио и связь, 1990. – 528 с.

*Учебное издание*

**Капуро Павел Александрович**  
**Хоминич Александр Леонидович**

***ТЕЛЕВИДЕНИЕ.***  
***ТЕЛЕВИДЕНИЕ И ОТОБРАЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ***

Лабораторный практикум  
для студентов специальностей  
«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»,  
«Радиотехника», «Радиоинформатика»,  
«Радиотехнические системы»  
всех форм обучения

Редактор Г. С. Корбут  
Корректор Е. Н. Батурчик

---

Подписано в печать  
Гарнитура «Таймс».  
Уч.-изд. л. 2,3.

Формат 60x84 1/16.  
Отпечатано на ризографе.  
Тираж 70 экз.

Бумага офсетная.  
Усл. печ. л.  
Заказ 221.

---

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.  
220013, Минск, П. Бровки, 6