

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

---

Кафедра систем телекоммуникаций

**А.П.ТКАЧЕНКО, П.А. КАПУРО, А.Л. ХОМИНИЧ**

**ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ  
ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ**

Учебное пособие по телевизионным дисциплинам  
для студентов специальностей

**«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»,  
«Многоканальные системы телекоммуникаций», «Радиотехника»  
и «Радиотехнические системы»**

Минск 2002

УДК 621.397.13 (075.8)

ББК 32.94 я 73

Т 48

Рецензент: Главный специалист центра электромагнитной совместимости  
УП НИИСА В.И. Шарангович

Ткаченко А.П. и др.

Т 48 Цифровое представление сигналов изображения и звукового сопровождения:  
Учеб. пособие по телевизионным дисциплинам для студентов специальностей  
«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения», «Многоканальные системы  
телекоммуникаций», «Радиотехника» и «Радиотехнические системы»/А.П.Ткаченко, П.А.Капура, А.Л.Хоминич. - Мн.: БГУИР, 2002. - .55с.: ил.10.

ISBN 985 – 444

Рассмотрены на физическом и математическом уровнях с использованием  
частотного и временного описания процессы дискретизации, квантования и коди-  
рования телевизионного и звукового сигналов. Обосновываются и рассчитываются  
все параметры цифрового сигнала (численное значение частоты дискретизации,  
количество уровней квантования, защищенность от шумов квантования).

Доказывается путем расчета и математического моделирования согласо-  
ванность параметров цифрового ТВ сигнала с отечественным стандартом D/K.

Пособие будет полезно также магистрантам и аспирантам.

УДК 621.397.13 (075.8)

ББК 32.94 я 73

Т 48

ISBN 985 – 444

ISBN 985 – 444

©А.П.Ткаченко, П.А. Капура,

А.Л.Хоминич, 2002

## ПЕРЕЧЕНЬ ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

AM	аналого-цифровое преобразование, аналого-цифровой преобразователь
АХЧ	амплитудно-частотная характеристика
АЦП	амплитудная модуляция
ВОЛС	волоконно-оптическая линия связи
ДМВ	дециметровые волны
ИКМ	импульсно-кодовая модуляция
КАМ	квадратурная амплитудная модуляция
МВ	метровые волны
МСЭ	международный союз электросвязи
МСЭ-Р	сектор радиосвязи МСЭ
МСЭ-Т	сектор стандартизации связи МСЭ
МЭК	международная электротехническая комиссия
НЦВТ	наземное цифровое телевизионное вещание
ТВ	телевидение, телевизионный
ТВЧ	телевидение высокой четкости
ТСЧ	телевидение стандартной четкости
ФНЧ	фильтр нижних частот
ЦАП	цифроаналоговое преобразование, аналого-цифровой преобразователь
ЦРС	цветоразностный сигнал
AES	(Audio Engineering Society) – Общество инженеров по звукотехнике
ATSC	(Advanced Television Systems Committee) – Комитет улучшенных (перспективных) телевизионных систем
CENELEC	(Comite European de Normalisation Electronique) – Европейский комитет стандартизации по электронике
CEPT	(European Conference of Post and Telecommunication Administration) – Европейская конференция Администраций связи и почт
COFDM	(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) – кодированное ортогональное частотное уплотнение
DAB	(Digital Audio Broadcasting) – цифровое звуковое вещание
DVB-T,	(Digital Video Broadcasting) – цифровое телевизионное вещание, (Terrestrial) – наземное,
DVB-C,S	(Cable) – кабельное, (Satellite) - спутниковое
EBU	(European Broadcasting Union) – Европейский союз вещания
ETSI	(European Telecommunication Standard Institute) – Европейский институт стандартов по телекоммуникациям
IEC	(International Electrotechnical Commission) – Международная электротехническая комиссия, МЭК
ISDB	(Integrated Services Digital Broadcasting) – Цифровое вещание с интеграцией служб
ISO	(International Standard Organization) – Международная организация по стандартизации, ИСО

ITU-R,T	(International Telecommunication Union) – Международный союз электросвязи (МСЭ, R – сектор радиосвязи, T – сектор стандартизации телекоммуникаций)
MFN	(Multi Frequency Network) – многочастотная сеть
MPEG	(Motion Pictures Expert Group) – группа экспертов по движущимся изображениям
SDTV	(Standard Definition Television) – телевидение стандартной четкости
SFN	(Single Frequency Network) – одночастотная сеть
SMPTE	(Society of Motion Pictures and Television Engineers) – Общество инженеров кино и телевидения, США

## ВВЕДЕНИЕ

По своему объему и производственным мощностям аналоговая вещательная телевизионная (ТВ) аппаратура все еще преобладает, но очень быстро сдает одну позицию за другой. Как и ожидалось, переход к цифровым вещательным технологиям осуществляется, главным образом, за счет поэтапного встраивания цифрового оборудования в аналоговое окружение. Процесс этот идет повсеместно, но в разных странах темпы перехода различны. В ряде стран намечены конкретные сроки полного перехода на цифровое ТВ вещание. Так, например, в США с 2005г. планируется прекращение вещания по аналоговой системе НТСЦ и с 1998г. начат переход на систему цифрового телевидения высокой четкости (ТВЧ) ATSC.

В Европе во многих странах начат постепенный переход к наземным эфирным и кабельным системам цифрового ТВ вещания по стандартам DVB-T и DVB-S. Количество цифровых ТВ программ по стандарту DVB-S, которые можно принимать со спутников, давно уже превзошло число аналоговых.

Если параметры наземной системы аналогового ТВ вещания в нашей стране регламентированы ГОСТом [1], как и в других странах СНГ, то по наземному цифровому ТВ вещанию (НЦТВ), а также по спутниковому и кабельному национальных или межгосударственных стандартов нет. Существуют десятки рекомендаций и отчетов международных организаций ITU (Международный союз электросвязи), ISO (Международная организация по стандартизации), IEC (Международная электротехническая комиссия), ETSI (Европейский институт стандартизации по телекоммуникациям), CEPT (Европейская конференция Администраций почт и связи), CENELEC (Европейская комиссия по стандартизации в области электротехники), EBU (Европейский союз радиовещания), SMPTE (американское общество инженеров кино и телевидения), AES (общество инженеров по аудиотехнике) и др., в которых приводится колоссальное количество информации (более 10 тысяч страниц преимущественно на английском языке), которую необходимо учитывать при разработке национальных стандартов, методик частотно-территориального планирования НЦТВ и присвоения частотных каналов в ка-

бельном телевидении, принципов построения многочастотных и одночастотных сетей НЦТВ и других нормативных документов. Известно, что в РФ их разработкой заняты несколько НИИ. При этом теоретические результаты сопоставляются с экспериментальными, полученными в трех зонах опытной эксплуатации НЦТВ – Нижнем Новгороде, Санкт-Петербурге и Москве.

В наиболее развитых странах уже сейчас можно говорить о преобладании цифровой аппаратуры, в других же она просто отсутствует. Республику Беларусь, по-видимому, следует отнести к слаборазвитым странам. Бурному внедрению цифровых технологий в наше вещание, естественно, препятствует отсутствие необходимых средств у большинства телевизионных и радиовещательных компаний страны, а также минимального набора нормативных документов и оптимизированной архитектуры сети (сетей) НЦТВ с учетом действующих в республике радиопередающих станций. Тем не менее дело сдвинуто с мертвой точки - выполнено несколько НИР в области цифрового теле- и радиовещания, разрабатываются системы передачи по ВОЛС, оконечные абонентские терминалы и др. оборудование.

Цифровая техника стала постепенно проникать в телевидение в семидесятые годы. Первыми появились цифровые корректоры временных искажений, затем – кадровые синхронизаторы, генераторы специальных эффектов, микшеры, коммутаторы. Но говорить о возможности полномасштабного перехода к цифровому вещательному телевидению стали примерно пятнадцать лет назад, когда появился первый промышленный цифровой видеомэгнитофон, разработанный фирмой Sony.

Таким образом, появление цифровой видеозаписи ознаменовало начало кардинальных изменений в технологии производства ТВ программ. Но цифровая техника порождает и проблемы. Полоса частот цифровых сигналов значительно шире полосы их аналоговых предшественников. Например, полоса частот, занимаемая ТВ видеосигналом в цифровой форме, составляет сотни мегагерц. При передаче ТВ сигнала в цифровой форме требуются каналы связи с пропускной способностью до сотен мегабит в секунду, в то время как ширина полосы частот ра-

диоканала вещательного ТВ по стандарту D/K составляет 8 МГц [1-3]. Использование каналов, не вносящих ошибки в цифровой поток и обладающих столь большой пропускной способностью, технически нецелесообразно и экономически не выгодно. При плотностях записи информации, которые приходится использовать, например, в цифровых видеомагнитофонах, чтобы добиться расхода ленты, сравнимого с расходом в аналоговых аппаратах, ошибки при воспроизведении просто неизбежны. Поэтому сам факт преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму и использование двоичных сигналов в качестве носителя информации еще не гарантирует высокого качества принимаемых сигналов изображения и звукового сопровождения.

Принципиальный способ решения проблем передачи и записи с высокой степенью помехозащищенности был обоснован К.Шенноном. Он заключается в кодировании сигнала. К системам кодирования в цифровом ТВ предъявляются весьма многочисленные и часто противоречивые требования. На практике кодирование всегда выполняется в несколько приемов. Сейчас принято выделять следующие основные виды:

- кодирование источника информации с целью преобразования сигнала в цифровую форму и его экономичное представление путем сжатия (компрессии);
- кодирование с целью обнаружения и исправления ошибок (помехоустойчивое кодирование);
- канальное кодирование с целью согласования параметров цифрового сигнала со свойствами канала связи и обеспечения самосинхронизации.

Сценарии перехода к НЦТВ могут различаться по способам и срокам, однако развертывание вещания строится на определенном числе конфигураций сетей:

- одночастотная синхронная сеть SFN в рамках страны с едиными пакетами программ, создаваемыми в центре формирования программ;
- областные одночастотные сети с определенным числом передатчиков в сети и различными значениями ТВ каналов в сетях соседних областей;
- многочастотная сеть MFN с локальными зонами обслуживания при различных значениях частот вещания в смежных зонах.

Выбор конфигурации сети определяется ее назначением (национальное вещание, областное, местное), числом выделенных частот для НЦТВ, площадью охвата вещанием, стратегией развертывания сети, экономическими возможностями и т.д. Для выбранной архитектуры сети могут использоваться различные режимы передачи 2k и 8k, значения относительных защитных интервалов  $T_z/T_{II}$ , информационные скорости  $C$  виды модуляции и др., а также предъявляться различные требования к объему вещания, зонам обслуживания, вероятности приема в заданном числе мест.

Необходимость данного учебного пособия обосновывается тем, что в настоящее время отсутствуют не только учебники, но и учебные пособия для студентов вузов по цифровому телевидению. Вообще-то литература по этому направлению выпускается и для ориентации в мире изданных книг по этому направлению требуется кратко их охарактеризовать.

Процессы цифрового представления (дискретизация, квантование и кодирование) рассматриваются в самом общем виде с привлечением математического аппарата частотного и временного описания. Рассчитываются все параметры цифрового ТВ сигнала. Доказывается путем моделирования их согласованность с отечественным стандартом D/K.

Основное внимание уделяется цифровому представлению ТВ сигнала, поскольку представление звукового сигнала рассматривается в ряде других учебных дисциплин и имеет много общих принципов с кодированием сигналов звукового радиовещания по стандарту DAB [42-44].



# 1. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

## 1.1 Краткая характеристика литературных источников по цифровому телевидению

Цифровые технологии в ТВ стали применяться значительно позже, чем в телефонии. Объясняется это широкой полосой частот, занимаемой ТВ сигналом - 6 МГц по отечественному стандарту [1-3], которая в 1500 раз шире полосы канала тональной частоты - 4 кГц, отводимой для передачи телефонного сообщения.

Преобразованные же в цифровой вид сигналы имеют скорость:

$C_{me} = 120 \div 500$  Мбит/с в зависимости от параметров кодирования (полного сигнала  $U_{cme}$  композитной системы цветного телевидения или компонентных сигналов  $U_Y$ ,  $U_{R-Y}$ ,  $U_{B-Y}$ ) и  $C_{млф} = 64$  кбит/с. Для обработки цифровых потоков со скоростями  $C_{me}$  длительное время просто не было активных приборов. Вторым сдерживающим фактором являлось отсутствие каналов связи, способных пропустить сигнал с такой скоростью. Если бы даже и были каналы со столь большой пропускной способностью, то, как уже отмечалось во введении, их использование технически и экономически не выгодно. Трудно представить, что для передачи одной программы цифрового ТВ пришлось бы пожертвовать 30-100 тысячами аналоговыми телефонными каналами или 2-8 тысячами цифровыми. Тем более не приемлема передача таких высокоскоростных цифровых потоков (напр., 200 Мбит/с на одну ТВ программу) по радиоканалам в отведённых для наземного ТВ вещания участках МВ и ДМВ диапазонов (общей шириной примерно 500 МГц). Речь идет о цифровых сигналах телевидения стандартной четкости - ТСЧ (625/525 строк), в телевидении высокой четкости - ТВЧ скорость цифрового потока возрастает до 1,2 Гбит/с и более (при 1125/1250 строках) [2].

Развитие микроэлектроники (разработка быстродействующих полупроводниковых приборов и интегральных микросхем) позволило создать отдельные устройства для цифровой обработки ТВ сигналов сначала на телецентрах, а затем (в 90-х годах) и в телевизорах.

Основные же усилия ученых были сосредоточены на разработке алгоритмов сжатия цифрового ТВ сигнала, то есть устранения в нем избыточности и, следовательно, значительного уменьшения скорости  $C_{me}$  (в 2 ÷ 10 и более раз в зависимости от назначения системы) без ухудшения качества изображения или при допус-

тимых искажениях. Результаты проведенных в 1960-1985 годах исследований были опубликованы в многочисленных научных статьях и книгах [6-12], в том числе отечественных. Здесь не приведены более ранние работы многих учёных СССР Левита А.Б., Цуккермана И.И., Красильникова Н.Н., Лебедева Д.С., Орловского Е.Л., Щелованова Л.Н. и др., посвящённых статической теории телевидения и информации.

Затем наступило относительное затишье, связанное, по-видимому, с тем, что оптимистические прогнозы скорого и успешного решения проблемы сжатия (компрессии) не оправдались. Поэтому первые форматы цифровой видеозаписи на магнитную ленту D-1 (1986 г.), D-2 (1987 г.), D-3 (1990 г.) и D-5 (1993 г.) и соответствующие видеомагнитофоны были рассчитаны на запись цифровых потоков без сжатия со скоростями 225, 127, 125 и 300 Мбит/с соответственно: D-1 и D-5 – компонентных, D-2 и D-3 - композитных сигналов.

В лабораториях разных фирм исследования продолжались, в том числе объединёнными группами экспертов под эгидой международных организаций ITU, ISO, IEC, EBU, CEPT, CENELEC, ETSI и других. Итогом деятельности группы экспертов по подвижным изображениям MPEG (Moving Picture Experts Group) явился предложенный в 1990 году эффективный алгоритм (стандарт) сжатия, получивший наименование MPEG по названию группы.

Основа алгоритма была заложена в цифровой фотографии, где он под именем JPEG был разработан для эффективного сжатия отдельных кадров. JPEG (Joint Photographic Experts Group) – аббревиатура названия международной группы экспертов по фотографии. Этот же алгоритм в варианте M-JPEG был применен для независимой обработки каждого кадра видеопоследовательности.

Для ТВ целей сначала был создан стандарт MPEG-1, введенный в 1992 году и ориентированный на низкоскоростные (около 1Мбит/с) каналы связи, а затем MPEG-2 (введен в 1994 году), MPEG-4 и даже MPEG-7, оптимизированные под различные задачи и применения. Это послужило толчком к интенсификации работ по цифровой обработке ТВ сигналов, разработке новых стандартов цифровой видеозаписи как компонентных сигналов ТЧ (D-5, Betacam SX, Digital Betacam, D-7 (DVC PRO), DVC PRO50, D-9 (Digital S), DVCAM, MPEG IMX и др.), так и ТВЧ (D5-HD, D6, CAM-HD, DVCPRO-HD и др.).

Самым важным достижением стало создание цифровых систем передачи ТВ сигналов. Благодаря сочетанию алгоритма сжатия MPEG-2 и спектрально-

эффективных методов цифровой модуляции (QAM, QPSK, VSB, COFDM и др.) стала возможной передача нескольких программ цифрового телевидения в полосе частот одного спутникового (27 или 36 МГц) или наземного (6, 7 или 8 МГц в зависимости от ТВ стандарта M, N; B, G, H или I, D, K, K1, L соответственно) радиоканалов.

Европейским институтом стандартов по телекоммуникациям ETSI (European Telecommunication Standard Institute) уже приняты четыре стандарта DVB (Digital Video Broadcastings) цифрового ТВ вещания – наземного, спутникового, кабельного и эфирно-кабельного. Цифровые ТВ передачи со спутников ведутся уже несколько лет.

В США с 1998 года начат переход на цифровое ТВЧ вещание по стандарту ATSC (Advanced Television System Committee – комитет улучшенных ТВ систем). Название произошло по имени разработавшего его комитета по аналогии с NTSC. Фактически ATSC узаконил 18 форматов цифрового телевидения с числом активных строк в кадре 480, 720 и 1080, при построчной ( $f_k=24,30$  или 60 Гц) или чересстрочной развертке ( $f_{пол}=60$  Гц). Однако формат 480 (525 полных строк) даже при построчной развертке вряд ли следует относить к ТВЧ. Формат 720 имеет только построчную развертку, а в 1080 при построчной развертке пока отсутствует вариант с  $f_k=60$  Гц. При этом в США уже объявлено о прекращении с 2005 года вещания по аналоговой системе цветного телевидения NTSC.

В Европе нет такой категоричности в переходе на цифровое ТВЧ, так как считается, что потенциал стандарта 625/50/2:1/4:3 при этом или измененном на 16:9 формате кадра полностью еще не исчерпан. Поэтому ведется вещание и по системам телевидения повышенного качества – ТПК (D 2-МАС, PAL-plus и др.), обеспечивающим лучшее качество изображения у абонентов при неизменном стандарте разложения на телецентре [2, 41, 52-56].

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.

Длительное время складывалась парадоксальная ситуация с освещением в отечественной литературе состояния дел в цифровом телевидении (методы сжатия ТВ и звукового сигналов, цифровые виды модуляции и т. п.). Много книг [6-

12] вышло почти 20 лет назад, когда практические успехи в цифровом телевидении были весьма скромными. В годы широкого внедрения цифровых методов в ТВ вещание книги перестали выходить, не считая серьезных монографий [13-15] и пяти популярных брошюр в переводе с английского [16-20], но и они вышли ограниченным тиражом. К тому же монографии посвящены преимущественно обработке изображений.

В основном вопросы цифрового телевидения освещаются в рекомендациях ITU (МСЭ), стандартах ISO/IEC, ETSI (на английском языке), а так же в научных и многочисленных популярных статьях в различных журналах. Только в 1999 году в МСЭ-Р был принят ряд важных решений, направленных на дальнейшее расширение эфирного цифрового вещания в части интеграции служб, многофункциональности, интерактивности, сближения норм различных стандартов. Предложены новые системы с интеграцией служб для наземного и спутникового цифрового вещания ISDB (Integrated Services Digital Broadcasting) [26-29, 57].

Естественно, что в изданные учебники по «Телевидению» [21-25], они не попали, как и результаты исследований, выполненных в 1995-2001 г.г.

В конце 2001 года в РФ вышло ограниченным тиражом пять книг по цифровому телевидению [30-34], одна из них является учебным пособием [30], вторая [33] – переведена с английского. Нужно отметить и ряд книг зарубежных изданий [35-41], к сожалению, отсутствующих в библиотеках РФ.

Вопросы формирования и обработки цифровых сигналов звукового вещания по стандарту DAB освещены в учебном пособии [42] и учебнике [43], а речи - в монографии [44]. Их знание значительно облегчает понимание методов передачи звукового сопровождения в цифровом телевидении.

Необходимо отметить ряд переведенных на русский язык книг – научных трудов известных американских учёных, которые посвящены вопросам цифровой связи [45,46] а также одну из первых работ по организации компьютерной видеоконференцсвязи [47].

При написании учебных пособий, ориентированных на студентов старших курсов вузов – будущих инженеров, нельзя ограничиваться описанием происходящих процессов на физическом уровне, требуется математическое их обоснование. Искусство написания и состоит в том, чтобы найти ту «золотую» середину,

при которой математическое и физическое толкования дополняли бы друг друга, одно не было в ущерб другому и, главное, чтобы излагаемый материал был доступен студентам, то есть, опираясь на ранее полученные ими знания. По разным причинам авторы иногда впадают в крайности. Так, автор брошюр [16-20] пишет «Цифровая техника является сложным предметом, который обычно описывается в математических терминах, вполне подходящих для разработчиков космических ракет. Настоящее пособие не для теоретиков. Оно для обычных людей, которые хотят принимать решения, не вдаваясь в подробности. Поэтому здесь нет уравнений, а специальные термины вставляются лишь для того, чтобы мы могли пояснить их значение». Автор просто так считает. Хотя, по-видимому, трудно принимать технически грамотные решения, не понимая глубоко проблему.

Локшин Б.А., известный специалист в области телевидения, автор солидной книги: «Цифровое вещание: от студии к зрителю» [31] во вступлении пишет, что «старался сделать изложение по возможности популярным и доступным для понимания квалифицированного радиолюбителя. По этой причине использование математического аппарата сведено к минимуму и заменено разъяснениями на интуитивном уровне, возможно, в ущерб строгости изложения».

Одной из наиболее серьезных книг по цифровому телевидению является труд ученых научно-исследовательского института радио (г. Москва) Зубарева Ю.Б., Кривошеева М.И. и Красносельского И.Н. [34]. Как отмечалось неоднократно в публикациях, на конгрессах и конференциях большая заслуга в успешной международной координации работ по цифровому ТВ принадлежит профессору М.И. Кривошееву, который многие годы возглавлял 11-ю Исследовательскую комиссию (телевизионную) в международном союзе электросвязи (ITU).

Не будем строго судить книги других авторов-теоретиков, которые, в общем-то, являются монографиями и не рассчитаны на студенческую аудиторию. Ведь написание учебников, т.е. изданий для обучения студентов очень трудная задача и тем более по самым передовым направлениям развития телевидения, когда принципиально меняется все существующие технологии, идет сложный про-

цесс интеграции радио- и телевизионного вещания с глобальными компьютерными сетями и последних с телекоммуникационными.

В данной работе упор сделан на математическое обоснование процессов цифрового представления ТВ сигнала, но не в ущерб физическому пониманию.

Безусловно упомянутые выше книги [31,34] также можно рекомендовать студентам, несмотря на ограниченность их тиража.

Стремительное развитие цифровых технологий порождает все новые и новые способы обработки, хранения, передачи и приема цифровых сигналов. В результате изложенный в книгах материал всегда будет отставать от реальных событий. Поэтому студентам рекомендуется, а старшекурсники обязаны читать статьи в технических журналах: Электросвязь; Труды международной академии связи; Техника кино и телевидения; 625: информационно-технический журнал; Broadcasting. Телевидение и радиовещание; Телеспутник; Телемультимедиа; Технологии и средства связи и др.

## 1.2 Основные определения цифрового представления сигнала

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  $0—F_B$ ) 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

$$f_D \geq 2F_B \quad (1.1)$$

Следовательно, на входе АЦП должен быть установлен ФНЧ с частотой среза  $f_{cp}$ , равной  $F_B$ . Технически дискретизация реализуется с помощью амплитудно-

импульсного модулятора, на один вход которого подаётся аналоговый сигнал (рисунок 1.1,а), а на второй — импульсы дискретизации (рисунок 1.1,б) 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 1.1,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 (рисунок 1.1,в) должна быть пропорциональной аналоговому сигналу в моменты дискретизации  $t_1, t_2, \dots, t_7$  (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 1.1,е — к). Если аналоговый сигнал имеет спектр, приведенный на рисунок 1.1, е, 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. Спектр АИМ-сигнала (рисунок 1.1,з) в общем виде содержит спектр исходного аналогового сигнала в полосе  $0 - F_B$ , убывающие по амплитуде гармоники частоты дискретизации  $f_D, 2f_D$  и т. д., промодулированные по амплитуде аналоговым сигналом, т. е. боковые полосы

$$f_D \div (f_D \pm F_B), 2f_D \div (2f_D \pm F_B) \text{ и т. д.}$$

При амплитудной модуляции спектр содержал бы только несущую с частотой  $f_D$  и две боковые полосы  $f_D \div (f_D \pm F_B)$ . Из рисунка 1.1,з 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  $K_{\text{фнч}}(f)$  реализовать сложнее, к тому же, чем резче

спадают 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 аналоге сигнала. Если она отсутствует, то останутся боковые полосы, а частот  $f_D$ ,  $2f_D$ ,  $3f_D$  и т.д. не будет.

При нарушении условия (1.1) спектры дискретизированного сигнала перекрываются (рисунок 1.1,к) 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:

$$f_D < F_B \text{ и } f_D = (2x+1)(f_{cmp}/2) \quad (1.2)$$

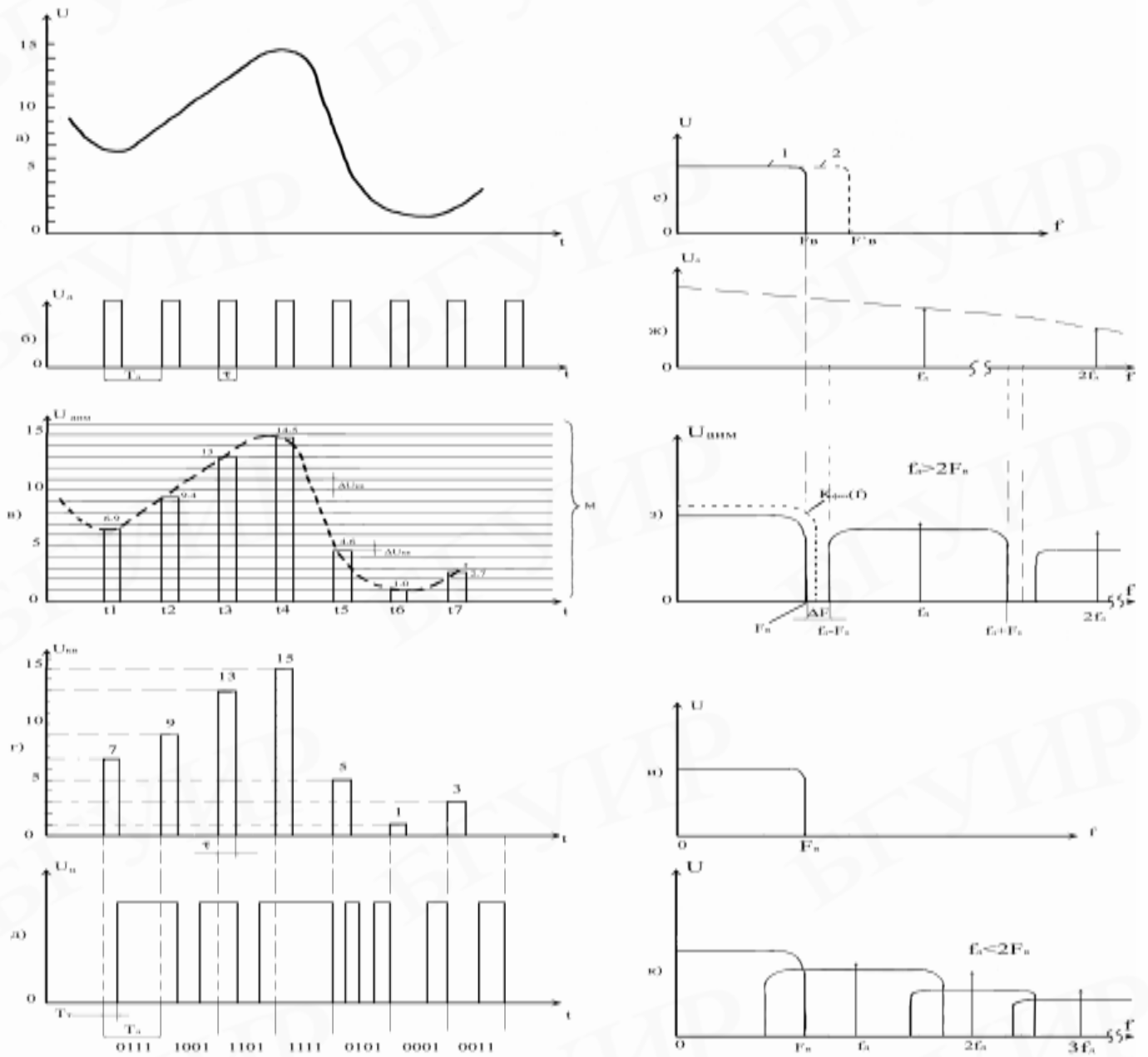
где  $f_{cmp}$  – частота строчной развертки

$x$  – целые числа 1,2,3...

спектры будут перемежаться и выделение полезного сигнала в принципе возможно с помощью гребенчатого фильтра. Данная задача аналогична разделению аналоговых сигналов яркости и цветности в композитных системах цветного телевидения [5]. Однако в аналоговых системах НТСЦ, ПАЛ и СЕКАМ существует только один способ передачи сигналов яркости и цветности – в общей полосе частот и с перемежением их спектральных составляющих. Поэтому применение гребенчатых фильтров на приемной стороне неизбежно, хотя при этом ухудшается качество изображения в вертикальном направлении. В связи с последним 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  $M$ . (На рисунке 1.1,в число уровней  $M$  взято равным 16 с учётом нулевого и с шагом квантования  $\Delta U_{KB}$ , в результате амплитуды импульсов (6,9; 9,4; 13; 14,5; 4,6; 1,0; 2,7 на рисунке 1.1,в) принимают ближайшие разрешённые значения (7, 9, 13, 15, 5, 1 и 3 на рисунке 1.1,г). Придание величинам импульсов «округлённых» (квантованных) значений делает сигнал дискретным и по уровням. Величина округления — ошибка квантования  $\Delta_{KB}$  — есть разность между передаваемой квантованной величиной и истинным значением аналогового сигнала в момент дискретизации (для рассматриваемого примера  $\Delta_{KB}$  равно 0,1; 0,4; 0; 0,5; 0,4; 0; 0,3)





а – д - временное и е - спектральное представление сигнала; а, е — исходный аналоговый сигнал и его условный спектр; б, ж — импульсы дискретизации и их спектр; в - квантование отсчётов сигнала на  $M$  разрешённых уровней; г — квантованное значение отсчётов; д — двоично закодированные амплитуды отсчётов; з, к — спектр сигналов после дискретизации при  $f_D > 2F_B$  и  $f_D < 2F_B$ ; и — восстановление с помощью ФНЧ спектра аналогового сигнала

Рисунок 1.1 - Преобразование аналогового сигнала в цифровой

Ошибка квантования не может превышать половину шага квантования  $\Delta U_{кв}$ , ( $\Delta_{кв} \leq \Delta U_{кв} / 2$ ), а по абсолютной величине должна быть небольшой, чтобы возникающие искажения не воспринимались получателем информации – человеком.

Количество уровней квантования  $M$  ограничено и поэтому удобно их целочисленные значения перевести из десятичной формы в двоичную (рисунок 1.1, 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». Количество символов в комбинации (количество разрядов двоичного числа)  $m$  определяется числом  $M$  уровней квантования аналогового сигнала:  $m = \log_2 M$ . Чем больше квантованных уровней, тем больше разрядов в двоичном числе. В рассматриваемом примере весь диапазон изменения аналогового сигнала разделён на  $M = 16$  уровней (квантов), поэтому для двоичного кодирования любого из десятичных чисел от 0 до 15 требуется 4-разрядная ( $m = 4$ ) кодовая комбинация, так как  $2^m = M$ , а  $2^4 = 16$ . Точность представления при этом составит 1/16 или 6,25 %.

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 1.1, г) и не повторяет форму аналогового сигнала. В противном случае могут возникнуть ошибки при формировании кодовой комбинации. Как следует из рисунка 1.1,д при ИКМ частота следования двоичных символов («единиц» и «нулей») в цифровом сигнале, называемая тактовой частотой  $f_T$ , равна

$$f_T = 1/(T_D/m) = mf_D = 1/T_T \text{ Гц}, \quad (1.3)$$

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

Цифровые системы допускают временное уплотнение нескольких ( $n$ ) сигналов, называемое временным разделением каналов (ВРК), например левого и правого при стереофонии. В этом случае (когда  $n = 2$ ) импульсы дискретизации второго канала сдвигаются по времени на  $\Delta t = T_D / 2$ , а длительность символов в каждом цифровом сигнале уменьшается в 2 раза, чтобы за период дискретизации

передать  $2m$  двоичных символов. В общем случае в системах с ИКМ - ВРК тактовая частота равна

$$f_{Tn} = 1/(T_D/m * n) = 1/(T_T/n) = nf_T,$$

где  $f_T$  — тактовая частота в одноканальной системе,

$T_D$  — период дискретизации, не зависящей от числа уплотняемых сигналов.

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

$$C = f_D * \log_2 M = f_D * m, \text{ бит/с.} \quad (1.4)$$

Частота дискретизации  $f_D$  и число уровней квантования  $M$  (или разрядность кода  $m$ ) зависят от вида аналогового сигнала и назначения системы или устройства. При телефонной связи, когда достаточно обеспечить разборчивость речи, звуковые сигналы передаются в полосе частот 300—3400 Гц. Поэтому частота дискретизации  $f_D$  выбрана равной 8 кГц, Число уровней квантования  $M = 256$ , разрядность кодовых комбинаций  $m = \log_2 256 = 8$ . В этом случае скорость цифрового потока составляет  $C = f_D * m = 8 * 8 = 64$  кбит/с (табл. 1.1).

Таблица 1.1 - Частота дискретизации и разрядность двоичного кода в некоторых системах передачи информации и цифровой аппаратуры

Наименование систем, аппаратуры	Полоса частот аналогового сигнала, кГц	Частота дискретизации, кГц	Разрядность двоичного кода
Телефонная связь	0,3-3,4	8	8
Запись программ звукового вещания в студии	0,03-15	32; 44,1	12, 16
	0,02-20		
Цифровой магнитофон	0,02-20	48	16
R-DAT и S-DAT	0,02-14,5	32	16, 12
	0,02-22	44,1	16
Проигрыватель компакт-дисков	0,02-20	44,1	16
Спутниковое цифровое радиовещание	0,03-15	32	16
Распределение программ звукового вещания	0,03-15	32	16
	0,05-10		
	0,01-6,3		
Цифровое радиовещание DAB	0,02-20	44,1	16

Цифровое телевидение DVB (для компонентных сигналов)	0-6 МГц (стандарты D,K,L)	13,5 МГц	8
--	------------------------------	----------	---

Конечное число уровней квантования  $M$  и, соответственно, разрядности кода  $m$  является причиной появления шумов в квантовании. При равномерной шкале квантования отношение (в дБ) мощности сигнала  $P_C$  к мощности шума квантования  $P_{Ш.КВ.}$  определяется соотношением:

$$P_C/P_{Ш.КВ.} = 6m - 20 \lg K + 4,8 \text{ дБ},$$

где  $K$ —пик-фактор сигнала, равный отношению амплитудного значения сигнала к эффективному.

Его численное значение зависит от вида передаваемого сообщения: для синусоидального сигнала  $K = \sqrt{2}$  (3 дБ); для многоканального телефонного — 4 (12 дБ); для речевого — 5 (14 дБ). Для звукового вещания  $K$  зависит от жанра программы, его среднее значение 4,5 (13 дБ). Поэтому для вещательного сигнала

$$P_C/P_{Ш.КВ.} = 6m - 8,2. \quad (1.5)$$

Следовательно, при 14-, 15- или 16-разрядном кодировании обеспечивается отношение сигнал/шум: 75,8; 81,8 или 87,8 дБ. Из этих выражений следует, что увеличение числа разрядов  $m$  на единицу ведёт к улучшению отношения сигнал/шум квантования на 6 дБ. Скорость цифрового потока при переходе, например, от 14 разрядов кодирования к 15 увеличивается всего на 7 %. Это является особенностью импульсно-кодовой модуляции, т. к. ни один другой метод не позволяет так заметно улучшать помехозащищённость за счёт небольшого увеличения скорости цифрового потока. Скорость цифрового потока при  $m=16$  и  $f_D = 48$  кГц составляет:  $C = 48 \cdot 16 = 768$  кбит/с; при  $f_D = 32$  кГц  $C = 32 \cdot 16 = 512$  кбит/с. Полоса частот канала связи, необходимая для передачи цифрового сигнала, приблизительно определяется выражением  $\Delta f_K \cong 0,7 C$ .

В телевидении расчет мощности шумов квантования и защищенности от шумов квантования ведется по другим выражениям (см. п.п. 2.2)

Полученный цифровой сигнал на выходе ИКМ-кодера непосредственно в линию связи не подаётся и для записи не используется. В нём предварительно уменьшается избыточность информации, в него вводятся дополнительные служебные разряды для управления, индикации и синхронизации, корректирующие коды для защиты от помех и ошибок, осуществляется канальное кодирование. Последняя операция является обязательной, т. к. согласовывает параметры циф-

рового сигнала и канала связи, а также упрощает выделение колебания тактовой частоты  $f_T$  на приёмной стороне (зная  $f_T$  можно сосчитать количество «1» и «0» в кодовой комбинации и определить значения амплитуд отсчётов). Это увеличивает количество символов в кодовой комбинации на интервале  $T_D$  и скорость передачи.

Различают информационную скорость передачи  $C=f_D \cdot m$  (1.4), определяемую числом бит/с и характеризующую количество передаваемой информации, и техническую скорость передачи (модуляции) определяемую количеством элементов дискретного сигнала, переданных в секунду:

$$R = 1/\tau, \quad (1.6)$$

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

Единицей измерения  $R$  служит бод (названа в честь французского инженера Ж. Бодо, предложившего так оценивать её). 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.

### 1.3 Дискретизация как амплитудно-импульсная модуляция в частотной области

Процесс дискретизации представляет собой амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ) несущего колебания аналоговым ТВ сигналом  $U(t)$ . Однако, в отличие от классической АМ, в которой переносчиком (несущей) является высокочастотное синусоидальное колебание, при АИМ несущим колебанием является периодическая последовательность импульсов дискретизации  $U_D(t)$ , следующих с частотой  $f_D = 1/T_D$ . В идеальном случае  $U_D(t)$  состоит из бесконечно узких, но бесконечно высоких импульсов единичной площади, т.е. представляет собой последовательность дельта-функций  $\delta(t)$  с шагом  $T_D$ ,

$$U_D(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_D). \quad (1.7)$$

Как следует из теоремы отсчетов любая непрерывная по времени функция с ограниченным высшей частотой  $F_B$  спектром (т.е. финитная функция) может быть

однозначно представлена совокупностью дискретных отсчетов с периодом  $T_D$ . Спектр аналогового сигнала  $U(t)$  расположен симметрично относительно нулевой частоты и в силу финитности существенно отличен от нуля лишь в интервале от  $-F_B$  до  $+F_B$ . При этом, если частота отсчетов (дискретизации) удовлетворяет условию (1.1), по ним можно точно восстановить, например с помощью ФНЧ, исходный аналоговый сигнал.

Математически процесс дискретизации представляется умножением аналогового сигнала  $U(t)$  на функцию дискретизации  $U_D(t)$ , определяемую выражением (1.7),

$$U_{AИМ}(t) = U(t) \cdot U_D(t) = U(t) \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_D) = \sum_{-\infty}^{\infty} U(kT_D). \quad (1.8)$$

Умножению функций  $U(t)$  и  $U_D(t)$  соответствует свертка их спектров, которые являются преобразованиями Фурье от этих функций

$$F\{U(t)\} = S(\omega); \quad F\{U_D(t)\} = \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_D).$$

Тогда спектр сигнала  $U_{AИМ}(\omega)$  равен

$$S_{AИМ}(\omega) = S(\omega) \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_D) = \sum_{-\infty}^{\infty} S(k\omega_D \pm \omega). \quad (1.9)$$

На практике вместо  $\delta$ -импульсов применяют периодическую с периодом  $T_D$  последовательность прямоугольных импульсов длительностью  $\tau$ . Такой сигнал записывается комплексным рядом Фурье

$$U_D(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} C_K e^{jk\omega_D t}.$$

Совокупность коэффициентов  $C_K$  (в общем случае являющихся комплексными величинами в базисе тригонометрических функций) называется частотным спектром периодического сигнала

$$C_K = \frac{1}{T} \int_{T_D/2}^{T_D/2} U_D(t) e^{-jk\omega_D t} dt. \quad (1.10)$$

Учитывая, что  $e^{-jk\omega_D t} = \cos \omega_D t - j \sin \omega_D t$ , комплексный спектр представляется в виде косинусоидальной (действительной) и синусоидальной (мнимой) состав-

ляющих для каждой компоненты с номером  $k$ . При переходе к тригонометрической форме понятие “отрицательная частота” теряет свой смысл и остается только вещественная функция

$$U_{Д}(t) = C_0 + \sum_1^{\infty} 2 |C_k| \cos (k\omega_{Д} t + \Theta_k), \quad (1.11)$$

где  $C_0 = U_{Д,0} \tau / T_{Д}$  – постоянная составляющая,

$U_{Д,0}$  – амплитуда импульсов дискретизации.

Амплитуда вещественных коэффициентов равна

$$C_k = \left( \frac{U_{Д,0} \tau}{T_{Д}} \right) \frac{\sin (k\omega_{Д} \tau / 2)}{(k\omega_{Д} \tau / 2)}. \quad (1.12)$$

Тогда дискретизированный сигнал  $U_{АИМ}(t)$  можно записать в виде

$$U_{АИМ}(t) = U(t) \left( C_0 + \sum_1^{\infty} C_k \cos k\omega_{Д} t \right) \quad (1.13)$$

со спектром

$$S_{АИМ}(\omega) = C_0 S(\omega) + \sum_1^{\infty} C_k S(k\omega_{Д} \pm \omega), \quad (1.14)$$

т.е. в виде суммы спектра исходного сигнала в “весом”  $C_0$  и побочных спектров вокруг  $k$ -ой гармоник частоты дискретизации с “весом”  $C_k$  при  $k = 1, 2, \dots, \infty$ .

Поскольку с увеличением частоты амплитуды коэффициентов  $C_k$  уменьшаются, побочные спектры с ростом  $k$  будут уменьшаться по амплитуде, тогда как при идеальной дискретизации составляющие  $S(k\omega_{Д} \pm \omega)$  одинаковы для всех  $k \geq 1$ .

Из (1.14) следует, что спектр дискретизированного сигнала представляет собой сумму исходного спектра ( $k = 0$ ) и “побочных” или дополнительных спектров такого же вида, но сдвинутых один относительно другого на  $f_{Д}, 2f_{Д}$  и т.д., т.е. является суммой повторяющихся с периодом  $f_{Д}$  смещенных копий исходного спектра  $U(f)$  (см. рисунок 1.1,з). Из рассмотрения этого спектра следует также, что, если выполнено условие  $f_{Д} \geq 2F_{В}$ , то “размножение” спектра, вызванное дискретизацией, может быть устранено с помощью фильтра, подавляющего все копии, кроме первой.

В идеальном случае, когда спектр исходного сигнала строго финитен, а указанный фильтр имеет П-образную амплитудно-частотную характеристику  $K_{\Phi}(t)$  с

полосой пропускания  $-f_D/2 \dots + f_D/2$  (а точнее)  $-F_B \dots + F_B$ , спектр сигнала после фильтра  $U_\phi(t)$  совпал бы со спектром исходного сигнала

$$S_{\text{ВЫХ.}\phi}(\omega) = K_\phi(\omega) \cdot S_{\text{АИМ}}(\omega) = S(\omega), \quad (1.15)$$

где  $K_\phi = \begin{cases} 1 & \text{при } |\omega| \leq F_B \\ 0 & \text{при } |\omega| > F_B \end{cases}$

а выходной сигнал фильтра был бы копией аналогового сигнала на входе дискретизатора. Однако ФНЧ с идеальной АЧХ реализуем (здесь принято во внимание, что физически существует область только положительных частот, поэтому на практике вместо ПФ применяют ФНЧ, при этом математический анализ остается в силе), поскольку П-образной АЧХ соответствует бесконечная импульсная реакция

$$g(t) = \frac{\sin(\omega_D t)}{\omega_D t}. \quad (1.16)$$

Выходной сигнал такого фильтра есть свертка выражений (1.11) и (1.16)

$$U_{\text{ВЫХ.ФНЧ}} = \sum_{-\infty}^{\infty} U(kT_D) \frac{\sin k\omega_D(t - kT_D)}{k\omega_D(t - kT_D)}. \quad (1.17)$$

Из (1.17) следует, что для вычисления одного промежуточного значения функции при  $t \neq kT_D$  нужно просуммировать члены бесконечного ряда. На практике берут  $f_D > 2F_B$  для того, чтобы с помощью ФНЧ с реальной крутизной склона АЧХ можно было бы восстановить аналоговый сигнал (см. рисунок 1.1,з). Для ТВ сигнала в соответствии с международными нормами частота дискретизации принята равной  $f_D = 13,5$  МГц. При этом цветоразностные сигналы (ЦРС) можно дискретизировать с меньшей частотой: например при  $F_{B\text{-ЦРС}} = 3$  МГц берут  $f_{D\text{-ЦРС}} = 6,75$  МГц.

Дискретный характер спектра ТВ сигнала, любая частотная составляющая которого определяется как  $mf_{\text{сmp}} \pm nf_{\text{пол}}$  в пределах полосы частот  $0 \dots F_B$ , позволяет в общем случае взять частоту дискретизации  $f_D < 2F_B$  (см. рисунок 1.1,к). Тогда в спектре дискретизированного сигнала побочные спектры будут перекрываться, а побочный спектр вокруг первой гармоники частоты дискретизации – нижняя боковая полоса  $f_D \dots (f_D - F_B)$  будет перекрывать основной  $0 \dots F_B$ . Степень перекры-



тия спектров определяется выбранным значением  $f_D$ . Ясно, что при восстановлении сигнала с помощью ФНЧ, имеющего частоту среза  $F_B$ , уже не удастся выделить исходный спектр: к нему будут примешаны компоненты побочных спектров. Тем не менее рассмотренный случай, при котором  $f_D < 2F_B$ , может быть применен для дискретизации ТВ сигнала при условии, что выделение основного производится не с помощью ФНЧ, а гребенчатым фильтром. Поскольку в спектре аналогового ТВ сигнала на частотах  $\pm f_{cmp} \pm f_{cmp}/2$  энергия практически близка к нулю, то, выбрав частоту дискретизации из условия (1.2), т.е.  $f_D = \pm f_{cmp} \pm f_{cmp}/2$ , можно обеспечить перемежение спектральных составляющих основного и побочного спектров в дискретизированном сигнале. Последнее обстоятельство и позволяет разделить эти спектры путем сложения прямого и задержанного на длительность строки сигналов. Хотя при этом и происходит подавление частотных составляющих побочного спектра, но применение для этих целей гребенчатого фильтра уменьшает четкость изображения по вертикали. Поэтому такой способ аналого-цифрового преобразования используется крайне редко.

Процесс дискретизации на рисунке 1.2 показан для простейших ТВ сигналов, повторяющихся в каждой строке. Ступенчатая структура дискретизированного сигнала может быть сглажена (при восстановлении аналогового сигнала) при помощи ФНЧ, если выполняется условие (1.1)

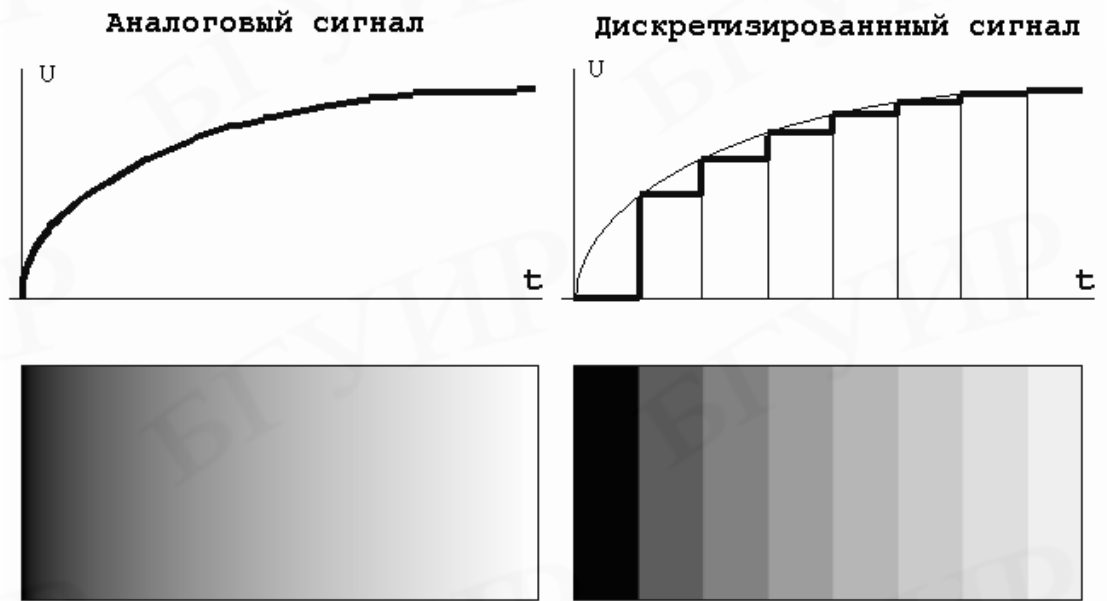
На рисунке 1.3 приведен пример искажений дискретизации на ТВ изображении. Аналоговый ТВ сигнал синусоидальной формы с изменяющейся вдоль строки частотой от 0,5 до 2,5 МГц и наоборот дискретизируется с  $f_D=3$  МГц, а затем восстанавливается с помощью ФНЧ с частотой среза  $f_{cp}=1,2$  МГц. Видно, что НЧ компоненты ( $<1$  МГц) восстанавливаются без искажений. Колебание с частотой 1,5 МГц исчезает и превращается в относительно ровное поле, а с частотой 2,5 МГц – превращается в колебание 0,5 МГц ( $f_D - F=3-2,5=0,5$ ).

#### 1.4 Дискретизация и восстановление аналогового сигнала на временном языке

Докажем математически, что процессы дискретизации аналогового сигнала и его восстановления по дискретным отсчетам удобно и наглядно описываются с помощью разложения сигнала в ряд Котельникова.

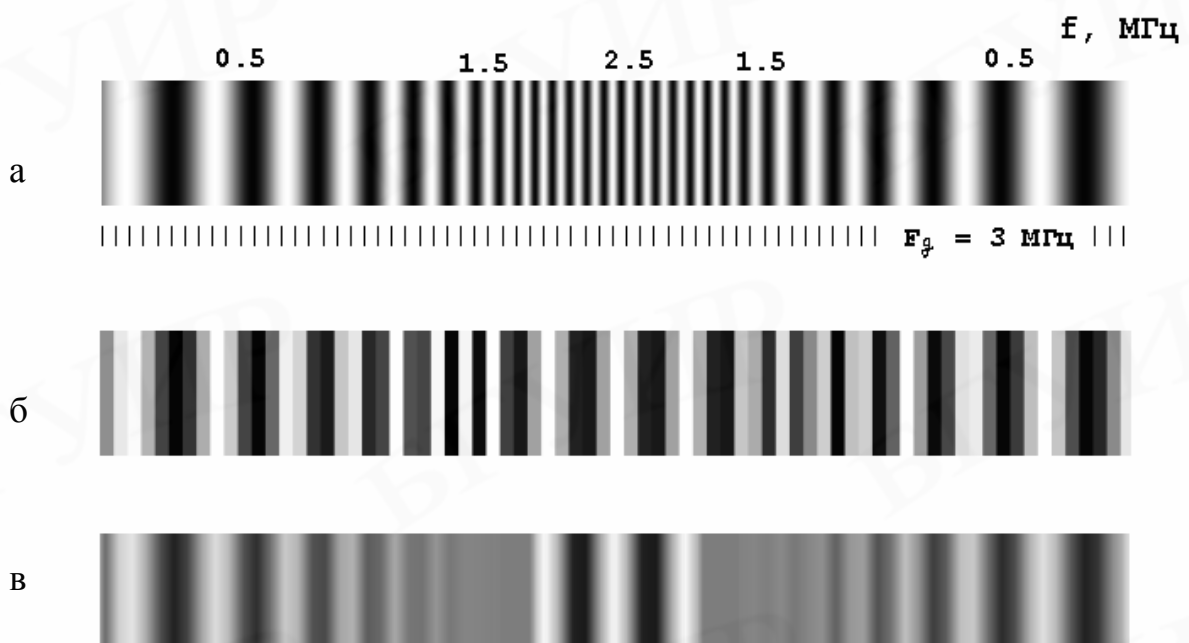
Будем полагать что аналоговый ТВ сигнал дискретизируется с шагом  $\Delta t$ , который в соответствии с (1.1) равен  $\Delta t = T_d \leq 1/2F$ . Пусть выполняется теоретический предел (рисунок 1.4,а)

$$\Delta t = T_d = 1/2F \quad (1.18)$$



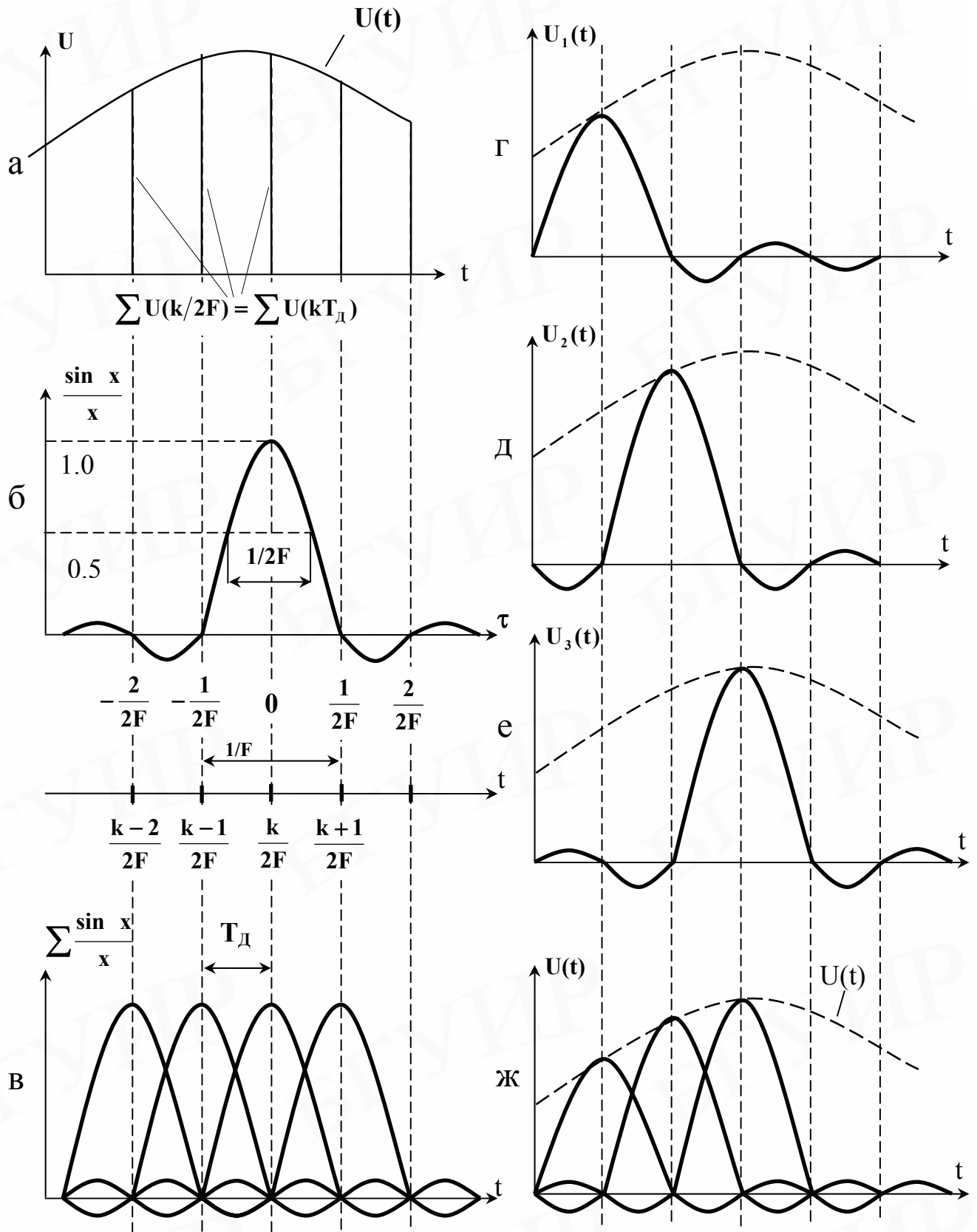
а,б – аналоговый и дискретизированный ТВ сигналы; в,г – соответствующие им изображения.

Рисунок 1.2 – Дискретизация ТВ сигнала



а,б,в – изображения, соответствующие аналоговому, дискретизированному и восстановленному с помощью ФНЧ с  $f_{cp}=1,2$  МГц сигналам

Рисунок 1.3. - Искажение дискретизации



а – аналоговый и дискретизированный сигнал, б, в – отклик идеального ФНЧ на  $\delta$ -импульс и сумму  $\delta$ -импульсов с шагом  $T_d$ ; г, д, е – осциллограмма сигналов – слагаемых ряда; ж – восстановленный сигнал.

Рисунок 1.4 – Разложение сигналов в ряд Котельникова

где  $F$  – частота среза идеального ФНЧ на выходе дискретизатора, которая и определяет высшую частоту спектра дискретизируемого сигнала.

Тогда за время  $T$  передачи будет передана информация об  $n$  отсчётах

$$n = T / \Delta t = 2FT.$$

Временное представление сигнала  $U(t)$  связано с комплексным спектром  $S(\omega)$  преобразованием Фурье

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.19)$$

где комплексный спектр ограничен значениями  $-F \dots +F$ , то есть, полосой  $2F$  и отличен от нуля  $S(\omega) \neq 0$  при  $-2\pi F \leq \omega \leq 2\pi F$  и равен нулю  $S(\omega) = 0$  при  $|\omega| > 2\pi F$

Поэтому в преобразовании Фурье (1.19) целесообразно учесть эти особенности подынтегральной функции и ограничить пределы интегрирования значениями  $-F$  и  $+F$

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.20)$$

Сначала найдем значение сигнала в дискретные моменты времени  $U(k/2F)$ , а затем получим выражение для спектра,  $S(\omega)$  выраженное через отсчетные значения  $U(k/2F)$ .

Преобразование Фурье позволяет определить функцию времени  $U(t)$  для любого момента времени. Определим эту функцию для дискретных моментов времени

$$t = k/2F = kT_D, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad (1.21)$$

следующих с шагом (1.18).

Для этого подставим (1.21) в (1.19)

$$U(k/2F) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega(k/2F)} d\omega \quad (1.22)$$

Поскольку комплексный спектр задан на отрезке  $-F$  до  $F$ , его можно представить комплексным рядом Фурье

$$S(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} C_k e^{-j\omega(k/2F)}, \quad (1.23)$$

где

$$C_k = \frac{1}{4\pi F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega(k/2F)} d\omega. \quad (1.24)$$

Сравнивая (1.24) и (1.22), видим, что коэффициенты разложения  $C_k$  пропорциональны отсчётам функции  $U(t)$  в дискретные моменты времени (1.21)

$$C_k = \frac{1}{2F} U(k/2F). \quad (1.25)$$

Тогда сумма (1.23) выражается через отсчёты исходной функции

$$S(\omega) = \frac{1}{2F} \sum_{-\infty}^{\infty} U(k/2F) e^{-j\omega(k/2F)}. \quad (1.26)$$

Это значение спектра подставим в (1.20) для определения исходной функции в любой момент времени, тогда

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} \left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} U(k/2F) e^{-j\omega(k/2F)} \right\} e^{j\omega t} d\omega \quad (1.27)$$

Изменим порядок суммирования и интегрирования и, произведя интегрирование по круговой частоте  $\omega$ , получим

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F} \sum_{-\infty}^{\infty} U(k/2F) \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{-j\omega(t-k/2F)} d\omega \quad (1.28)$$

Найдём значение интеграла

$$\begin{aligned} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{j\omega(t-k/2F)} d\omega &= \frac{1}{j(t-k/2F)} e^{j\omega(t-k/2F)} \Big|_{-2\pi F}^{2\pi F} = \frac{\cos \omega \tau + j \sin \omega \tau}{j\tau} \Big|_{-2\pi F}^{2\pi F} = \\ &= \frac{\cos 2\pi F \tau + j \sin 2\pi F \tau - \cos(-2\pi F \tau) - j \sin(-2\pi F \tau)}{j\tau} = \frac{j 2 \sin 2\pi F \tau}{j\tau}, \end{aligned} \quad (1.29)$$

где  $\tau = t - k / 2F$   
 (1.30)

Подставляя (1.29) в (1.28), получим

$$U(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} U(k/2F) \frac{\sin 2\pi F(t - k/2F)}{2\pi F(t - k/2F)} = U_1(t) + U_2(t) + U_3(t) + \dots \quad (1.31)$$

Ранее аналогичная формула (1.17) была получена другим путем. Зависимость (1.31) представляет аналитическую запись теоремы отсчетов: любая функция времени  $U(t)$  с ограниченным значением  $F$  спектром может быть представлена в виде бесконечной суммы, члены которой представляют собой произведение

$$U(k/2F)\text{- отсчетов и } \sin 2\pi F \tau / 2\pi F \tau \text{ - функции отсчетов.} \quad (1.32)$$

С учётом (1.30) начало координат в функции отсчетов смещено в точку отсчёта  $k/2F$ , тогда при  $\tau \rightarrow 0$  из (1.32) следует неопределенность  $\sin 0/0$  для функции отсчетов. После её раскрытия путем взятия производных имеем

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \left[ \frac{(\sin 2\pi F \tau)'}{(2\pi F \tau)'} \right] = \lim_{\tau \rightarrow 0} \left[ \frac{2\pi F \cos 2\pi F \tau}{2\pi F} \right] \rightarrow 1. \quad (1.33)$$

Таким образом, в момент времени  $t = k / 2F$  функция отсчетов принимает максимальное значение, равное 1, а в моменты времени  $t = (k \pm \nu)/2F$  при  $\nu=1,2,3\dots$  следующее

$$\sin[2\pi F((k+1)/2F - k/2F)/2\pi F((k+1)/2F - k/2F)] = \sin \pi / \pi,$$

т.е. функция отсчетов обращается в нуль (рисунок 1.4,б).

Ширина главного лепестка функции отсчетов на нулевом уровне равна  $1/F$ , а на уровне  $0,5 - 1/2F$ . Отсюда следует, что минимальная длительность импульса по нулевому уровню, который может существовать на выходе селективной системы, например ФНЧ с  $f_{cp} = F$ , равна  $1/F$ . Напомним, что речь идет об идеальном ФНЧ, который нереализуем. Моделирование реальных ФНЧ см. в п.п. 3.2

Следовательно, при воздействии суммы  $\delta$ -импульсов с шагом  $T_d$  на ФНЧ на его выходе получается постоянное напряжение (рисунок 1.4,в)

После дискретизатора амплитудные значения  $\delta$ -импульсов будут пропорциональны мгновенным амплитудам аналогового сигнала в моменты времени

(1.21), а после ФНЧ – огибающая будет повторять форму аналогового сигнала (т.е. сумма  $U_1(t)$ ,  $U_2(t)$ ,  $U_3(t)$  и т.д. на рисунке 1.4, г-ж), что наглядно показывает физический смысл разложения  $U(t)$  в ряд Котельникова (1.31).

### 1.5 Расчет и обоснование численного значения частоты дискретизации

В современной технологии обработки сигнала в студии применяются компонентные цифровые сигналы для создания всех возможных эффектов (спецеффектов), а на последней стадии они преобразуются в аналоговые и кодируются по той системе цветного ТВ, которая принята в данной стране. В этом случае  $f_d$  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 (кадров) частота строк определяется по выражению

$$f_{стр} = (Z/2) f_{пол} \quad (1.34)$$

и для двух стандартов разложения при чересстрочной развертке равна

$$625/50: f_{стр,1} = 625 * 25 = 15625 \text{ Гц} \quad (1.35)$$

$$525/59,94: f_{стр,2} = 525 * 59,94 / 2 = 15734,25 \text{ Гц.} \quad (1.36)$$

При выборе  $f_d$  исходят из двух условий. Во-первых, частота дискретизации должна удовлетворять теореме отсчетов (1.1), т.е. быть равной не менее 12 МГц. Во-вторых, она должна быть кратной частоте строк

$$f_d = n_1 f_{стр,1} = n_2 f_{стр,2} \quad (1.37)$$

Выполнение условия (1.37) с учетом близости значений частот строчной развертки 15625 Гц (для систем ПАЛ и СЕКАМ) и 15734,25 Гц (для системы НТСЦ) 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, так как устраняется процедура передискретизации (интерполяции) отсчетов вдоль строки при преобразовании стандартов разложения 625 в 525 и наоборот.

Наименьшее общее кратное  $f_{нок}$  для 15625 Гц и 15734,25 Гц является



$$f_{\text{НОК}} = k_1 * 15625 = k_2 * 15734,25 = 144 * 15625 = 143 * 15734,25 = 2,25 \quad \text{МГц} \quad (1.38)$$

Ближайшим значением  $f_d$ , удовлетворяющем условиям (1.1) и (1.37), т.е.  $f_d \geq 2F_B$  и  $f_d = n f_{\text{СТР}}$ , является

$$f_d = k_3 f_{\text{НОК}}, \quad (1.39)$$

в котором  $k_3 > 5$  для выполнения требования (1.1).

Таким образом, значение частоты дискретизации равно

$$f_d = 6 f_{\text{НОК}} = 6 * 2,25 = 13,5 \text{ МГц} \quad (1.40)$$

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

Тогда по выражению (1.37) находим значения  $n_1$  и  $n_2$

$$n_1 = f_d / f_{\text{СТР.1}} = 13,5 * 10^6 / 15625 = 864 \quad (1.41)$$

$$n_2 = f_d / f_{\text{СТР.2}} = 13,5 * 10^6 / 15734,25 = 858 \quad (1.42)$$

Частота дискретизации является 864 (или 858) 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-Р ВТ.601 предложено использовать одинаковое число отсчетов – 720. Кратность  $f_d$  гармоникам  $f_{\text{СТР}}$  обеспечивает неподвижную ортогональную структуру отсчетов ТВ изображения. Принята следующая иерархия цифровых стандартов для отдельного кодирования (табл. 1.2).

Опорная частота  $f_{\text{оп.д.}}$  для иерархии цифровых стандартов 3,375 МГц, естественно связана кратной зависимостью с  $f_{\text{НОК}}$

$$f_{\text{оп.д.}} = k_4 f_{\text{НОК}} = 1,5 * 2,25 = 3,375 \text{ МГц}. \quad (1.43)$$

Таблица 1.2 - Иерархия цифровых стандартов для отдельного кодирования

Стандарты	$f_{d,y}$	$f_{d,црс}$ (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)

Определим скорость цифрового потока для стандарта 4:2:2, в котором в строке содержится  $n_Y=864$  отсчета сигнала яркости и по  $n_{\text{црс}}=432$  отсчета ЦРС, то есть всего

$$n_{\Sigma} = n_Y + 2 n_{\text{црс}} = 864 + 2 \times 432 = 1728 \quad (1.44)$$

отсчетов, каждый из них после квантования и кодирования будет представлен  $m$ -разрядным кодовым словом. При этом на активную часть строки приходится 1440 отсчетов. Следовательно, каждую секунду передается  $n_{\Sigma} / T_{\text{СТР1}}$  или

$$C_{\text{к.с.}} = n_{\Sigma} * f_{\text{СТР.1}} = 1728 \times 15625 = 27 \text{ М код. слов/с.} \quad (1.45)$$

При 8(10)-разрядном кодировании (квантовании на 256 (1024) уровней) скорость цифрового потока составит

$$C = C_{\text{к.с.}} * m = 27 * 8 (10) = 216 (270) \text{ Мбит/с.} \quad (1.46)$$

Варианты 4:1:1 и 4:2:0 имеют одинаковые скорости с цифровых потоков, равные  $C_{4:1:1} = 13,5 * 8 + 3,375 * 8 + 3,375 * 8 = 162$  Мбит/с и  $C_{4:2:0} = 13,5 * 8 + 6,75 * 8 = 162$  Мбит/с, но в первом ЦРС передаются в каждой строке одновременно, а во втором – поочередно через строку. При  $m=10$  скорости будут равны по 202,5 Мбит/с.

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 системах с 625/50.

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

Редко находит применение формат 3:1:1, в котором уменьшено (по сравнению с 4:1:1) разрешение по горизонтали для яркостного сигнала с 720 до 540 отсчетов. При  $m=8$  скорость цифрового потока составляет 135 Мбит/с.

Для компьютерных приложений применяют еще большее сокращение скорости цифрового потока – формат CIF, в котором (по сравнению с 4:1:1) уменьшено разрешение в обоих направлениях как для сигнала яркости Y, так и для ЦРС. Один кадр этого формата содержит 288 активных строк по 352 отсчета и 144 строки по 176 отсчетов для каждого из ЦРС.

Рекомендацией МСЭ-R ВТ.601-5 кроме значения  $f_d=13,5$  МГц для компонентных сигналов предусмотрены форматы 4:2:2 и 4:4:4 с  $f_{d.Y.}=18$  МГц  $f_{d.ЦРС}=9$  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. При этом ФНЧ для Y (или R,G,B) должен иметь неравномерность  $\pm 0,55$  дБ в пределах  $0 \div 7,33$  МГц и  $\pm 0,05$  дБ в пределах  $7,33 \div 7,67$  МГц с затуханием не менее 12 дБ на частотах  $9,0 \div 10,67$  МГц и не менее 40 дБ на частотах выше 10,67 МГц. Для ЦРС нормируются параметры ФНЧ с неравномерностью  $\pm 0,05$  дБ в полосе  $0 \div 3,67$  МГц и затуханием не менее 6 дБ на частотах  $4,60 \div 5,33$  МГц и не менее 40 дБ – выше 5,33 МГц. Формат 4:4:4 рекомендован для источников ТВ сигнала и обработки высококачественного видеосигнала с одинаковой  $f_d$  для всех сигналов.

Композитные сигналы систем НТСЦ и ПАЛ рекомендуется дискретизировать с частотой, равной четвертой гармонике цветовой поднесущей -  $f_d=4 f_{ЦП}$ . Это необходимо для сохранения фазы сигнала цветности (модулированной поднесущей), в изменении которой заключена информация о цветовом тоне. В системе НТСЦ строка содержит 910 отсчетов, из которых 768 образуют активную часть цифровой строки. В системе ПАЛ 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 – 25 Гц [5]. При  $m=10$  скорости равны  $C_{НТСЦ}=143$  Мбит/с и  $C_{ПАЛ}=177$  Мбит/с.

В системе СЕКАМ допускается применение  $f_d=13,5$  МГц, т.к. она кратна  $f_{СТР}$ , а  $f_{ЦП}$  кратна  $f_{СТР}$ .

## 2. КВАНТОВАНИЕ И КОДИРОВАНИЕ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

### 2.1 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 от  $L_{\min}$  до  $L_{\max}$  определяется по известному выражению [2, 5, 22, 25]

$$M = \ln K / \ln (1 + \delta_{\Pi}), \quad (2.1)$$

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

$\delta_{\Pi}$  - пороговый контраст.

Значение которого для крупных деталей с яркостями, имеющими место в кино и телевидении, равно 0,02 – 0,05.

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

$$(L_{i+1} - L_i) < \Delta L \quad (2.2)$$

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

$$\delta = \Delta L / L_{\Phi} = const \quad (2.3)$$

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

Если в (2.1) подставить значение  $K=100$  и  $\delta=0,02$ , то получается значение равное 230, что соответствует обычно предлагаемой норме

$$M=2^m=2^8=256 \quad (2.4)$$

где  $m$  – разрядность двоичного кода, которым представляется любой отсчет, имеющий разрешенный уровень в пределах от 0 до 255.

Тогда скорость цифрового потока при частоте дискретизации  $f_d=13,5$  МГц составит

$$C = f_d * \log_2 M = f_d * m = 13,5 * 8 = 108 \text{ Мбит/с} \quad (2.5)$$

Необходимо отметить, что  $\delta=0,02$  достигается в условиях адаптации глаза к выбранной освещенности фона при достаточно длительном рассматривании, что в телевидении резко соблюдается.

В ряде работ обосновывается возможность квантования на вдвое меньшее число уровней  $M=2^7=128$  при неравномерной шале квантования. Уровни располагаются в соответствии с законом Вебера-Фехнера - ступеньки квантования (расстояние между соседними уровнями  $L_{i+1}$  и  $L_i$ ) увеличиваются от нижней шкалы к верхней. Здесь учтена логарифмическая связь между ощущением и раздражением. Поэтому и шкалу называют логарифмической. На основании экспериментов с квантованием ТВ изображений принято считать, что переход от равномерной шкалы к логарифмической позволяет уменьшить на 1 разряд кодовую группу (слово) при ИКМ. Другими словами квантование на  $2^7$  уровней, рассчитанных по логарифмическому закону, даст изображение того же качества, что и квантование на  $2^8$  уровня при равномерной шкале. Последняя оказывается как бы избыточной относительно логарифмической.

Отсутствие быстродействующей элементной базы являлось причиной того, что при цифровом представлении ТВ сигнала применяли 6-разрядное, 7-разрядное и только потом 8-разрядное кодирование.

Однако, квантование по логарифмической шкале тоже обладает избыточностью, если при этом фиксируется пороговый контраст  $\delta$ . Столь значительное число уровней квантования, которое было определено по выражению (2.1) требуется лишь для того, чтобы не возникали ложные узоры (контуры) на больших участках изображения с постоянной или плавно изменяющейся яркостью. Когда же размеры участков относительно невелики, эти оценки оказываются завышенными.

Если значения яркостей элементов изображения статистически независимы и равновероятны, то среднее количество информации на элемент (энтропия) определяется по выражению

$$H_{\text{ср}} = H_{\text{макс}} = \sum_1^M p(L_i) \log \frac{1}{p(L_i)} = \log_2 M \quad (\text{бит/э}), \quad (2.6)$$

где  $p(L_i) = 1/M$  - вероятность значений яркости элементов.

Пороговый контраст  $\delta$  увеличивается на порядок и даже на 2 порядка при уменьшении размеров  $\Delta S$  участков изображения до значений, соответствующих разрешающей способности зрения.

ТВ сигнал, как известно, состоит из низкочастотных (участки постоянной и медленно изменяющейся яркости - *ня*) и высокочастотных компонент (фронты, одиночные мелкие детали длительностью  $(1-2)\tau_{\text{эл}}$  - *фр*; групповые структуры - *зс*). Экспериментально установлены следующие значения  $\delta$  для этих 3-х структур изображения:  $\delta_{\text{ня}} = 0,02 \div 0,05$ ;  $\delta_{\text{фр}} = 0,2 \div 0,5$ ;  $\delta_{\text{зс}} = 0,8 \div 1,1$ .

Определим значения  $M$  и  $H$  находим по выражениям (2.1) и (2.5) для указанных структур изображения:

$$\begin{array}{lll} \delta_{\text{ня}} = 0,02 \div 0,05 & M_{\text{ня}} = 256 & H_{\text{ня}} = 8 \text{ бит/э} \\ \delta_{\text{фр}} = 0,2 \div 0,5 & M_{\text{фр}} = 8 \div 14 & H_{\text{фр}} = 3 \div 4 \text{ бит/э} \\ \delta_{\text{зс}} = 0,8 \div 1,1 & M_{\text{зс}} = 4 \div 5 & H_{\text{зс}} = 2 \div 3 \text{ бит/э} \end{array}$$

Таким образом, учёт зависимости  $\delta = \varphi(\Delta S)$  позволяет уменьшить количество информации на элемент (отсчет) в  $H_{\text{макс}} / H_{\text{фр}} = 2,7$  и  $H_{\text{макс}} / H_{\text{зс}} = 4$ ,

то есть в среднем в 3 раза, при этом на участках постоянной или плавно изменяющейся яркости скорость также может быть уменьшена в 3 раза, если дискре-

тизировать с частотой  $f_d/3$ , что вполне объяснимо. В качестве примера на рисунке 2.1 ТВ сигналы и соответствующие им изображения. При этом изображение шума квантования показано на сером фоне. При инструментальной оценке шума вычисляют разность между аналоговыми и квантованными сигналами, а объективным показателем является среднеквадратичное значение этой разности, т.е.  $P_{ш.кв.}$ .

Шум квантования в отличие от флуктуационного шума коррелирован с сигналом поэтому его нельзя устранить последующей фильтрацией, а только уменьшить, увеличивая  $M$ . Это хорошо видно по рисунку 2.2 на котором приведены квантованные на 4 и 128 уровней изображения и соответствующие им картинку шумов квантования. При  $M=128$  шум квантования резко уменьшился и стал похож на обычный флуктуационный шум. Чтобы он был заметен на картинке его размах на рисунке 2.2,г увеличен в 128 раз.

## 2.2 Шумы квантования. Мощность шумов квантования.

### Расчет защищенности от шумов квантования

Операция квантования с шагом  $\Delta U_{кв.}$ , в результате которой аналоговые по уровням отчеты заменяются на близлежащие разрешенные уровни, ведет к появлению ошибок квантования (см. п.п. 1.2). Мощность и эффективное напряжение шума квантования определяются по известным выражениям

$$P_{ш.кв.} = \Delta U_{кв.}^2 / 12, \quad U_{ш.кв.} = \sqrt{P_{ш.кв.}} = \Delta U_{кв.} / \sqrt{12} \quad (2.8), (2.9)$$

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

$$U_c = \Delta U_{кв.} * M, \quad (2.10)$$

где  $M$  - количество уровней квантования.

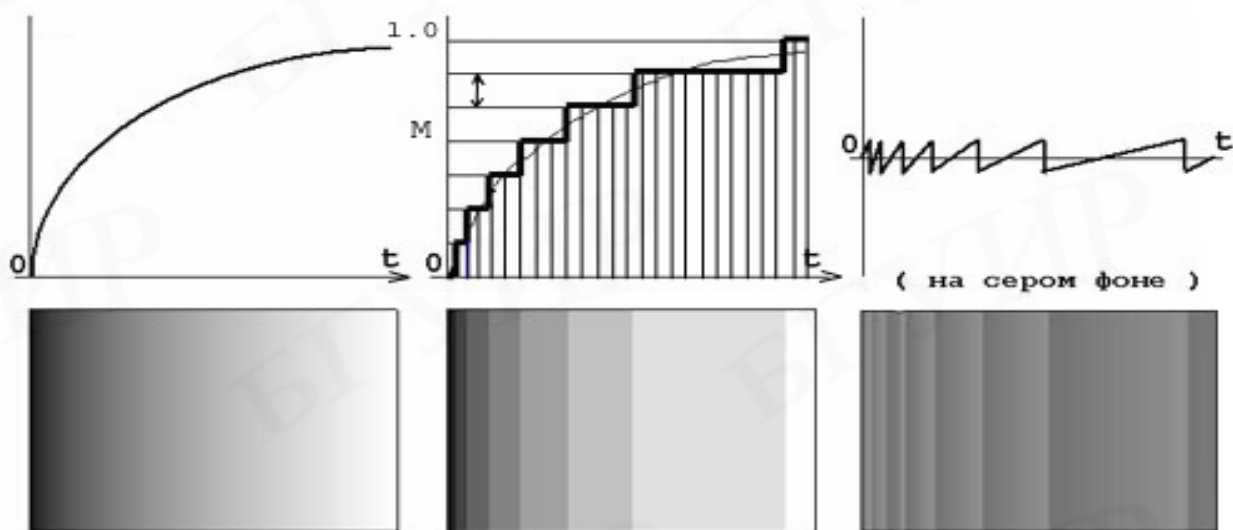
На основании (2.9) и (2.10) запишем формулу для расчета отношения сигнал/шум квантования ТВ сигнала при линейной шкале

$$\left( \frac{U_c}{U_{ш.кв.}} \right)_{дБ} = 20 \lg \frac{\Delta U_{кв.} * M}{\Delta U_{кв.} / \sqrt{12}} = 20 \lg \frac{2^m}{(\sqrt{12})^{-1}} = 6,02m + 10,8 \text{ дБ}, \quad (2.11)$$

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

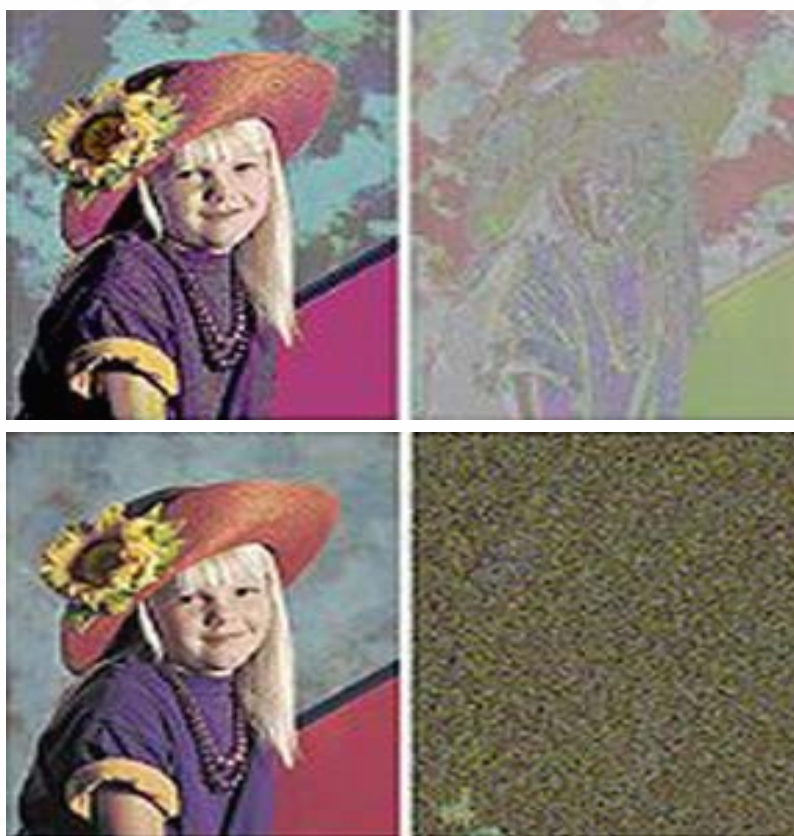
Результаты расчета по (2.11) сведены в таблицу 2.1.





а,в – аналоговый и квантованный сигналы; д – шум квантования; б,г,е – соответствующие им изображения

Рисунок 2.1 - Квантование



а,в – квантование на 4 и 128 уровней соответственно;

б,г – картинки шумов квантования

Рисунок 2.2 – Квантованные изображения сюжетов и картинки шумов квантования

Таблица 2.2 - Сводная таблица результатов расчета отношения сигнал/шум квантования

Число бит/отсчет, $m$	Отношение сигнал/шум квантования, дБ
8	$6*8+10.8=58.8$
9	$6*9+10.8=64.8$
10	$6*10+10.8=70.8$
11	$6*11+10.8=76.8$

Длительное время отношение  $U_c/U_{ш.кв}$  не являлось ограничивающим фактором при выборе числа уровней квантования  $M$  и разрядности кода  $m$ , поскольку это отношение превышало отношение сигнал/шум самого источника ТВ сигнала (ТВ камеры, видеомагнитофона и т.п.), то есть

$$(U_c / U_{ш.кв}) > (U_c / U_{ш.})_{ист} \quad (2.12)$$

Однако постоянное совершенствование ТВ системы в целом и отдельных ее компонентов ведет к улучшению качества изображения, в том числе и по заметности шумов. Были разработаны ТВ камеры на ПЗС матрицах (ПЗС-датчиках), в которых шум датчика сравнялись с  $U_c/U_{ш.кв}$  (рисунок 2.2)

$$(U_c / U_{ш.})_{ист} = (U_c / U_{ш.кв}). \quad (2.57)$$

При этом, если ПЗС-датчик и АЦП имеют одинаковое отношение сигнал/шум, то результирующее значение будет на 3 дБ меньше.

Если же АЦП имеет отношение  $U_c/U_{ш.кв} = 72$  дБ, то есть на 10 дБ больше отношения  $(U_c/U_{ш.})_{ист} = 62$  дБ (рисунок 2.3,б), то результирующее отношение сигнал/шум будет ухудшено всего на 0,5 дБ. Именно так ставят задачу разработчики ТВ оборудования компании Sony: ПЗС-датчик должен иметь большое значение  $(U_c/U_{ш.})_{ист}$ . (не менее 62 дБ), а его шум иметь основной вес в определении результирующего уровня шума. Это означает, что шум квантования при цифровой обработке сигнала должен быть значительно ниже шума ПЗС-датчика.

Главным правилом здесь является следующее: шум квантования должен ухудшать результирующее значение не более чем на 1 дБ. Такое требование обеспечивается, если  $U_c = U_{ш.кв.}$  при цифровой обработке примерно на 6 дБ выше, чем обеспечиваемое ПЗС-датчиками. Из таблицы 2.1 следует, что для этого необходимо не менее 10 бит/отсчет.

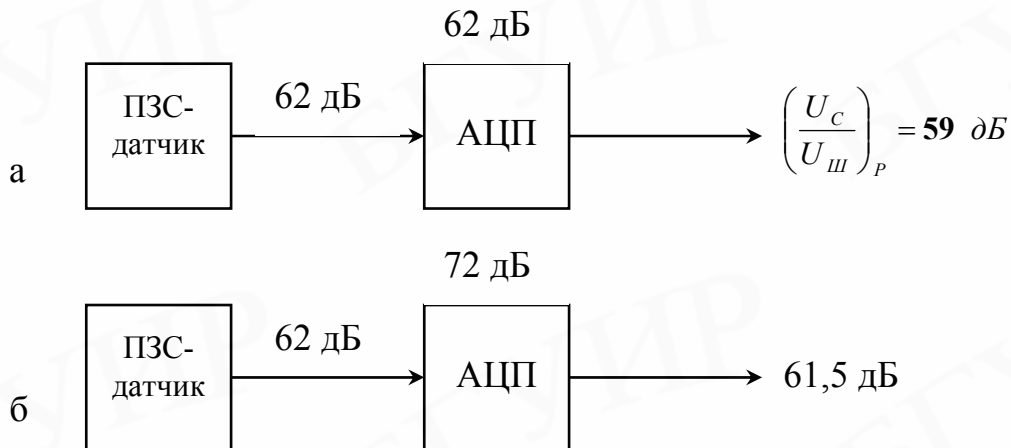
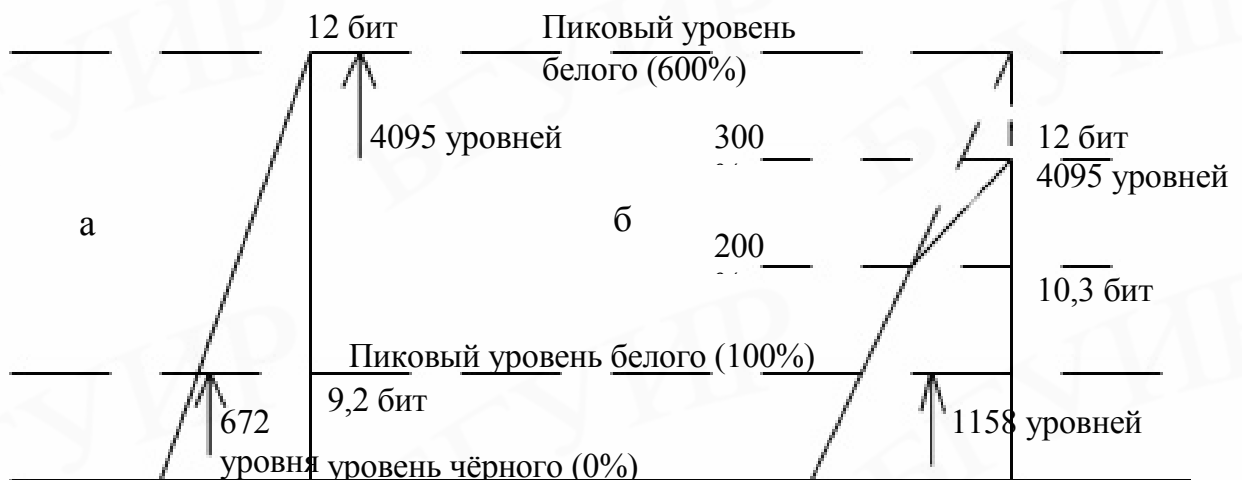


Рисунок 2.3 - К определению результирующего отношения сигнал/шум

Новым в цифровом представлении ТВ сигнала является применение 12-разрядного кодирования ( $M=4095$ ), при котором 9,2 бита (672 уровня) отводятся для представления сигнала между уровнями черного и 100% номинальным уровнем белого, а остальные примерно 3 бита отводятся для кодирования пикового уровня белого (рисунок 2.4,а). Сжатие переэкспонированных сигналов полностью осуществляется в цифровом виде.



а – стандартное; б – применяемое Sony

Рисунок 2.4 - 12- разрядное кодирование ТВ сигнала

Для новой ТВ камеры Sony разработана новый ПЗС-датчик с отношением сигнал/шум равным 66 дБ, что привело к необходимости увеличить отношение сигнал/шум<sub>кв</sub> значительно выше этого значения, до (72-76) дБ [28].

Поэтому Sony использует перед 12-битным АЦП аналоговую обработку (рисунок 2.4,б) с загибом амплитудной характеристики pre-knee («предколлено»). В результате на нормально экспонированный уровень белого отводится 10,3 бита, а на переэкспонированный до 300% - 2,7 бита, что значительно улучшает качество переэкспонированного изображения.

## 3 СОГЛАСОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ТВ СИГНАЛА С ОТЕЧЕСТВЕННЫМ СТАНДАРТОМ D/K.

### 3.1 Расчет высшей частоты ТВ сигнала

Произведенный анализ цифрового представления ТВ сигнала (см. п.п. 2.1-2.6) на частотном и временном языках показал, что численное значение частоты дискретизации  $f_d = 13,5$  МГц, удовлетворяет теореме отсчетов (1.1), т.е.  $f_d \geq 2F_B$  для всех стандартов систем ТВ вещания:  $D, K, L, K1$  ( $F_B = 6$  МГц);  $I$  (5,5 МГц);  $B/G, B/H$  (5 МГц) и  $M, N$  (4,2 МГц), принятых в разных странах мира.

Условие (1.1) может быть обеспечено и при других численных значениях  $f_d$ . Однако, как было показано в п.п.1.5, значение 13,5 МГц является наименьшим, при котором удовлетворяется (2.1) и число отсчетов в активной части строки будет одинаковым и равным 720 для двух стандартов разложения изображения 625/50 и 525/59,94, что упрощает процесс преобразования стандартов 625  $\rightarrow$  525 и наоборот.

Таким образом, со всех точек зрения доказано, что рекомендация МСЭ-Р ВТ.601 в части выбора значения частоты  $f_d$  удовлетворяет всем ТВ стандартам, в том числе и отечественному D/K.

В процессе написания этого пособия появилась научная публикация [51], в которой ставится под сомнение рекомендация 601. В начале статьи автор словесно формулируя теорему отсчетов, согласно которой  $f_d \geq 2F_B$ , далее пишет «... подобная предпосылка не совсем корректна в данной ситуации, поскольку следование существующим рекомендациям приводит к неполному использованию возможностей отечественного стандарта телевизионного разложения 625/50, в котором под сигнал изображения отведено 6 МГц». При этом предлагается увеличить значение частоты дискретизации до величины  $f_d = 3,375 * 5 = 2,25 * 7,5 = 16,85$  МГц или даже до  $f_d = 2,25 * 8 = 18$  МГц. Это по мнению автора «маленький шаг к тому, что когда-нибудь российский телезритель вместо блеклых и размытых картинок сомнительного качества с разрешением 200 строк и ярко выраженными перекрестными искажениями получит яркое и сочное изображение с разрешением выше, чем предлагаемое стандартом D2-МАС».

Совершенно непонятно, как можно наблюдать столь плохое изображение в отечественной системе цветного телевидения 625/50/2:1/4:3 по системе СЕКАМ с

числом активных строк  $z_{\text{акт}} = z (1 - \beta) = 625(1-0,08) = 575$ . Можно показать, что 200 строк разрешения по горизонтали будет на испытательной таблице, если ширина полосы частот ТВ канала не 6 МГц, а примерно 2,5 МГц, но таких каналов в вещании не бывает. Если автор имел в виду плохое качество, обусловленное несовершенством телевизоров, то, во-первых, это к выбору  $f_d$  никакого отношения не имеет, во-вторых, современные телевизоры обеспечивают все же лучшее качество.

Повышение частоты дискретизации выше 13,5 МГц при исходном сигнале с  $F_B = 6$  МГц упрощает реализацию ФНЧ, с помощью которого производится восстановление аналогового ТВ сигнала по дискретным отчетам, но не улучшает четкость изображения.

Выражение для первой гармоники  $f_1$  при передаче вертикальных чередующихся черных и белых линий с длительностью  $\tau_э$ , равной одноэлементной детали, имеет вид

$$f_1 = \frac{1}{2} \tau_э = 1 / (2T_{\text{стр.а}} / kN_{\text{ТВЛ}}) = (4/3 N_{\text{ТВЛ}} / 2 * 52 * 10^{-6} = 0,0127 N_{\text{ТВЛ}}; N_{\text{ТВЛ}} = 78,7 f_1 \quad (3.1)$$

где  $T_{\text{стр.а}} = T_{\text{стр.}}(1-2)$  – длительность активной части строки;

$\alpha$  - относительная потеря времени на строчный гасящий импульс;

$k$  – формат ТВ изображения;

$N_{\text{ТВЛ}}$  – число ТВ линий (черных и белых), которое укладывается на изображении испытательной таблицы.

Высшая частота  $F_B$  спектра ТВ сигнала отличается от значения  $f_1$  коэффициентом  $p$  – Келла [2,21-25]

$$F_B = p * f_1 = 0,82 * f_1. \quad (3.2)$$

Для удобства отсчета величин, характеризующих четкость изображения, группы линий обычно связывают с величиной  $N_{\text{ТВЛ}}$  независимо от того, как расположены линии – вертикально или горизонтально.

По выражению для  $f_1$  (3.1) и производится расчет штриховых пар в испытательных таблицах (см., например, ГОСТ 14872). На практике ширина полосы, отводимая для передачи ТВ сигнала (3.2) сокращается ввиду неоднозначности определения четкости по вертикали (появляются искажения, получившие название муар-эффекта [2, 25, 53].

По выражениям (3.1) и (3.2) произведен расчет  $f_1$  и  $F_B$  для различных значений  $N_{\text{ТВЛ}}$ :

	$N_{ТВЛ}$	$f_1$ МГц	$F_B$ МГц
	575	7,3	5,99
	500	6,35	5,2
	472	6,0	4,92
	450	5,71	4,68

Отсюда следует, что одинаковая четкость изображения по горизонтали и вертикали, равная 575 строк, обеспечивается ТВ системой с шириной полосы канала  $\approx 6$  МГц.

### 3.2 Компьютерное моделирование переходной и импульсной характеристик\*

Для большей убедительности произведено компьютерное моделирование переходной и импульсной характеристик канала, аппроксимируемых Чебышевскими фильтрами высокого порядка (20-й и 15-й) типа Т-20-10 и Т-15-10 с частотой среза 6,0 МГц.

Ранее было показано, что идеальный ФНЧ с такой частотой среза при действии на него дельта-импульса образует на выходе импульс типа  $\sin x/x$  (см. выражение (3.31) и его анализ) с длительностью по нулевому уровню

$$\tau_{0-0} = 1/F_B = 1/6 \cdot 10^{-6} = 166 \text{ нс},$$

а по уровню 0,5 -  $\tau_{0,5} = 83$  нс. Такой фильтр физически нереализуем, т.к. у него бесконечно резкий спад АХЧ на частоте  $F_B$  и абсолютно линейная ФЧХ.

Моделирование переходной и импульсной характеристик реального ФНЧ типа Т-20-10 (рисунок 3.1 и 3.2) при воздействии на него скачка напряжения показало, что длительность фронта на выходе фильтра (рис. 3.1, в, г) между уровнями 0,1 и 0,9 составляет 130 нс, а между уровнями 0 и 1,0 – 200 нс.

Импульсная характеристика фильтра моделировалась при воздействии  $\sin^2 2T$  – импульса длительностью  $2T = 1/F_B$ , отсчитываемой по уровню половины его размаха. При  $F_B = 6$  МГц,  $T = 83$  нс, а  $2T = 166$  нс. Из рис. 3.2 видно, что канал с полосой 6 МГц практически слабо влияет на искажение  $\sin^2 2T$  – импульса длительностью 166 нс (длительность импульса на выходе сохраняется).

---

\* Выполнено ассистентом кафедры СТК В.Е. Романовым

ФНЧ типа Т-15-10 имеет очень близкие к Т-15-20 переходную и импульсную характеристики (рис. 3.3 и 3.4). Для наглядности на рис. 3.4, б приведена реакция фильтра на  $\sin^2 T$  – импульс с длительностью 83 нс, из которого следует, что такие детали претерпевают очень сильные искажения.

Выполненный анализ показал, что при ширине полосы частот ТВ канала в 6,0 МГц, принятой в отечественном стандарте D/K, обеспечивается четкость изображения 575 строк и при дискретизации ТВ сигнала достаточно взять частоту дискретизации 13,5 МГц.

С целью упрощения реализации ФНЧ для предварительной фильтрации ТВ сигнала перед АЦП и для восстановления аналогового сигнала на выходе АЦП рекомендацией МСЭ-R ВТ.601-5 нормируется ФНЧ с неравномерностью  $\pm 0,25$  МГц до 5,5 МГц и  $\pm 0,5$  дБ в полосе 5,5 ÷ 5,75 МГц. При этом затухание фильтра должно быть не менее 12 дБ на частоте 6,75 МГц и не менее 40 дБ на частотах выше 8 МГц.

Для ЦРС нормируются параметры ФНЧ [напр., для формата 4:2:2] с неравномерностью  $\pm 0,5$  дБ до 2,75 МГц с затуханием не менее 6 дБ на частоте 3,375 МГц и не менее 40 дБ на частотах выше 4 МГц.

Такие характеристики легче обеспечиваются, т.к. моделируемые ФНЧ имеют  $\pm 0,5$  дБ на 6 МГц, а рекомендуемый – на 5,75 МГц.



## ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 7845-92. Система вещательного телевидения. Основные параметры. Методы измерений. – М.: Изд-во стандартов, 1992. – 36 с.
2. Бытовая радиоэлектронная техника: Энциклопедический справочник / Под ред. А.П. Ткаченко. – М.: БелЭн, 1995. – 832 с.
3. Телевизионная техника: Справочник / Под ред. Ю.Б. Зубарева и Г.Л. Глориозова. – М.: Радио и связь, 1994. – 312 с.
4. ГОСТ 21879-76. Телевидение вещательное. Термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 1982. – 22 с.
5. Ткаченко А. П. Цветное телевидение. – Мн.: Беларусь, 1981. – 255 с.
6. Цифровое телевидение / Под ред. М.И. Кривошеева. – М.: Связь, 1980. – 264 с.
7. Цифровое кодирование телевизионных изображений / Под ред. И.И. Цуккермана. – М.: Радио и связь, 1981 – 240 с.
8. Трофимов Б.Е., Куликовский О.В. Передача изображений в цифровой форме. – М.: Связь, 1980.
9. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника / Пер. с чешск. – М.: Радио и связь, 1990. – 528 с.
10. Новаковский С.В., Котельников А.В. Новые системы телевидения. Цифровые методы обработки видеосигналов.: - М.: Радио и связь, 1992. – 88 с.
11. Харатишвили Н.Г. Цифровое кодирование с предсказанием непрерывных сигналов. – М.: Радио и связь, 1986.
12. Прэтт У. Цифровая обработка изображения. В 2-х кн. – М.: Мир, 1982. – 312 с. (Кн. 1); 480 с. (Кн. 2).
13. Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений / Под ред. Ю.Б. Зубарева и В.П. Дворковича. Изд-е 2-ое, перераб. и доп. – М.: Междун. центр науч. и техн. инф., 1997. – 255 с.
14. Крот А. М., Минервина Е. Б. Быстрые алгоритмы и программы цифровой спектральной обработки сигналов и изображений. – Мн.: Навука і тэхніка, 1995. – 407 с.
15. Хромов Л. И. и др. Видеоинформатика. Передача и компьютерная обработка видеоинформации. – М.: Радио и связь, 1991. – 192 с.
16. Уиткинсон Дж. Пособие для инженеров по декодированию и кодированию / Пер. с англ. – М.: «Снелл и Уилкоккс» ЗАО, 1994. – 52 с.

17. Уиткинсон Дж. Путеводитель по цифровой технике / Пер. с англ. – М.: «Снелл и Уиткинсон» ЗАО, 1994. – 66 с.
18. Уиткинсон Дж. Пособие для инженеров по преобразованию стандартов / Пер. с англ. – М.: «Снелл и Уилкоккс» ЗАО, 1994. – 60 с.
19. Уиткинсон Дж. Пособие для инженеров по сжатию цифровых потоков / Пер. с англ. – М.: «Снелл и Уилкоккс» ЗАО, 1994. – 64 с.
20. Уиткинсон Дж. Пособие для инженеров по компенсации движения / Пер. с англ. – М.: «Снелл и Уилкоккс» ЗАО, 1994. – 58 с.
21. Быков Р.Е. Теоретические основы телевидения: Учебник для вузов. – СПб.: «Лань», 1998. – 288 с.
22. Телевидение /Под ред. В.Е. Джакони: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 2000. – 640 с.
23. Домбругов Р.М. Телевидение: Учебник для вузов. – Киев: Вища шк., 1988. – 215 с.
24. Зубарев Ю.Б., Глориозов Г.Л. Передача изображений: Учебник для вузов. – 2-ое изд-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 336 с.
25. Кириллов В.И., Ткаченко А.П. Телевидение и передача изображений.: Учеб. пособие для вузов. – Мн.: Выш. шк., 1988. – 312 с.
26. Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Новые системы цифрового ТВ вещания с интеграцией служб // Электросвязь. – 2000. - № 1.–С.11–14.
27. Кривошеев М. И., Федунин В. Г. Интерактивное телевидение. – М.: Радио и связь, 2000. – 344 с.
28. Подход Sony к 12-битной усовершенствованной цифровой обработке сигнала // Техника кино и телевидения. – 1998. - №12. – С. 18-19.
29. Гласман К. Методы передачи данных в цифровом телевидении. Часть 4. Система цифрового наземного телевизионного вещания ISDB// Журнал «625». – 2000. - № 2. – С.78 – 89.
30. Смирнов А.В. Основы цифрового телевидения: Учеб. пособие. – М.: «Горячая линия – Телеком», 2001. – 224 с.
31. Локшин Б.А. Цифровое вещание - от студии к телезрителю. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 2001. – 448 с.
32. Мамаев Н.С., Мамаев Ю.Н., Теряев Б.Г. Цифровое телевидение/Под. ред. Н.С. Мамаева. – М.: «Горячая линия – Телеком», 2001. – 180 с.
33. Брайс С. Справочник по цифровому телевидению. – Жуковский: НПФ «ЭРА», 2001. – 230 с.

34. Зубарев Ю.Б., Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Цифровое телевизионное вещание: основы, методы, системы. – М.: НИИР, 2001. – 568 с.
35. Keith J. Video demystified: a handbook for the digital engineer. – 2nd ed. – San Diego (USA): High Text Interactive, 1996. – 800 p.
36. Ziemer A. Digitales Fernsehen: eine neue Dimension der Medienvielfalt. - 2., überarb. und erw. Auflage. –Hüthig Verlag Hiedelberg, 1997. – 454 s.
37. Schilpp M. Hierarchische Verfahren für Modulation und Kanalcodierung am Beispiel des digitalen Fernsehens: Fortsch. – Ber. VDI Reihe 10 Nr. 527. – Düsseldorf: VDI Verlag, 1998. – 140 s.
38. Dambacher P. Die Digitale Hörfung und Fernsehtechnik. – München: 1994.-350 s.
39. Schmidt U. Digitale Videotechnik: Grundlagen, Signalformen, Videoaufnahmen, Wiedergabe, Speicherung, Signalverarbeitung, Gerätetechnik. – Hamburg: 1996. – 569 s.
40. Steinberg V. Video Standards: Signals, Formats and Interfaces. – Petersfield, Hampshire: Printed and Published by Snell&Wilcox Ltd, 1997. – 186 с.
41. Baron S., Krivocheev M. Digital Image and Audio Communications. – Van Nostrand Reinhold, 1996.
42. Липкович Э.Б., Ткаченко А.П., Мелешко А.В. Основы цифрового радиовещания: Учебное пособие для студентов специальности «Телекоммуникационные системы». В 2-х ч. Ч.1. Цифровое наземное радиовещание стандарта DAB. – Мн.: БГУИР, 2001. – 86 с.
43. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов/Под ред. Ю.А. Ковалгина. - М.: Радио и связь, 2000.
44. Шелухин О. И., Лукьянцев Н. Ф. Цифровая обработка и передача речи / Под ред. О. И. Шелухина. – М.: Радио и связь, 2000. – 456 с.
45. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ./ Под. ред. В. И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
46. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под. ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.
47. Синепол В.С., Цикин И.А. Системы компьютерной видеоконференцсвязи. Серия изд-й «Связь и бизнес». – М.: ООО «Мобильные коммуникации», 1999-166с.
48. Гласман К. Цифровое представление телевизионного видеоканала// Журнал «625». – 1997. - №4. – С. 38÷43.

49. Росаткевич Г. Упущенные возможности отечественного телевизионного стандарта D (625/50 Гц) // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. – 2002. - № 3 (23). – С. 32-34.
50. Ткаченко А.П., Розов Г.М., Скляр А.Б. Способ сокращения полосы частот цифрового телевизионного сигнала // Радиотехника и электроника: Республ. межвед. сб. науч. трудов. – 1983. – Вып.13. – С.42-45.
51. Авт. Свид. СССР 902321. Способ передачи цифрового ТВ сигнала/Ткаченко А.П., Родов Г.М., Курилов О.Н. – БИ, 1982. - №4.
52. Ткаченко А.П., Хоминич А.Л. Повышение качества телевизионного изображения и звукового сопровождения: Учеб. пособие для студентов специальностей «Телекоммуникационные системы», «Радиотехника» и «Радиотехнические системы». В 2-х ч. Ч.1: Трактыв промежуточной частоты изображения и звукового сопровождения ТВ приемников. – Мн.: БГУИР, 2001. – 55с.
53. Ткаченко А.П., Хоминич А.Л. Повышение качества телевизионного изображения и звукового сопровождения: Учеб. пособие для студентов специальностей «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения», «Многоканальные системы телекоммуникаций», «Радиотехника» и «Радиотехнические системы». В 2-х ч. Ч.2: Повышение качества телевизионного изображения. – Мн.: БГУИР, 2002. – 56с.
54. Капуру П.А., Липкович Э.Б., Ткаченко А.П. Стратегия построения цифрового телевизионного вещания в стандарте DVB-T в Республике Беларусь// Радиотехника и электроника: республ. межвед. сб. науч. трудов. - Мн.: БГУИР, 2001. – Вып. 25
55. Ануфриев И., Быструшкин К. Конференция эволюционного внедрения цифрового телевидения в России//Журнал «625». – 2001. - №9. – С.68-70
56. Василевский Ю.А. Внедрение цифрового наземного вещания в Германии и ее стоимость// Техника кино и телевидения. – 2001. - №10. – С.18-21.
57. Кривошеев М.И., Федунин В.Г. Интерактивное телевидение. - М.: Радио и связь, 2000. – 344с.
58. Игнатъев Н.К. Дискретизация и ее приложения. - М.: Связь, 1980. – 264с.

Учебное издание

Авторы: Ткаченко Анатолий Пантелеевич,  
Капура Павел Александрович  
Хоминич Александр Леонидович

## **ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ**

Учебное пособие по телевизионным дисциплинам  
для студентов специальностей

**«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»,  
«Многоканальные системы телекоммуникаций», «Радиотехника»  
и «Радиотехнические системы»**

Редактор Т.А. Лейко  
Корректор Е.Н. Батурчик

---

Подписано в печать

Формат 60x84 1/16.

Бумага

Печать офсетная.

Усл. печ. л.

Уч.-изд. л. 2,5.

Тираж 200 экз.

Заказ

---

Учреждение образования «Белорусский Государственный университет информатики и радиоэлектроники»

Отпечатано в БГУИР. Лицензия ЛП №156. 220013, Минск, П.Бровки, 6