

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

П.А.КАПУРО, А.П.ТКАЧЕНКО

Электронный учебно-методический комплекс
по дисциплине

“Телевизионные системы”

для студентов специальности

I – 45 01 01 **“Многоканальные системы телекоммуникаций”**
дневной и заочной форм обучения

Минск 2008

СОДЕРЖАНИЕ

1. <u>ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ</u>	4
1.1. <u>Введение, цели и задачи дисциплины «ТВС»</u>	5
1.2. <u>Общая структурная схема системы передачи изображений</u>	9
1.3. <u>Структурная схема аппаратно-студийного комплекса.</u> <u>Формирование ТВ сигнала</u>	17
1.4. <u>Восприятие оптического изображения</u>	21
1.5. <u>Параметры ТВ систем и согласование их</u> <u>с характеристиками зрения</u>	25
1.6. <u>Частотный спектр телевизионного сигнала</u>	32
2. <u>ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ "СВЕТ-СИГНАЛ" И "СИГНАЛ-СВЕТ"</u>	49
2.1. <u>Передающие ТВ-трубки и камеры</u>	50
2.2. <u>Преобразование ТВ сигнала в оптическое изображение</u>	58
2.3. <u>Безвакуумные устройства отображения информации</u>	70
3. <u>ЦВЕТНОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ</u>	85
3.1. <u>Основы цветного телевидения и общие принципы</u> <u>построения систем ЦТВ</u>	86
3.2. <u>Система ЦТВ ПАЛ</u>	117
3.3. <u>Система ЦТВ СЕКАМ</u>	123
4. <u>ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ЗВУКОВОГО</u> <u>СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО РАДИОКАНАЛАМ И НАПРАВЛЯЮЩИМ</u> <u>СРЕДАМ</u>	130
4.1. <u>Особенности передачи и приема радиосигналов изображения</u> <u>и звукового сопровождения</u>	131
4.2. <u>Стандарты телевизионного вещания</u>	139
4.3. <u>Структурная схема цветного телевизора</u>	142
4.4. <u>Варианты построения трактов ПЧ ТВ приёмников</u>	145
4.5. <u>Состояние телевизионного вещания в Республике Беларусь</u>	163
5. <u>ТЕЛЕВИДЕНИЕ ПОВЫШЕННОГО КАЧЕСТВА.</u> <u>ПЕРЕДАЧА ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ</u>	165
5.1 <u>Пути повышения качества изображения</u>	166
5.2 <u>Улучшенные системы цветного телевидения</u>	168
5.3 <u>Системы передачи компонентных сигналов цветного телевидения</u> <u>с временным уплотнением (МАС-системы)</u>	176

5.4	<u>Принципы построения блока преобразования вида развертки</u>	187
5.5	<u>Системы телетекста</u>	193
6.	<u>ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ</u>	202
6.1	<u>Основные определения цифрового представления сигнала</u>	203
6.2	<u>Аналого-цифровое преобразование ТВ сигнала</u>	219
6.3	<u>Форматы цифрового кодирования видеосигналов</u>	227
6.4	<u>Цифровое представление звукового сигнала</u>	235
6.5	<u>Методы устранения избыточности изображения</u>	236
6.6	<u>Стандарты MPEG сжатия изображений</u>	248
6.7	<u>Классификация систем цифрового телевизионного вещания</u>	257
7.	<u>ТЕЛЕВИДЕНИЕ ВЫСОКОЙ ЧЕТКОСТИ</u>	262
7.1	<u>Необходимость разработки систем телевидения высокой четкости</u>	263
7.2	<u>Обоснование выбора параметров изображения в системе ТВЧ</u>	266
7.3	<u>Чересстрочная и прогрессивная развертки в ТВЧ</u>	270
7.4	<u>Стандарты систем ТВЧ</u>	274
8.	<u>МЕТОДЫ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ</u>	276
8.1	<u>Общие принципы и особенности магнитной записи ТВ сигналов</u>	277
8.2	<u>Форматы записи ТВ сигналов на магнитную ленту</u>	287
8.3	<u>Форматы дисковой и оптической видеозаписи</u>	295
8.4	<u>Безленточные технологии в видеозаписи</u>	297
9.	<u>СТЕРЕОСКОПИЧЕСКОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ</u>	302
9.1.	<u>Общие принципы построения систем стереоцветного телевидения</u>	303
9.2.	<u>Способы и устройства воспроизведения стереоизображений</u>	310

Раздел 1

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

- [ВВЕДЕНИЕ, ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ «ТВС»](#)
- [ОБЩАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ
ИЗОБРАЖЕНИЙ](#)
- [СТРУКТУРНАЯ СХЕМА АППАРАТНО-СТУДИЙНОГО
КОМПЛЕКСА. ФОРМИРОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА](#)
- [ВОСПРИЯТИЕ ОПТИЧЕСКОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ](#)
- [ПАРАМЕТРЫ ТВ СИСТЕМ И СОГЛАСОВАНИЕ ИХ С
ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗРЕНИЯ](#)
- [ЧАСТОТНЫЙ СПЕКТР ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА](#)

◀ [К содержанию](#)

1.1 ВВЕДЕНИЕ, ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ «ТВС»

Определение понятия «телевидение». Области применения ТВ, состояние его развития на данный момент.

Термин «телевидение» происходит от греческого *tele* – вдаль, далеко и латинского *video* – вижу. В настоящее время телевидение – это область науки, техники и культуры, связанная с передачей на расстояние изображений объектов и звукового сопровождения при помощи радиосигналов (эфирное ТВ) или электрических сигналов (кабельное ТВ).

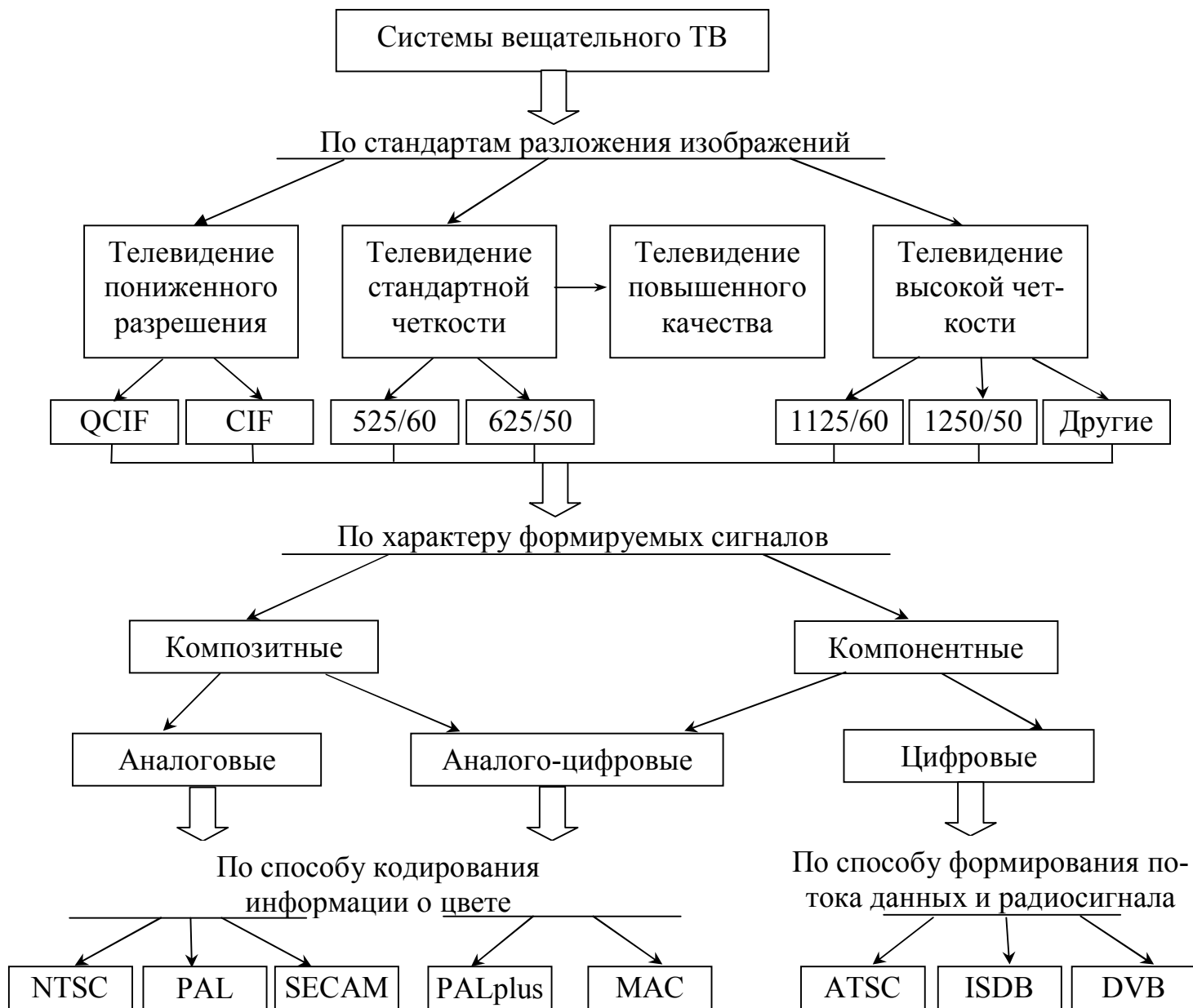
Можно выделить две области использования ТВ – вещательное и прикладное.

Вещательное телевидение – это передача и получение на расстоянии изображений объектов электрическими средствами со звуковым сопровождением для массовой аудитории зрителей. Все остальные области применения ТВ считаются *прикладными*. Частным случаем телевидения является *факсимильная связь* (ФС). ФС обеспечивает передачу только неподвижных изображений, записанных на носителе, и прием их с записью на носителе. В качестве носителей могут использоваться, например, бумага простая и фотографическая, фотопленки. В состав ФС входят также *фототелеграфная связь* (в которой для записи на приемной стороне используются фотографические методы) и *передача изображений газетных полос* по каналам электросвязи для децентрализованной их печати в пункте приема.

В настоящее время в мире ведется как аналоговое, так и цифровое ТВ вещание, причем роль последнего все более возрастает (полный переход на цифровое ТВ в большинстве стран мира планируется на 2008-2015 г.г.). В Республике Беларусь осуществляется аналоговое вещание в стандарте D/K по системе SECAM, существует экспериментальная зона цифрового ТВ вещания европейского стандарта DVB-T (полное покрытие территории страны цифровым ТВ планируется к 2015 году), возможен прием как аналогового, так и цифрового спутникового ТВ вещания, а также становится доступным ТВ вещание в сети Интернет (IPTV).

Классификация систем вещательного ТВ

Для лучшей наглядности представления вариантов построения систем вещательного ТВ служит следующая классификация:



Основными параметрами (признаками), по которым можно классифицировать существующие ТВ системы, являются стандарты разложения изображений, виды сигналов и способы их обработки. Кроме этого, для аналоговых и аналого-цифровых систем справедливым будет разделение по способам передачи информации о цвете, а цифровые системы классифицируются по методам формирования транспортного потока данных и радиосигнала.

В телевидении стандартной четкости (ТСЧ) используется чересстрочное разложение изображения на 625 строк при 50 полях в секунду (в странах, где частота тока в питающей сети 50 Гц) и 525 строк /60 полей в секунду (для стран с частотой тока в питающей сети 60 Гц). Существовавшие ранее стандарты разложения на 405 и 819 строк ныне не используются.

Для телевидения высокой четкости (ТВЧ) основными являются стандарты разложения на 1250 и 1125 строк при частоте полей 50 и 60 Гц соответственно. К ТВЧ в настоящее время приравнивается стандарт с числом строк разложения 720 и прогрессивной (построчной) разверткой, рекомендованный к использованию в цифровой системе ATSC, а также все остальные стандарты с числом строк разложения, превышающим 1000.

Телевидение повышенного качества (ТПК) характеризуется тем, что передача сигнала ведется (как правило) в стандарте ТСЧ, а при его формировании и отображении используются различные методы повышения качества изображения, вплоть до использования формата ТВЧ.

Телевидение пониженного разрешения находит применение в случаях ограниченной полосы (скорости) пропускания канала связи (вплоть до 64 кбит/с), в частности, при вещании на мобильные устройства и Интернет-вещании. Основным является формат CIF (Common Intermediate Format), предполагающий разложение изображения на 288 строк при 352 элементах в строке, иногда используются масштабированные версии, например QCIF (четверть CIF) с разрешением 144x176.

Все ТВ системы можно разделить на два класса по характеру формируемых сигналов – композитные и компонентные. В композитных (совместимых) системах сигнал цветности передается в спектре сигнала яркости. На этапе появления цветного телевидения это было вызвано требованием совместимости с черно-белым ТВ, сейчас же это существенно ограничивает качество изображений. В компонентных системах яркостный и цветоразностные (ЦРС) сигналы передаются полностью раздельно, методом временного уплотнения. В формировании сигнала цветности в данном случае необходимости нет (за исключением интерфейса S-Video, используемого в бытовой и полупрофессиональной видеоаппаратуре – в нем сигналы яркости и цветности передаются раздельно по двум линиям связи).

Аналоговыми будем называть такие ТВ системы, в которых для формирования, обработки, передачи и отображения ТВ сигналов полностью дос-

точно аналоговых методов. Последнее не означает, что в таких системах вообще нельзя использовать цифровую обработку.

В цифровых системах обработка и, главное, передача сигналов осуществляется в цифровом виде. Исключением являются только операции преобразования «свет-сигнал» и «сигнал-свет» – полностью цифровые устройства для их выполнения на данный момент отсутствуют.

Отличием комбинированных, аналого-цифровых систем, является то, что процессы формирования и обработки ТВ сигналов в них невозможны без применения цифровых устройств, а передача ведется в аналоговом формате.

В настоящее время все композитные системы являются аналоговыми, все компонентные – цифровыми. Аналого-цифровая компонентная система MAC со всеми ее разновидностями и композитная система PALplus, разработанные и получившие достаточно широкое распространение в Европе в 80-х – 90-х годах прошлого века, с приходом полностью цифровых систем практически полностью прекратили свое существование.

Аналоговых композитных систем было и остается 3 – NTSC, PAL, SECAM. Отличия между ними заключаются в способе формирования сигнала цветности – в SECAM ЦПС передаются поочередно, с использованием частотной модуляции поднесущих, в NTSC и PAL – одновременно, с использованием квадратурной балансной модуляции. В PAL кроме этого используется коммутация фазы цветовой поднесущей в «красном» канале для снижения чувствительности системы к фазовым искажениям.

Цифровых систем ЦТВ в настоящее время также 3 – ATSC, DVB и ISDB. Общим для них является использование стандарта MPEG-2 для компрессии (устранения избыточности) сигнала изображения, различия заключаются в методах формирования транспортного потока данных и радиосигнала, а также в используемом методе сжатия сигнала звукового сопровождения (Dolby AC-3 для ATSC, MPEG-2 Audio для DVB и MPEG-2 AAC для ISDB). Каждая из этих систем имеет разновидности для использования в наземном, спутниковом и кабельном вещании. Все цифровые системы допускают передачу сигналов как ТЧ, так и ТВЧ. Имеются также разновидности цифровых систем, например DVB-H, для вещания видео, в том и пониженного разрешения, на мобильные устройства.

1.2 ОБЩАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Построение оптического изображения.

Изображения объектов окружающего мира воспринимаются человеком непосредственно (т. е. невооруженным глазом), если они излучают электромагнитные колебания определенного диапазона волн либо отражают или пропускают такие колебания от посторонних источников. Диапазон волн должен совпадать (хотя бы частично) с диапазоном *видимых (световых) излучений*, границами которого считаются длины волн от 380 до 780 нм (рисунок 1.1). Колебания только этих длин волн создают ощущение света. *Светом* принято называть электромагнитное излучение, оцененное глазом по тому действию, которое оно на него производит. В зависимости от длины волны свет вызывает то или иное цветовое ощущение.

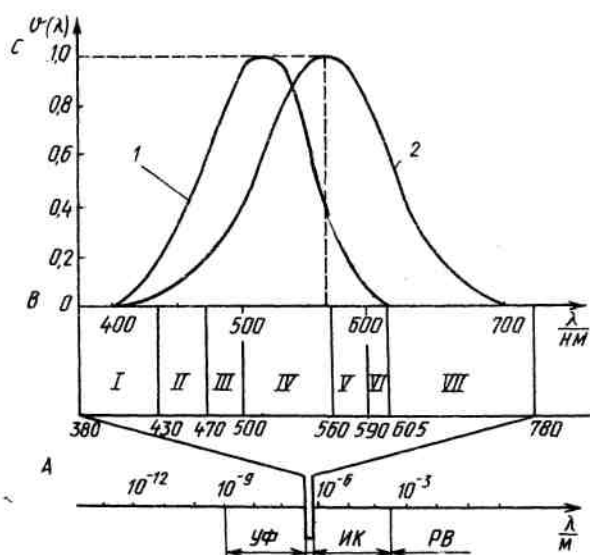


Рисунок 1.1 – Шкала электромагнитных волн

А — собственно шкала (УФ, ИК — ультрафиолетовые и инфракрасные лучи, РВ — радиоволны); В — видимая часть шкалы (I — фиолетовый, II — синий, III — голубой, IV — зеленый, V — желтый, VI — оранжевый, VII — красный цвета); С — зависимость относительной спектральной чувствительности зрения для палочек 1 и колбочек 2.

Для передачи изображений на расстояние электрическими средствами необходимо осуществить три физических процесса: 1) преобразование изображения объекта в электрический сигнал (анализ изображения); 2) передачу электрического сигнала по каналу связи и прием его; 3) преобразование принятого электрического сигнала в видимое изображение (синтез изображения). Производится это с помощью телевидения (вещательного и прикладного) и факсимильной связи.

Структурную схему СПИ можно представить в виде последовательного соединения основных блоков (рисунок 1.2), в которых происходят перечисленные физические процессы. К этим блокам относятся оптическая система (ОС), оптико-электронный преобразователь (ОЭП), канал связи (передатчик, линия связи, приемник), электронно-оптический преобразователь (ЭОП) и устройство записи на носитель (УЗ). Последние два блока относятся к системам ТВ и ФС соответственно.

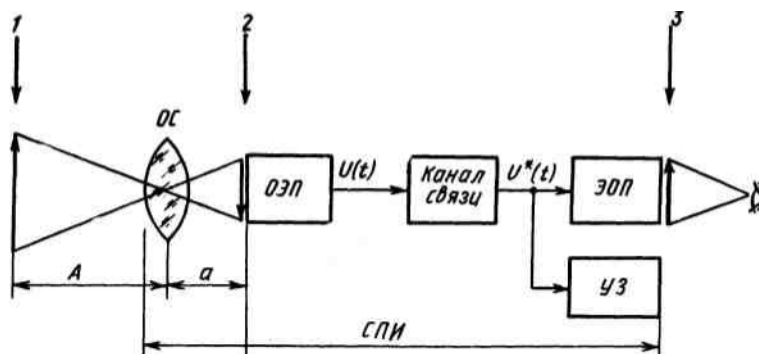


Рисунок 1.2 – Обобщенная структурная схема системы передачи изображений

В ФС передаваемое изображение объекта, записанное на носителе, называется *оригиналом*, а воспроизведенный на приемной стороне посредством печати рисунок, фотоснимок – *репродукцией*. При точной передаче всех особенностей оригинала репродукция называется *факсимильной*. В общем случае объекты в ТВ трехмерны, в ФС – двухмерны, и место их расположения I называют *пространством (плоскостью) объектов*.

Способность каждого объекта или его деталей по-разному отражать световой поток или излучать (в случае самосветящихся объектов) является оптическим свойством объектов. Источником зрительной информации, непосредственно воспринимаемой наблюдателем, служит отраженный (излученный) каждой деталью объекта световой поток.

Оптическая система глаза – хрусталик – собирает световые лучи и фокусирует их на сетчатке, на которой образуется действительное оптическое изображение. При этом собираются не все расходящиеся от объекта лучи, а прошедшие через зрачок, который выполняет роль диафрагмы. Аналогичную роль в СПИ играет оптическая система, которая создает входное изображение 2 объекта на светочувствительной поверхности оптико-электронного преобразователя.

Так как в телевидении обычно расстояние до объекта во много раз больше фокусного расстояния ОС, то входное изображение 2 оказывается

почти плоским и располагается в задней фокальной плоскости оптической системы. На приемной стороне ТВ системы на экране электронно-оптического преобразователя, например кинескопа, образуется выходное изображение 3, которое рассматривается зрителем.

В вещательном ТВ и ФС объекты освещаются видимыми, т. е. световыми, лучами. Конечным звеном здесь является зрительный аппарат человека. Поэтому в качестве ОЭП и ЭОП применяются устройства, которые часто называют *преобразователями свет – сигнал* и *сигнал – свет*. Отличительная особенность ТВ – способность делать видимыми те объекты, которые сами испускают или облучаются невидимыми лучами – инфракрасными, ультрафиолетовыми, рентгеновскими, а в общем случае – от радиоволн до гамма-излучений (см. А на рисунке 1.1), в том числе и ультразвуковыми волнами. Для этого в прикладном ТВ применяют ОЭП, чувствительные не только к видимому спектру электромагнитных волн, но и к любому другому. Часто объект просвечивается световыми лучами (например, при показе кинофильмов по ТВ, слайдов и диафильмов).

Входное изображение на поверхности преобразователя свет – сигнал можно представить в виде бесконечного числа точек различной яркости. Если фотоэлемент – простейший преобразователь свет – сигнал установить в систему (рисунок 1.2), то изображение передано не будет, так как на его выходе получится электрический сигнал, пропорциональный интегральной яркости изображения. Объясняется это существенной особенностью оптического изображения: его параметры (например, яркость, цветовой тон, насыщенность) меняются и во времени, и в пространстве, т. е. каждая точка изображения может иметь свои значения этих параметров. Следовательно, изображение является многомерной пространственно-временной функцией. Это и отличает изображение от звукового сообщения (и многих других), которое представляет собой изменяющееся во времени звуковое давление (один параметр) в данной точке пространства. Поэтому трудностей с преобразованием давления в сигнал не возникает, так как одномерная функция времени преобразуется (с помощью микрофона) в одномерный электрический сигнал.

Предположим, что передается черно-белое изображение. Тогда каждая его точка характеризуется только мгновенным значением яркости, для одновременного преобразования которой в электрические сигналы потребуется бесконечное множество элементарных фотоэлементов. Но физически это нереализуемо. Однако опыт подсказывает, что, с одной стороны, одновременно

наблюдатель видит ограниченную часть пространства, измеряемую пространственным углом – углом зрения, а с другой, что в заданном угле зрения мы видим не все сколь угодно малые детали предметов: существует наименьшая деталь, которую может различить человек, т. е. деталь, яркость (и другие параметры) которой по всей ее поверхности воспринимается одинаковой. Размеры детали определяются минимальным углом, называемым *углом разрешения зрения*. Соответствующий этой детали небольшой участок в плоскости оптического изображения 2 называется *элементом изображения*. Конечные значения угла зрения и угла разрешения позволяют представить плоское изображение в виде совокупности конечного числа N элементов изображения.

Очевидно, что число N зависит от получателя сообщения: в телевидении и в большинстве систем ФС – от параметров зрения человека, при передаче изображений газетных полос (ИГП) – от требований полиграфического производства. Так, в современном вещательном ТВ число элементов изображения достигает 500 тыс., при передаче ИГП $N \approx 10^8$.

Все параметры, описывающие каждый элемент изображения, нужно преобразовать в электрические сигналы (произвести анализ изображения), передать их по каналам связи и преобразовать принятые сигналы в видимое изображение (в ТВ) или записать на носитель (в ФС), т. е. произвести синтез изображения.

Каждый элемент изображения можно рассматривать как отдельный источник оптического сигнала, поэтому СПИ является многоканальной системой, в которой должны быть использованы те или иные методы уплотнения сигналов для сокращения числа каналов связи. Как будет показано далее, обычно в СПИ используется временное уплотнение каналов (оно чаще называется пространственно-временным преобразованием). Проблема уплотнения каналов усложняется при передаче цветных изображений, когда каждый элемент характеризуется уже не одним, а несколькими параметрами, подлежащими передаче.

Математическая модель изображения

Для установления требований к характеристикам и параметрам СПИ, их обоснования, а также анализа и оптимизации СПИ необходимо от физических объектов перейти к их математическим моделям, которыми будем назы-

вать упрощенные (приближенные) описания изображений, устройств и происходящих в них процессов на языке математики.

Из рисунка 1.2 следует, что в СПИ для описания физических объектов требуется пять классов математических моделей: изображений, сигналов, каналов связи, преобразователей свет – сигнал и сигнал – свет. Само же изображение тесно связано со свойствами оптической системы. Рассмотрим математическую модель изображения.

Так как изображение связано с распределением электромагнитного поля, последнее наиболее строго может быть описано изменением амплитуды a , фазы φ и трех углов ψ_1, ψ_2, ψ_3 , определяющих положение плоскости поляризации в пространстве (например, в прямоугольной системе координат x, y, z). Тогда распределение амплитуды, фазы и углов в пространстве, времени и по длинам волн будет представлять собой совокупность пяти функций пяти аргументов:

$$a(x, y, z, \lambda, t); \varphi(x, y, z, \lambda, t); \Psi_1(x, y, z, \lambda, t); \Psi_2(x, y, z, \lambda, t); \Psi_3(x, y, z, \lambda, t), \quad (1.1)$$

которую следует рассматривать как наиболее полную математическую модель изображения. Непрерывное изображение можно представить дискретным, состоящим из N элементов, в пределах каждого из которых значения функций (1.1) остаются постоянными.

Если количество каналов связи, необходимых для передачи информации только об одном элементе изображения, обозначить M (на основании выражения (1.1) $M = 25$), то для одновременной передачи всего изображения потребуется $M \times N = 25 \times 5 \times 10^5$ каналов связи (так как в ТВ $N \sim 5 \times 10^5$), что физически нереализуемо.

Представленная модель изображения может быть существенно упрощена. В вещательном ТВ и ФС в выражении (1.1) можно оставить только первую функцию, так как для освещения объектов используются некогерентные и неполяризованные источники и, следовательно, фаза и углы в функциях (1.1) принимают случайные значения. Даже если источник излучает поляризованные и когерентные колебания, преобразователь свет – сигнал, как правило, не чувствителен к изменению плоскости поляризации и фазы.

С учетом этих ограничений и того, что оптическое изображение является плоским, математическая модель изображения описывается двухмерной функцией, изменяющейся во времени и по длинам волн: $a(x, y, \lambda, t)$. Такое

представление соответствует цветному изображению, поскольку спектральный состав света связан с понятием о цвете. Черно-белое изображение описывается функцией с разделяющимися переменными $a(x, y, \lambda, t) = a(x, y, t) \times a(\lambda) = L(x, y, t)$, так как преобразователь свет – сигнал в этом случае реагирует только на мощность излучения (находится путем интегрирования в пределах видимого диапазона произведения $a(\lambda) \times S(\lambda)$, где $S(\lambda)$ – спектральная чувствительность преобразователя к колебаниям разной длины волны.

Каждый элемент черно-белого изображения описывается пространственно-временной функцией $L_i(x, y, t)$, которая отражает закон изменения яркости, а изображение, состоящее из N элементов, – совокупностью таких функций:

$$\sum_{i=1}^N L_i(x, y, t). \quad (1.2)$$

Для одновременной передачи информации только о яркости элементов изображения требуется N каналов связи.

При передаче цветных изображений необходимо несколько преобразователей свет – сигнал, каждый из которых чувствителен к «своему» участку спектра. Если характеристики $S(\lambda)$ преобразователей будут смещены друг относительно друга, например на 20 нм, то необходимое их число равно $(780 - 380)/20 = 20$. В любом случае при одновременной передаче цветного изображения, состоящего из N элементов, требуется большее количество каналов, чем при передаче черно-белого. В ФС неподвижное изображение полностью определяется функцией двух пространственных координат $L(x, y)$ в пределах интервала времени передачи.

Принцип одновременной передачи информации о всех элементах изображения не нашел применения в ТВ и ФС в связи с потребностью в чрезмерно большом числе каналов связи.

Пространственное и временное преобразование изображения

Для передачи информации об изменяющихся во времени пространственных изображениях нужно найти такие методы преобразования изображения в сигнал (одномерную функцию времени), которые при меньшем числе каналов (в предельном случае – одном) позволяли бы передавать не только временное изменение параметров, но и пространственное.

При наличии только одного канала связи используют идею последовательной передачи изображений по элементам, которую независимо друг от друга предложили русский ученый П. И. Бахметьев в 1880 г. и португальский А. де Пайва в 1879 г.

В простейшем случае эта идея может быть осуществлена следующим образом. Источник света 2 освещает объект 1 (рисунок 1.3, а). Его изображение (рисунок 1.3, б) с помощью объектива 3 строится в плоскости 4, в которой расположено развертывающее устройство 6, перемещающее развертывающий элемент (РЭ), например диафрагму, в плоскости входного изображения 4. Поэтому РЭ пропускает последовательно световой поток от каждого

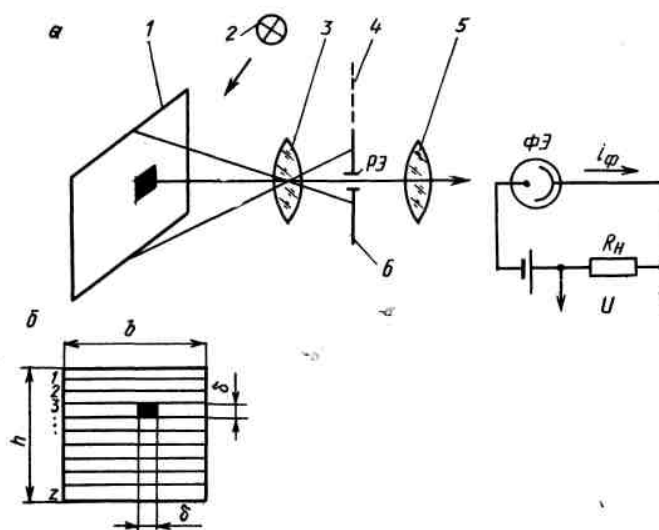


Рисунок 1.3 – Преобразование изображения в электрический сигнал

а — схема преобразования; б — траектория перемещения развертывающего элемента в плоскости входного изображения.

элемента изображения на собирательную линзу 5, которая направляет его на фотоэлемент (ФЭ). Возникающий ток I_{Φ} на резисторе нагрузки R_H образует напряжение сигнала, мгновенная величина которого пропорциональна яркости данного элемента изображения. Рабочая поверхность ФЭ должна равняться площади элемента изображения (если он перемещается вместе с РЭ) или входного изображения (если он неподвижен). Так производится анализ изображения – преобразование пространственного потока (1.2) во временную последовательность.

Для синтеза изображения на приемной стороне можно источник света, модулируемый сигналом, расположить в том месте, где на рисунке 1.1, а показан объект, вместо объектива 3 установить собирательную линзу, а за развертывающим устройством – матовое стекло. При согласованном движении РЭ на передающей и приемной сторонах выходное изображение формируется на матовом стекле.

Перемещение РЭ в процессе анализа и синтеза изображения по определенному периодическому закону называется *разверткой* или *сканированием* изображения. След от перемещения РЭ вдоль оси x называется *строкой*, а совокупность строк – *растром*. Интервал времени между двумя последовательными моментами, когда РЭ попадает в одну и ту же точку раstra, называется *периодом кадра*, а изображение, полученное в результате однократного воспроизведения всех элементов, – *кадром*.

Благодаря развертке стало возможным преобразование изображения в удобный для передачи по каналу связи электрический сигнал. Осуществляется это анализирующим устройством на передающей стороне и синтезирующим – на приемной (рисунок 1.5).

Чтобы не передавать координаты элементов изображения, необходимо обеспечить синхронность и синфазность работы развертывающих устройств на обеих сторонах СПИ, т. е. при анализе и синтезе изображения. Синхронность достигается при равенстве частот разверток на обеих сторонах, а синфазность – начальных положений развертывающих элементов. На практике это может быть реализовано двумя способами: с помощью специальных сигналов, передаваемых в дискретные моменты времени совместно с сигналом изображения, или автономно. В ТВ применяется первый способ, в системах ФС – оба. Сигнал изображения совместно с сигналами синхронизации и фазирования называется *полным факсимильным сигналом*.

В ТВ устройства развертки на обеих сторонах СПИ обычно работают в автоколебательном режиме и создают пилообразные колебания тока или напряжения. Синхронная и синфазная работа разверток обеспечивается принудительной их синхронизацией *синхронизирующими импульсами строчными* (ССИ) и *кадровыми* (КСИ). На передающей стороне сделать это легко, а для синхронизации приемной стороны нужно вместе с сигналом изображения по одному каналу связи передавать ССИ и КСИ. Кроме них, как уже известно (см. п. 1.2.3), для гашения развертывающего луча кинескопа на время обратных ходов развертки по строкам и кадрам требуется передавать строчные (СГИ) и кадровые (КГИ) гасящие импульсы. В этих же интервалах времени передаются синхроимпульсы. Смесь сигнала изображения, ССИ, КСИ, СГИ и КГИ образует *полный ТВ сигнал*:

$$U_{\Sigma}(t) = U_{из}(t) + U_{СГИ}(t) + U_{КГИ}(t) + U_{ССИ}(t) + U_{КСИ}(t), \quad (1.3)$$

который подается на передатчик или в линию связи непосредственно. В простейшем случае в передатчике производится модуляция несущей частоты. Дальнейшая передача осуществляется либо по радиоканалу (в том числе по радиорелейным и спутниковым линиям связи), либо по любой направляющей системе (кабелю, волноводу, световоду).

1.3 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА АППАРАТНО-СТУДИЙНОГО КОМПЛЕКСА. ФОРМИРОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА

Тракт вещательного телевидения – совокупность трактов передачи изображения и звукового сопровождения – включает комплекс технических средств для передачи ТВ изображения от входного зрачка объектива ТВ передающей камеры до экрана ТВ приемника и от микрофона до громкоговорителя ТВ приемника.

Из всего многообразия возможных вариантов построения трактов вещательного ТВ можно выделить основные: 1) передача ведется с аппаратно-студийного комплекса (АСК) телецентра по радиоканалу непосредственно на ТВ приемники; 2) передача ведется с АСК телецентра по радиоканалу на головные станции систем кабельного телевидения, с которых ТВ сигнал через распределительные сети подается на абонентские ТВ приемники по коаксиальному или волоконно-оптическому кабелю; 3) ведется междугородная или международная передача с помощью кабельной, радиорелейной или спутниковой системы передачи, состоящей из аппаратуры, которая установлена в конечных междугородных ТВ аппаратных с обслуживаемыми и необслуживаемыми усилительными пунктами между ними, в конечных и промежуточных радиорелейных станциях, в передающих и приемных станциях связи с искусственным спутником Земли.

Полный ТВ сигнал формируется в АСК телецентра (рисунок 1.6). Источником сигнала является ТВ передающая камера (КТП). КТП черно-белого ТВ содержит оптическую систему, одну передающую ТВ трубку, блок развертки (БР), электронный видеоискатель – малогабаритное видеоконтрольное устройство и предварительный видеоусилитель (ПУ).

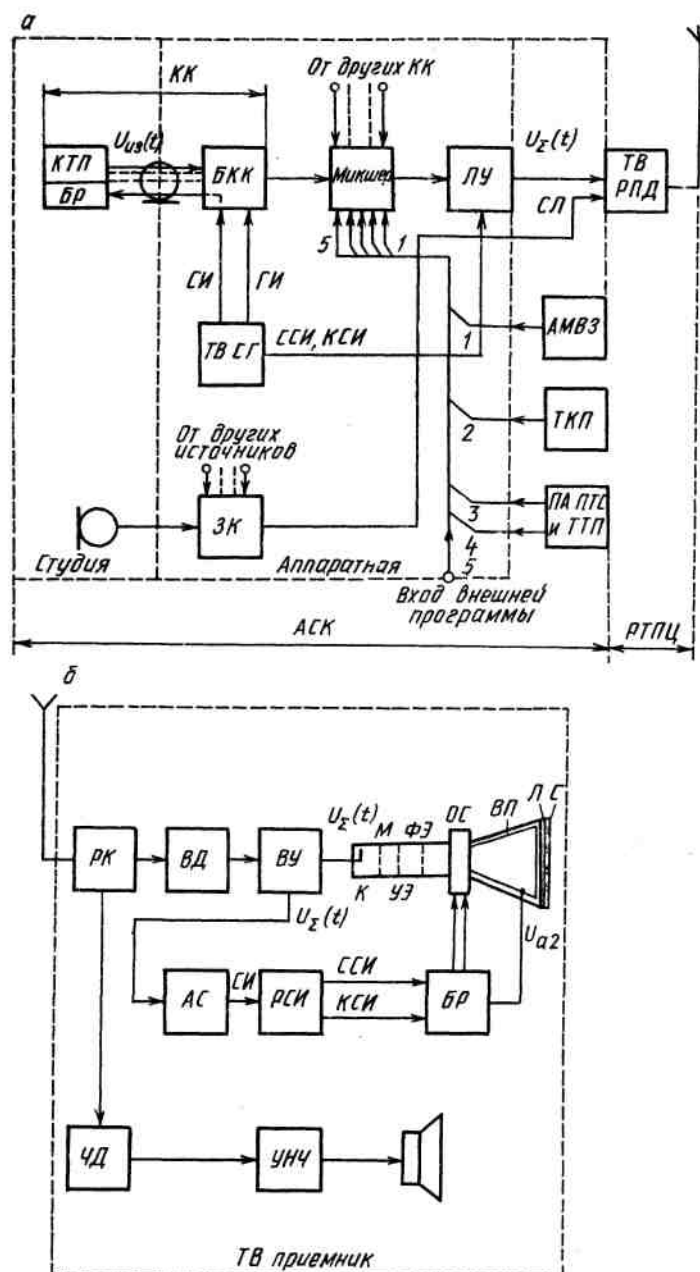


Рис. 1.6. Упрощенная структурная схема тракта вещательного телевидения.

Каждая КТП соединяется с аппаратной камерным кабелем - многожильным коаксиальным кабелем, по внутренним проводникам которого в обоих направлениях передаются все необходимые сигналы и напряжение питания для КТП. В последнее время чаще применяется легкий коаксиальный кабель с малым числом жил или даже одножильный, по которому сигналы передаются путем частичного и полного уплотнения. Для этих же целей начинает широко использоваться волоконно-оптический кабель.

Синхронизация блоков развертки во всех КТП производится поступающими по камерному кабелю от ТВ синхрогенератора (ТВ СГ) строчными

и кадровыми синхроимпульсами (СИ). Гасящие импульсы передающей трубки обычно формируются непосредственно в КТП из СИ.

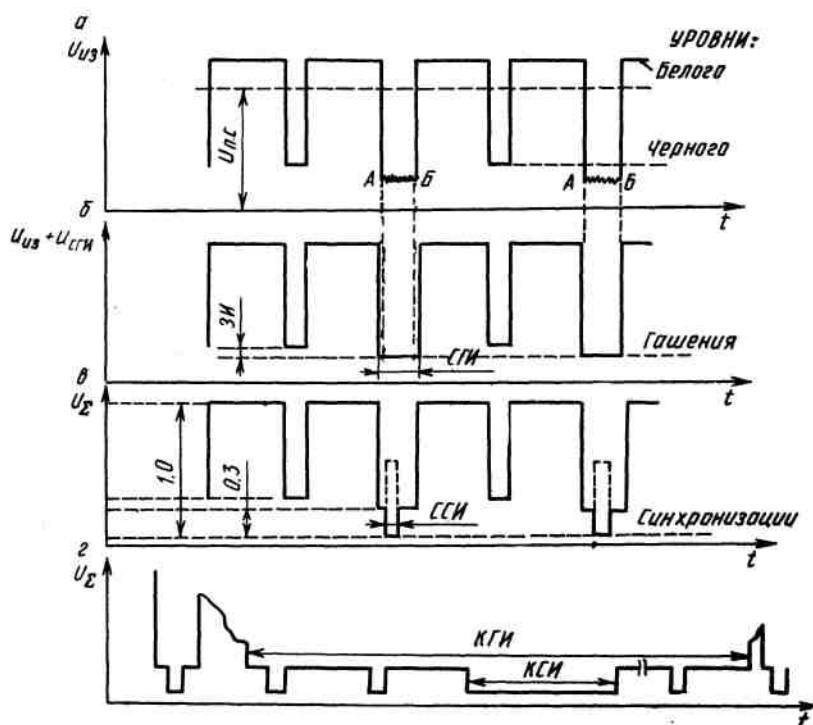


Рисунок 1.7 – Осциллограммы ТВ сигнала на разных этапах его формирования

ТВ сигнал, усиленный в ПУ, поступает в блок камерного канала (БКК), в котором производится основное усиление сигнала, коррекция его искажений (в том числе и некоторых, возникающих в приемнике) и введение гасящих импульсов приемных трубок. В этом блоке осуществляется противошумовая коррекция, компенсация неравномерности фона раstra передающей трубки, коррекция апертурных, полутонных и других искажений. Совокупность КТП и БКК называется *камерным каналом* (КК). Затем ТВ сигнал подается на микшер (расположен на пульте видеорежиссера), в котором производится плавное или дискретное микширование (смешение) его с сигналами от иных ТВ датчиков: других камерных каналов АСК, телекинопроекторов (ТКП), аппаратной магнитной видеозаписи (АМВЗ), передвижных ТВ станций (ПТС), телевизионных трансляционных пунктов (ТТП), а также с сигналами внешних программ, поступающими из других городов. ТТП оборудуются в театрах, концертных залах, на стадионах и т. п. ПТС и ТТП по существу представляют собой небольшие телецентры, соединенные линией связи (чаще всего радиорелейной) с приемной аппаратурой (ПА) ПТС и ТТП на телецентре. Имеется возможность обхода микшера, а также создания различных видеоэффектов.

Далее сигнал подается на линейный усилитель (ЛУ), в котором в сигнал вводятся кадровые и строчные синхроимпульсы для синхронизации разверток в ТВ приемниках. На этом заканчивается формирование в АСК полного ТВ сигнала. Все датчики ТВ сигналов в АСК должны работать синхронно и синфазно. С этой целью все синхрогенераторы работают в ведомом режиме от одного – центрального.

Сигнал звукового сопровождения в звуковом канале (ЗК) обрабатывается, усиливается и поступает на коммутатор, в котором при необходимости производится коммутация (или микширование) сигналов от различных источников. Сформированные в АСК звуковой и ТВ сигналы по соединительным линиям (СЛ) подаются на радиотелевизионный передающий центр (РТЦ), число ТВ радиопередатчиков (РПД) на котором равно числу передаваемых ТВ программ. Для передачи ТВ и звуковых сигналов используются амплитудная и частотная модуляции соответственно.

Рассмотрим осциллограммы сигналов в отдельных точках тракта передачи. Пусть передается изображение в виде тонкой вертикальной черной полоски на белом фоне. Будем считать, что при передаче белого (черного) получается максимальный (минимальный) сигнал. Во время обратного хода электронного луча передающей трубки ТВ сигнал не образуется, так как трубка закрыта гасящими импульсами (участки $A - B$ на рисунке 1.7, а; незначительные изменения напряжения в это время обусловлены шумами трубки – флуктуациями темнового тока). Образующийся непосредственно на выходе трубки ТВ сигнал однополярен, т. е. содержит постоянную $U_{н.с}$ или среднюю составляющую, величина которой зависит от средней освещенности объекта. Все осциллограммы на рисунке 1.7 приведены в предположении, что диаметр луча трубки бесконечно мал, постоянная составляющая в сигнале не потеряна, хотя тракт АСК строится на усилителях переменного тока, которые ее не пропускают.

В блоке камерного канала (см. рисунок 1.6, а) производится ограничение шумовой дорожки в интегралах обратных ходов $A - B$ и введение СГИ приемных трубок. Уровень гашения принимается за опорный, равный нулю. Разность между уровнем гашения и уровнем черного (рисунок 1.7, б), называемая *защитным интервалом*, может составлять от 0 до 7 %. В интервалы СГИ вводятся (в линейном усилителе) ССИ (рисунок 1.7, в).

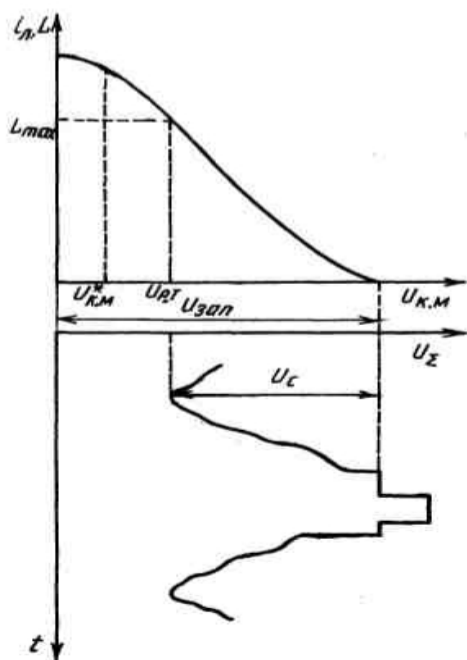


Рисунок 1.8 – Анодно-катодная характеристика кинескопа и полный ТВ сигнал на его входе

Аналогично во время обратного хода электронного луча передающей трубки по кадру в ТВ сигнал вводятся КГИ и КСИ, упрощенная форма которых показана на рисунке 1.7, г.

Как видно из рисунка 1.7, в данном случае используется временное уплотнение сигналов, которые передаются не в одном и том же динамическом диапазоне: сигнал изображения – выше уровня гашения, а синхронизации – ниже. Это позволяет, во-первых, легко выделять ССИ и КСИ из сигнала $U_{\Sigma}(t)$ в амплитудном селекторе (ограничителе) ТВ приемника (см. рисунок 1.6, б); во-вторых, подавать полный ТВ сигнал непосредственно на катод кинескопа без вычеркивания ССИ и КСИ (рисунок 1.8).

1.4 ВОСПРИЯТИЕ ОПТИЧЕСКОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Основные характеристики зрительной системы

Зрительная система является конечной ступенью телевизионной системы. Сама возможность осуществления телевизионных передач (и наличия кино) основана на свойствах зрения. Поэтому их изучение исключительно важно как для понимания основ телевидения, так и установления требований к телевизионной системе при ее проектировании.

К основным характеристикам зрения, определяющим параметры телевизионной системы, относятся: световая чувствительность; контрастная чувствительность; пространственная разрешающая способность; инерционность зрения (временная разрешающая способность).

Цветовые характеристики зрения рассматриваются в разделе 2.

Световой поток от наблюдаемого объекта через оптическую систему глаза (рисунок 1.9) попадает на светочувствительную оболочку – сетчатку, содержащую большое количество светочувствительных элементов – колбочек и палочек (около 7 и 130 миллионов соответственно). В последних, в ре-

зультате фотохимических процессов, световой поток преобразуется в электрические импульсы, которые по волокнам зрительного нерва передаются в головной мозг. Колбочек и палочек намного больше, чем волокон (около миллиона), к которым они присоединяются, объединившись в узлы и группы. Уже в узлах происходит переработка информации: отсев части ее и кодирование. Колбочки являются аппаратом дневного зрения и характеризуются малой световой чувствительностью, но большой разрешающей способностью и свойством различать цвета. Палочки обеспечивают сумеречное зрение, не обладают способностью различать цвета, имеют малую разрешающую способность, но большую световую чувствительность.

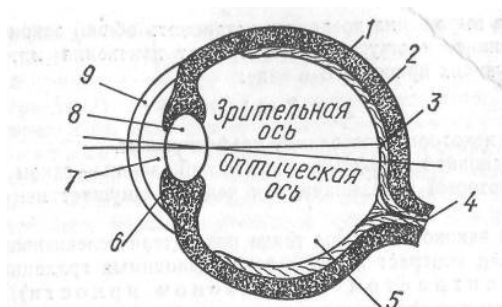


Рисунок 1.9 – Горизонтальный разрез правого глаза: 1 – склера; 2 – сетчатая оболочка; 3 – центральная ямка желтого пятна; 4 – зрительный нерв; 5 – студенистое тело; 6 – радужная оболочка; 7 – передняя камера; 8 – хрусталик; 9 – роговица.

Способность глаза фокусировать на сетчатке изображения предметов, находящихся на различном расстоянии, называется аккомодацией.

Глаз обладает свойством изменять свою световую чувствительность, приспособляясь к освещенности в очень больших пределах. Это свойство называется адаптацией. По мере увеличения освещенности световая чувствительность глаза уменьшается.

Экспериментально установлено (Э. Вебером в 1846 г.), что изменение интенсивности ощущения света глазом ΔE связано не с абсолютным изменением яркости объекта $\Delta B = B_2 - B_1$, а с относительным, т. е. отношением величины ΔB к первоначальной яркости (или яркости фона)

$$\Delta E = k(\Delta B / B_1) \quad (1.4)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

В пределах средних величин яркости ($10 \dots 1000$ кд/м²) значение ΔE минимальное и постоянное и называется пороговым контрастом:

$$\delta = \Delta B / B = 0,02 \dots 0,05, \quad (1.5)$$

обратная величина – контрастной чувствительностью, а ΔB – разностным порогом световой чувствительности глаза.

В астрономии $\delta = 1,5 \%$, в научной фотографии – 5% , а в телевидении – 3% (при яркости телевизионного изображения в 40 кд/м^2).

Г. Фехнер (1860 г.) представил выражение (1.4) в дифференциальном виде, расширив область действия закона Вебера:

$$dE = k(dB / B).$$

Данное выражение позволяет установить общий закон зависимости интенсивности ощущения света E от изменения интенсивности соответствующих яркостей B в виде:

$$E = k \ln B + c, \quad (1.6)$$

где k и c – некоторые постоянные коэффициенты.

Это основной психофизиологический закон – закон Вебера-Фехнера, который показывает, как человек ощущает изменения яркости. С этим законом связаны такие показатели телевизионного изображения, как контраст и число воспроизводимых градаций яркости.

Под контрастом (диапазоном яркости) изображения K понимают отношение максимальной его яркости к минимальной:

$$K = B_{\max} / B_{\min}. \quad (1.7)$$

Диапазон воспринимаемой глазом яркости с учетом ночного и дневного зрения равен примерно 10^8 (от $0,1 \text{ кд/м}^2$ в сумерки до слепящей яркости лампы накаливания 10^7 кд/м^2 , которую еще можно выдерживать). Если бы между ощущением и соответствующей ему яркостью существовала прямая пропорциональная зависимость, а не логарифмическая (формула 1.6), то такой диапазон яркости должен был бы уложиться в сознании человека. Благодаря адаптации глаз сужает диапазон освещенности на сетчатке, а логарифмическая зависимость ощущения значительно уменьшает этот диапазон.

В изображениях на киноэкране, рисунках диапазон яркости (контраст) гораздо меньше и не превышает $50 \dots 100$. Поэтому телевизионное изображение, имеющее контраст $30 \dots 40$, считается хорошим.

Кроме ярких и темных мест, соответствующих максимальной $B_{\max}$ и минимальной $B_{\min}$ яркости, в изображении имеется еще много ее градаций, т. е. полутеней, число которых при заданном K легко определить на основании

закона Вебера – Фехнера. Предположим, что $B_{min}=B_1$, тогда следующие различимые значения яркости в диапазоне $B_{min}...B_{max}$ будут равны:

$$B_2 = B_1 + \delta B_1 = B_1(1 + \delta),$$

$$B_3 = B_2 + \delta B_2 = B_1(1 + \delta)^2.$$

...

$$B_m = B_{max} = B_{m-1} + \delta B_{m-1} = B_1(1 + \delta)^{m-1}$$

Отсюда находим выражение для числа градаций m , которое с учетом формулы (1.7) после упрощения примет вид:

$$m = 2.3 \lg K / \delta \quad (1.8)$$

Количество воспроизводимых градаций яркости позволяет судить о правильности передачи полутонов изображения. Оценка производится по градационным клиньям, на испытательной таблице. При хорошем качестве изображения на экране должны воспроизводиться не менее 8 градаций яркости. Если яркость и контрастность изображения установлены правильно, величина m зависит от амплитудной характеристики телевизионного тракта, представляющей собой зависимость выходного напряжения (яркости изображения) от входного (яркости объекта). Эта характеристика нелинейна и может быть выражена степенной функцией с показателем γ :

$$B_{из} = k B_{об}^{\gamma_{общ}} \quad (1.9)$$

где k – коэффициент, характеризующий отношение средней яркости воспроизводимого и передаваемого изображений;

$\gamma_{общ} = \gamma_{пер}\gamma_{тр}\gamma_{пр}$ – показатели степенных функций, описывающих нелинейные характеристики передающей трубки, усилительного тракта и приемной трубки соответственно.

С помощью гамма-корректоров на телецентре корректируют амплитудную характеристику всего тракта от «света до света». В системах черно-белого телевидения стремятся к тому, чтобы получить $\gamma_{общ} > 1$ ($\approx 1,3$), при этом контраст воспроизводимого изображения больше, чем передаваемого, что способствует достижению наибольшего художественного эффекта. В цветном телевидении $\gamma_{общ} = 1$, чтобы не происходило искажения цветов.

Разрешающей (пространственной) способностью глаза, или остротой зрения, называют величину, обратную разрешаемому углу φ , т. е. минимальному углу, под которым еще видны две точки отдельно. При уменьшении

угла точки сливаются в одну. Для их отдельного наблюдения необходимо, чтобы между ними находился, по крайней мере, один элемент сетчатки – колбочка. Считая диаметр колбочки равным примерно 5 мкм, легко определить, что изображению такого размера соответствует точка, видимая с расстояния 30 см под углом около одной угловой минуты. Это значение разрешающей способности справедливо только для черно-белых изображений.

На сетчатке глаза имеется так называемое желтое пятно, в середине которого расположена центральная ямка (диаметром $\sim 1^\circ$), являющаяся местом наиболее ясного зрения. Детали предмета, которые нужно лучше рассмотреть, оптическая система глаза фокусирует на центральной ямке, в которой плотность колбочек наиболее высокая, палочки отсутствуют и к каждой колбочке подходит отдельное волокно зрительного нерва. Палочек нет и в более обширной области желтого пятна диаметром $\sim 2^\circ$. При удалении от нее разрешающая способность глаза уменьшается и различимость мелких деталей объекта снижается, так как плотность колбочек уменьшается, а число их, приходящееся на каждое нервное волокно, увеличивается.

1.5 ПАРАМЕТРЫ ТВ СИСТЕМ И СОГЛАСОВАНИЕ ИХ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗРЕНИЯ

Выбор и обоснование числа строк разложения, частоты кадров, разрешающей способности

Разрешающая способность глаза определяет один из основных параметров телевизионной системы – число строк разложения изображения z .

Если все изображение рассматривается на расстоянии L под углом α (рисунок 1.10),

$$\alpha = 2 \arctg(h / 2L)$$

то для того чтобы в этих условиях не была заметна строчная структура, число строк разложения должно составлять:

$$z = \alpha / \varphi = (2 \arctg(h / 2L) / \varphi) \quad (1.10)$$

где $\varphi = 1'$ – разрешаемый угол;

оптимальное значение L при формате кадра $k = b : h = 4 : 3$ принято считать равным 4...6 высотам h изображения.

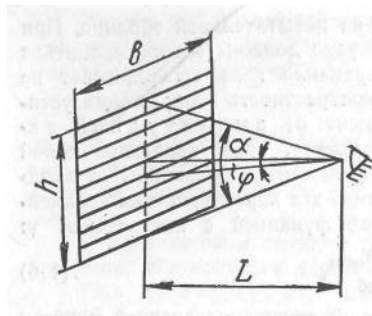


Рисунок 1.10 – Определение количества строк разложения

Формат кадра передаваемого изображения выбран исходя из того, что зона действия желтого пятна на сетчатке глаза соответствует 8° по горизонтали и 6° – по вертикали. Поэтому объект наблюдения, который воспринимается сразу весь (изображения в кино, картины и т. п.), обычно имеет прямоугольную форму с соотношением сторон $4 : 3$. В кино формат изображения также был ранее $4 : 3$, с переходом же на звуковое стал $11 : 8$, так как часть кадра занята звуковой дорожкой.

Подставляя в выражение (1.10) численные значения величин, получаем:

$$z = 2 \arctg(h / 2(4 \dots 6)h) / (1 : 60) = \frac{10 \dots 14}{1/60} = 600 \dots 840 \text{ строк}$$

В стандартах вещательного телевидения D/K, В/G и других, используемых в большинстве стран мира, z принято равным 625 строкам, в стандартах М и N, применяемых в США, Канаде, Японии и ряде других стран $z = 525$.

Следует отметить такую особенность зрения: при рассмотрении крупных предметов глаз все время, «обегаая» предмет, поворачивается так, чтобы на центральную ямку попадали изображения тех деталей, которые привлекают внимание. Число же отдельных элементов, которые одновременно могут быть видимы с помощью центральной ямки, невелико (несколько тысяч).

Телевизионная же система имеет постоянную разрешающую способность на всем передаваемом изображении. Поэтому элементов изображения в телевидении значительно больше, чем светочувствительных элементов в центральной ямке сетчатки.

Количество строк разложения определяет такой важный параметр, как четкость. Под четкостью понимают совокупность трех параметров: резкости, детальности и разрешающей способности. Разрешающая способность характеризует способность телевизионной системы неискаженно воспроизводить

группу штрихов, резкость – скачки яркости (быстрые переходы яркости), детальность – одиночные детали малой длительности.

Наиболее важным параметром является резкость. Это связано с тем, что глаз наиболее «остро» реагирует на искажения очень часто встречающихся на изображении яркостных скачков. Вторым по важности параметром является детальность, так как тонкие линии встречаются на изображении довольно часто. Разрешающая способность является почти чисто теоретической характеристикой, потому что практически на изображениях ряды штрихов встречаются крайне редко и их точное воспроизведение, как правило, не является очень важным.

Следующим свойством зрения является инерционность, которую в отличие от пространственной разрешающей способности можно назвать временной разрешающей способностью.

В телевидении (и кино) фактически передается не движение, а серия отдельных неподвижных изображений (кадров), отличающихся друг от друга фазой движения. Последовательное воспроизведение этих неподвижных изображений вследствие инерционности зрения воспринимается как слитное движение, если их частота равна или больше 16...20 кадров в секунду.

Многолетний опыт профессионального кино показал, что восприятие достаточно плавного движения обеспечивается при 24 кадрах в секунду (к/с).

Казалось бы, раз эффект слитности движения обеспечен, то значение 24 к/с и следует выбрать в качестве частоты передачи кадров в телевидении. Хотя движение при этом будет казаться слитным, но будут заметны сильные мелькания изображения в целом (мелькания яркости).

Минимальная частота мелькания света, при которой (и выше которой) источник кажется непрерывно светящимся, называется критической частотой мельканий $f_{кр}$. Эта частота зависит от яркости источника. Для средней яркости, которая имеет место в кино и телевидении, критическая частота составляет 46...48 Гц.

В кино выход из положения был найден довольно просто. Для того чтобы не увеличивать расход пленки и ее износ (при большей скорости протягивания), снимают фильм с частотой 24 к/с, при которой создается ощущение движения, а необходимая $f_{кр}$ достигается повторением при воспроизведении одного и того же кадра с помощью прерывания светового потока, просвечивающего пленку. В результате частота мелькания изображений на экране составляет 48 к/с, при этом ощущение мелькания исчезает.

В телевизионном приемнике достижение $f_{кр}$ таким путем представляет собой довольно сложную техническую задачу (требуется задержка широкополосного телевизионного сигнала на кадр – 40 мс). Поэтому частоту передачи кадров в телевидении следует взять равной 48...50 Гц. При критической частоте длительность перерывов между кадрами такова, что спад яркости в конце кадров не превышает 2% и остается незамеченным, так как он меньше разностного порога световой чувствительности зрения (3 %) для средней яркости телевизионного изображения.

Однако, как будет показано в подразделе 1.6, полоса частот, занимаемая телевизионным сигналом, прямо пропорциональна числу кадров, передаваемых в секунду. Поэтому увеличение частоты кадров до 48...50 Гц приведет к неоправданному расширению спектра частот телевизионного сигнала. В связи с этим в телевидении применяется другой метод уменьшения количества передаваемых кадров, а следовательно, и ширины спектра телевизионного сигнала при одновременном отсутствии мельканий. Заключается он в использовании не построчной, а чересстрочной развертки (см. подраздел 1.6), при которой каждый кадр передается за два поля (полукадра). При этом частота полей составляет 50 Гц, а кадров – 25 Гц.

Конкретное значение частоты полей – 50 Гц выбрано для обеспечения режима, синхронного с сетью. Сущность его заключается в поддержании на телецентре равенства частот сети и полей для уменьшения заметности помех от сети.

В ряде стран частота сети равна 60 Гц (США, Канада, Япония и др.). Поэтому и частота полей в системах вещательного телевидения этих стран выбрана равной 60 Гц, а кадров – 30 Гц.

В заключение рассмотрим свойство зрения, связанное с особенностью восприятия помех, которое также учитывается в телевидении.

Наиболее характерным видом помех являются флуктуационные, энергия которых почти равномерно распределена в очень широком диапазоне частот. Поэтому их часто называют белым шумом (по аналогии с белым светом), энергия которого также равномерно распределена в видимом диапазоне электромагнитных колебаний. При прохождении через радиотехнические цепи энергия помех может перераспределяться по спектру.

Установлено, что визуальное восприятие помех зависит от распределения их энергии по спектру. Низкочастотные помехи более заметны, чем высокочастотные той же мощности.

Параметры полного телевизионного сигнала

Основные параметры системы телевизионного вещания, в том числе и полного телевизионного сигнала, устанавливает ГОСТ 7845-92. Кадр изображения, включая строки, приходящиеся на кадровые гасящие импульсы (КГИ), содержит 625 строк и составляется из двух полей. Частота передачи полей равна 50 Гц. С целью упрощения обозначений под КСИ и КГИ при чересстрочной развертке понимают импульсы с частотой полей.

В телевизионных приемниках для разделения синхроимпульсов (СИ) на ССИ и КСИ используются простые устройства – дифференцирующие и интегрирующие цепочки. Принцип разделения поясняется рисунком 1.11, на котором изображены: выделенная из телевизионного сигнала последовательность СИ (а); импульсы на выходе дифференцирующей цепочки, положительные всплески которых используются для синхронизации генераторов строчной развертки (б); импульсы на выходе интегрирующей цепочки и возможный уровень синхронизации кадровой развертки (в). Длительность строки обозначена через H . Однако приведенная на рисунке 1.11, а последовательность СИ может использоваться только для построчной развертки. Синхронизация по строкам в момент передачи КСИ осуществляется с помощью врезок.

При применении чересстрочной развертки и простых устройств для разделения СИ предъявляются два дополнительных требования к импульсам, передаваемым в интервале КГИ. Объясняется это следующим.

При чересстрочной развертке начала двух полей сдвинуты по отношению друг к другу на половину строки. Поэтому начала КСИ нечетных полей будут совпадать с началом соответствующих ССИ (рисунок 1.11, а), а начала КСИ четных полей будут размещаться посередине между ССИ (рисунок 1.11, б). В связи с этим временные расстояния от начала КСИ до первой врезки в указанных полях отличаются в 2 раза. Это приводит к разной форме импульсов, выделенных интегрирующей цепочкой (рисунок 1.11, в). В результате синхронизация от КСИ нечетных и четных полей наступает через разные промежутки времени после начала этих импульсов. Этот временной сдвиг Δt_1 зависит от уровня синхронизации кадровой развертки и может привести к нестабильности чересстрочного разложения и даже к наложению строк двух полей. Для устранения этого явления врезки в КСИ делаются с двойной строчной частотой, что приводит к одинаковой форме импульсов на выходе интегрирующей цепочки. Это первое дополнительное требование.

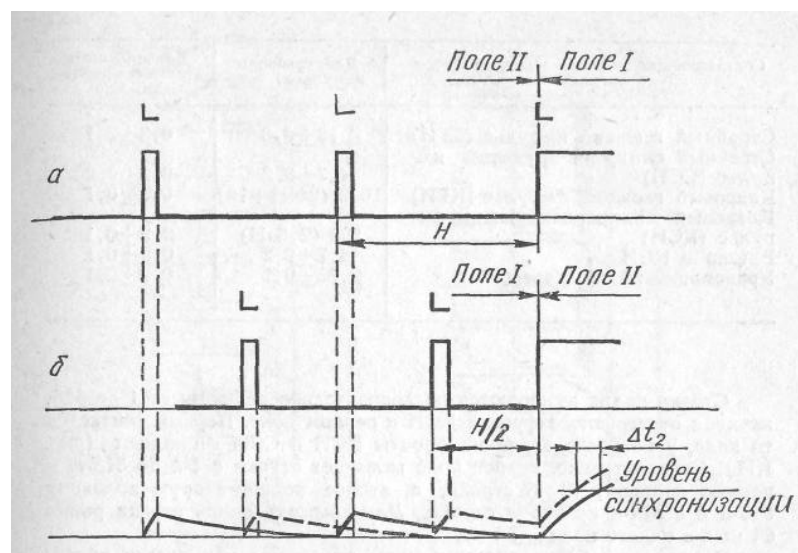


Рисунок 1.11 – Осциллограммы синхроимпульсов, поясняющие необходимость уравнивающих импульсов

Второе требование заключается в необходимости введения перед КСИ уравнивающих импульсов (УИ). Временное расстояние между КСИ и находящимся непосредственно перед ним ССИ различно для первого и второго полей (рисунок 1.11, а, б). В связи с этим форма импульсов на выходе интегрирующей цепочки будет также различной (рисунок 1.11). Временной сдвиг Δt_2 может явиться причиной ухудшения чересстрочности раstra. Для устранения этого сдвига перед КСИ обоих полей вводятся в течение $2,5 H$ уравнивающие импульсы двойной строчной частоты, а для идентичности и задних фронтов кадровых интегрированных импульсов такие импульсы вводятся и после КСИ. Указанные требования нашли отражение в стандарте на систему телевизионного вещания. Взаимное расположение составляющих сигнала изображения (телевизионных сигналов), составляющих сигнала синхронизации (ССИ, КСИ и УИ) показано на рисунке 1.12, а их основные параметры приведены в таблице. Длительность импульсов указана на уровне 0,5 размаха импульсов, а фронтов импульсов – в пределах от 0,1 до 0,9 этого размаха.

Составляющие полного телевизионного сигнала	Длительность импульса, мкс	Длительность фронтов импульса, мкс
Строчный гасящий импульс (СГИ)	$12 \pm 0,3$	$0,3 \pm 0,1$
Строчный синхронизирующий импульс (ССИ)	$4,7 \pm 0,2$	$0,2 \pm 0,2$
Кадровый гасящий импульс (КГИ)	$1612 (25 H + 12)$	$0,3 \pm 0,1$
Кадровый синхронизирующий импульс (КСИ)	$160 (2,5 H)$	$0,2 \pm 0,1$
Врезка в КСИ	$4,7 \pm 0,2$	$0,2 \pm 0,1$
Уравнивающий импульс (УИ)	$2,35 \pm 0,1$	$0,2 \pm 0,1$

Строки кадра нумеруются последовательно цифрами от 1 до 625, начиная от переднего фронта КСИ в первом поле. Первым считается то поле, у которого передние фронты КСИ и ССИ совпадают. Следовательно, первое поле включает строки с 1-й по 312-ю и первую половину 313-й строки, а второе поле – вторую половину 313-й и с 314-й по 625-ю строки. Длительность одной строки равна 64 мкс, а одного поля – 20 мс.

С приходом СИ в телевизионном приемнике начинается обратный ход луча по строке или полю (рисунок 1.12). Расположение СИ на гасящем импульсе выбрано таким, чтобы обратный ход луча начинался несколько позже начала гасящего импульса. Заканчиваться же обратный ход должен раньше, чем заканчивается гасящий импульс в телевизионном сигнале. Это нужно для того, чтобы не было геометрических искажений изображения, связанных с нелинейностью развертки (пилообразного тока), при переходе от прямого хода к обратному, и наоборот.

Поэтому начало и конец прямого хода луча (когда крутизна пилообразного тока уменьшается) как по строке ($t_3 - t_4$ и $t_5 - t_6$ на рисунке 1.12, г), так и по нечетному ($t_3 - t_4$ и $t_5 - t_6$ на рисунок 1.12, б) и четному полям ($t_7 - t_8$ и $t_1 - t_2$ на рисунке 1.12, б) на экране кинескопа не видны, поскольку в это время в телевизионном сигнале передаются строчные и кадровые гасящие импульсы.

ССИ сдвинут на 1,5 мкс по отношению к началу СГИ. Этот временной интервал предохраняет ССИ от искажений телевизионным сигналом вследствие переходных процессов в тракте. Интервал между задними фронтами ССИ и СГИ (задняя площадка СГИ) используется для фиксации уровня (управляемыми схемами восстановления постоянной составляющей) и передачи специальных сигналов в системах цветного телевидения.

В этих же промежутках может передаваться и сигнал звукового сопровождения методом широтно-импульсной или импульсно-кодовой модуляции.

В интервалах КГИ (см. рисунок 1.11) кроме составляющих полного телевизионного сигнала – ССИ, КСИ с врезками, УИ – передается сигнал цветовой синхронизации (СЦС) в системе ЦТВ СЕКАМ, а также могут передаваться и другие сигналы, например, испытательные (ИС) для контроля качественных показателей телевизионных трактов (как внутри страны, так и при международном обмене) непосредственно во время передач и кодовые импульсы сигналов опознавания (СО) пунктов введения ИС.

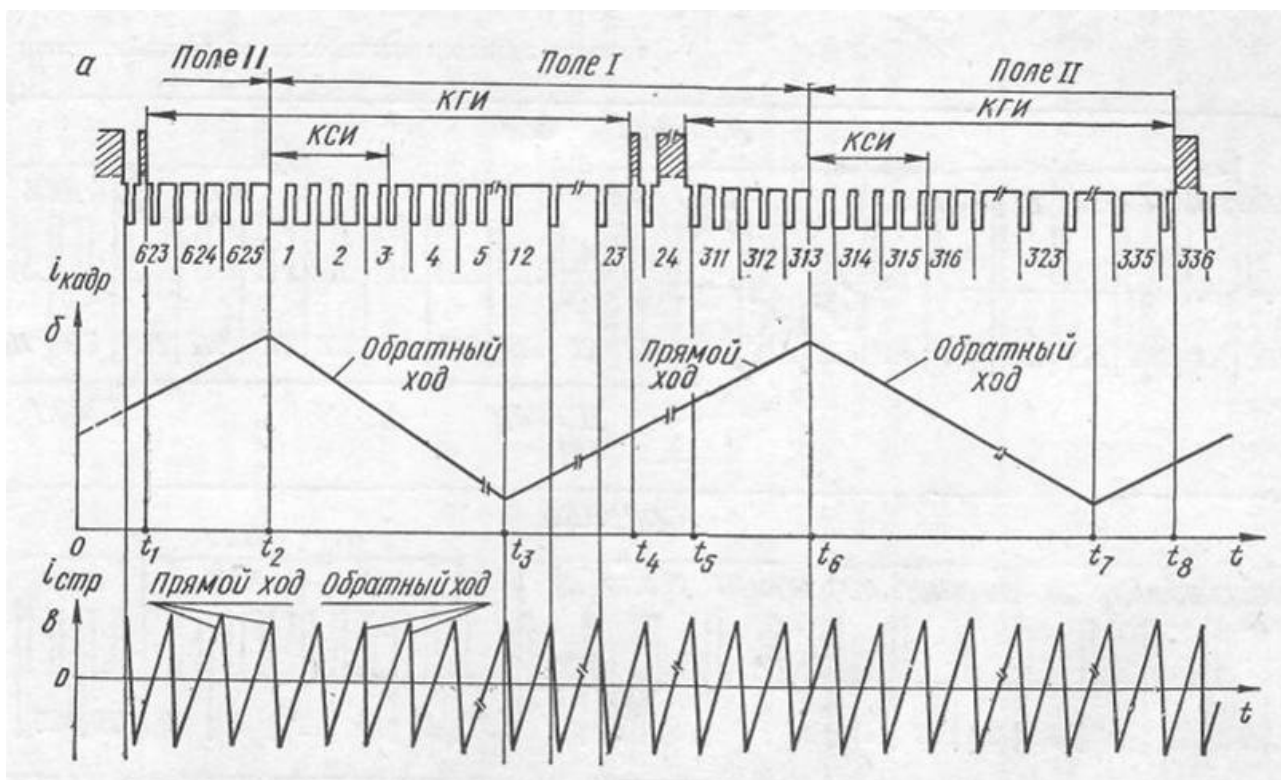


Рисунок 1.18 – Временное положение токов в строчных и кадровых отклоняющих катушках по отношению к полному телевизионному сигналу

1.6 ЧАСТОТНЫЙ СПЕКТР ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

При разработке телевизионной системы с выбранными параметрами разложения изображения (число строк в кадре и количество кадров в секунду) необходимо знать не только, какова полоса частот (ширина спектра), занимаемая телевизионным сигналом, но и как распределяется его энергия в пределах этой полосы.

Как известно, любой сложный сигнал, в том числе и телевизионный, можно представить в виде суммы гармонических (синусоидальных) колебаний с различными частотами и начальными фазами. Совокупность этих колебаний составляет частотный спектр сигнала или просто спектр. Спектр сложного сигнала можно условно изобразить в виде графика: по оси абсцисс откладывается значение частот гармонических составляющих, а по оси ординат – амплитуда этих составляющих. Если при этом начальные фазы не учитываются, то получается спектр амплитуд. Для получения исчерпывающей характеристики спектра нужно задавать также начальные фазы отдельных колебаний (спектр фаз). В дальнейшем изложении под спектром будет подразумеваться спектр амплитуд.

В качестве примера на рисунке 1.11 изображены: периодическая последовательность прямоугольных импульсов (а), ее спектр, который имеет дискретный характер (б) и содержит:

- постоянную составляющую (среднее значение за период) с амплитудой, равной $A_0 = E\tau_u / T$ (при отсутствии постоянной составляющей в сигнале ее не будет и в спектре);
- гармонические составляющие с амплитудами

$$A_k = \frac{2E\tau_u}{T} \left| \frac{\sin(k\omega\tau_u/2)}{k\omega\tau_u/2} \right| = \frac{2E\tau_u}{T} \left| \frac{\sin(k\pi\tau_u/T)}{k\pi(\tau_u/T)} \right| \quad (1.11)$$

расстояние между которыми определяется периодом (или частотой) повторения импульсов T .

Гармоничность спектра означает, что он состоит из равноотстоящих спектральных линий, а частоты гармоник находятся в простых кратных соотношениях. Отсутствие отдельных гармоник (амплитуды их равны 0) не нарушает гармоничности спектра. Так, например, у прямоугольного колебания типа «меандр» ($\tau_u = T/2$), имеющего широкое применение в измерительной технике и других областях радиотехники спектр состоит только из нечетных гармоник – первой, третьей, пятой и т. д. (см. выражение 1.8 и рисунок 1.5, б). При $T = 2\tau_u$ нули в спектре приходятся на вторую, четвертую ($k = 2, 4, \dots, n$) и другие четные гармоники.

На рис 1,5, б видно, что спектр периодического сигнала содержит очень большое число убывающих по амплитуде гармоник. (Большинство применяемых на практике сигналов имеет спектр, спадающий с ростом частоты). При этом характер спадания амплитуд гармоник зависит от скважности импульсной последовательности $N = T/\tau_u$. Чем больше N (при $\tau_u = \text{const}$), тем медленнее убывают по амплитуде гармоники, а расстояние между спектральными линиями уменьшается и амплитуды соседних гармоник мало отличаются по величине. При $N \rightarrow \infty$ (одиночный импульс), т. е. когда $T \rightarrow \infty$, спектр становится сплошным, и в этом случае говорят не об отдельных составляющих спектра, а о спектральной плотности.

Сплошной спектр одиночного импульса и огибающая дискретного спектра периодической последовательности импульсов той же длительности совпадают по форме, но отличаются по масштабу. Если одиночный импульс имеет бесконечно короткую длительность, то спектр его сплошной и равномерный.

Гармоническими дискретными спектрами характеризуются периодические сигналы, сплошными – непериодические.

Встречаются также смешанные спектры, состоящие из периодического сигнала и помехи со сплошным спектром.

Несмотря на безграничность спектра за его ширину можно условно принять полосу частот между нулем и тем значением частоты $f_е$, которое она приобретает, когда спектр первый раз обращается в нуль (рисунок 1.11, б), т.е., когда

$$f_е \tau_u = 1 \quad (1.11)$$

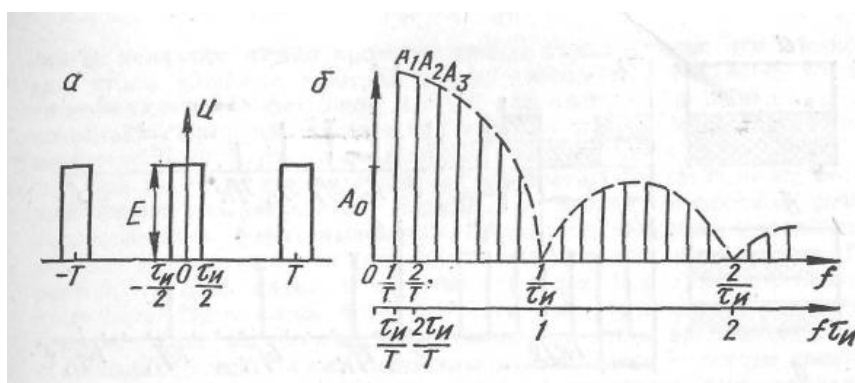


Рисунок 1.11 – Последовательность прямоугольных импульсов и ее амплитудный спектр

Как показывают расчеты, в пределах этой ширины спектра $0...f_е$ содержится около 90 % энергии импульсов. Полоса пропускания электрических цепей, по которым передается сигнал, не должна быть уже ширины спектра сигнала. Во многих случаях, когда форма фронтов импульсов не имеет значения, полосу пропускания выбирают, исходя из условия (1.12). Так, например, рассчитывается полоса пропускания для передачи периодически повторяющихся строчных и кадровых синхронизирующих импульсов.

Однако если при передаче телевизионного сигнала полосу пропускания выбрать, сообразуясь с условием (1.12), когда большинство высокочастотных составляющих спектра, соответствующих фронтам импульсов, не передается, то форма прямоугольных импульсов исказится. Это приведет к тому, что при передаче изображения вместо резких переходов от черного к белому появятся более плавные (размытые) переходы, т. е. ухудшится резкость изображения, изменение которой глаз воспринимает наиболее остро. Поэтому, когда требуется получить на выходе цепи форму импульсов, близкую к прямоугольной, произведение $f_е \tau_u$ должно быть гораздо больше 1. Выбор этой ве-

личины не однозначен и зависит от формы передаваемых импульсов. При этом полосу пропускания рассчитывают с учетом обеспечения заданной длительности фронта выходного импульса τ_{ϕ} , которая определяется практически между уровнями 0,1 и 0,9 установившегося значения. При передаче телевизионного сигнала сложной формы 'полосу пропускания можно' рассчитывать по формуле:

$$f_{\phi} = 1/2\tau_{\phi} \quad (1.13)$$

Ширина спектра телевизионного сигнала (т. е., низшая и высшая частоты) определяется следующим образом. Низшая частота характеризуется длительностью периода повторения изображения максимального размера.

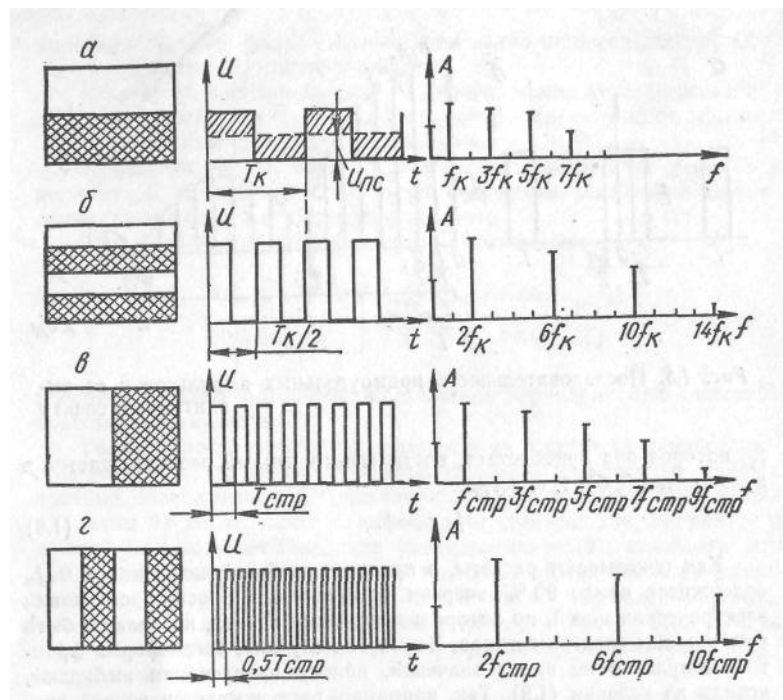


Рисунок 1.12 – Простые изображения и соответствующие им формы телевизионных сигналов и спектры сигналов

Этот период не может превышать времени передачи одного кадра T_K . Следовательно, низшая частота спектра телевизионного сигнала

$$f_H = 1/T_K = n$$

где n – количество кадров в секунду.

Спектр сигнала при передаче наиболее простого изображения, состоящего из белого и черного прямоугольников, каждый из которых занимает половину кадра (рисунок 1.12, а), включает гармонические составляющие с частотами $f_K, 3f_K, 5f_K, \dots, nf_K$, так как, согласно выражению (1.8), колебание типа «меандр» содержит в спектре только нечетные гармоники.

Для простоты рассуждения синхронизирующие и гасящие импульсы не учитывались, а развертка считалась построчной.

Кроме гармонических составляющих в спектре сигнала присутствует постоянная составляющая (ПС). Для определения ее величины нужно провести линию, параллельную оси абсцисс, так, чтобы площади, заштрихованные сверху и снизу, были равны (в этом случае говорят о том, что ПС располагается по линии равных площадей). Принцип передачи ПС, которая содержится в телевизионном сигнале на выходе передающей трубки, см. ниже.

При передаче крупных деталей изображения (сигналы от которых имеют низкую частоту первой гармоники) необходимо точно воспроизводить форму импульсов. Графически нетрудно определить, что для приведенного на рисунке 1.12, а изображения при передаче ПС, первой, третьей, пятой и седьмой гармоник форма прямоугольных импульсов будет очень близка к исходной. Другими словами, при передаче крупных деталей изображения высшие гармонические составляющие всегда лежат значительно ниже высшей частоты спектра телевизионного сигнала (определяемой мелкими деталями изображения). Поэтому их передача не вызывает особых трудностей.

Если изображение состоит из четырех черно-белых полос (рисунок 1.12, б), то длительность каждого из импульсов равна $T_K/4$, а частота повторения – удвоенной частоте кадров $2f_K$. Следовательно, в спектре сигнала будут присутствовать гармоники с частотами $2f_K$, $3 \cdot 2f_K$, $5 \cdot 2f_K$ и т. д.

Спектры сигналов, соответствующие приведенным на рисунке 1.12, в, г изображениям, содержат убывающие по амплитуде гармонические составляющие с частотами: $f_{стр}$, $3f_{стр}$ и т. д.; $2f_{стр}$, $3 \cdot 2f_{стр}$, $5 \cdot 2f_{стр}$ и т. д. Рассмотренные сигналы имеют форму меандров, поэтому их спектры содержат только нечетные гармоники.

Анализируя спектры этих сигналов, можно сделать вывод, что по мере уменьшения размеров деталей изображения спектр сигнала все более сдвигается в сторону высоких частот. Следовательно, низкие частоты спектра несут информацию о распределении яркости на крупных участках изображения, а высокие – о деталях и контурах изображения.

Высшая частота спектра телевизионного сигнала f_δ характеризует минимальный размер передаваемой детали изображения, которой является элемент разложения – квадрат со стороной, равной толщине одной строки $a = h / z$ (рисунок 1.13).

Для определения частоты повторения импульсов (первой гармоники f_1 спектра) $f_1 = 1/T_1 = 1/2\tau_3$, при $\tau_3 = T_1/2$ найдем вначале число элементов N_c , передаваемых в одну секунду, так как $\tau_3 = 1/N_c$ и, зная τ_3 , определим f_1 .

Количество элементов в кадре $N_k = k \cdot z_k \cdot z_k = k \cdot z_k^2$. Так как в одну секунду передается n кадров, число элементов, передаваемых в одну секунду, $N_c = k z_k^2 n$, а частота первой гармоники:

$$f_1 = 1/T_1 = 1/2\tau_3 = N_c / 2 = k z_k^2 n / 2 \quad (1.14)$$

При восприятии очень мелких деталей глаз плохо различает градации яркости, т. е, он практически не отличает синусоидальное распределение яркости (при воспроизведении только первой гармоники) от прямоугольного.

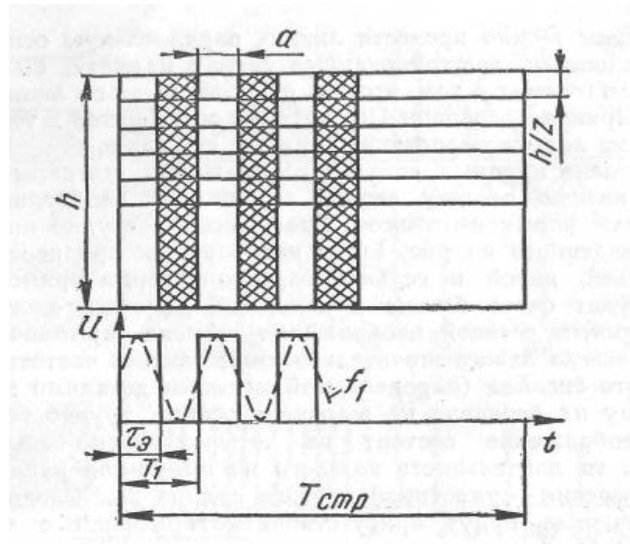


Рисунок 1.13 – Определение высшей частоты спектра телевизионного сигнала

Поэтому для воспроизведения мелких деталей достаточно передать только первую гармонику импульсов. Частота этой гармоники по формуле (1.14) и принимается за f_6 , которая с учетом потерь на обратный ход по строке и по кадру составит:

$$f_B = p \frac{k z_k^2 n}{2} \cdot \frac{(1 - \beta)}{(1 - \alpha)} \quad (1.15)$$

где p – коэффициент Келла;

$k = 4/3$ – формат кадра;

z_k – число строк в кадре;

n – количество кадров в секунду;

$\alpha = 0,18$ и $\beta = 0,08$ – коэффициенты, которые учитывают потери времени на обратный ход соответственно по строке и по кадру.

Значение частоты f_{ε} можно получить также с помощью выражения (1.13), если предположить, что длительность фронта τ_{ϕ} равна длительности импульса τ_{ε} одного элемента изображения.

Время прямого хода по строке составляет $(1 - \alpha)T_{стр}$. Уменьшение же длительности прямого хода приводит к тому, что мелкие детали и переходы яркости будут передаваться за более короткий промежуток времени. Это и является причиной расширения спектра, т. е. увеличения частоты f_{ε} , определяемой выражением (1.15), в $1/(1 - \alpha)$ раз.

Поскольку на обратный ход по кадру затрачивается βz_k строк, то реальная четкость по вертикали вместо 625 будет составлять 575 строк. Чтобы сделать примерно равной четкость по вертикали и горизонтали, полосу частот, отводимую для передачи телевизионного сигнала, сокращают в $1/(1 - \beta)$ раз.

Поясним смысл коэффициента Келла. При ширине спектра телевизионного сигнала, определяемой по выражению (1.15), минимальный размер детали в горизонтальном направлении (вдоль строк), который может быть передан без искажения яркости, равен толщине одной строки. В вертикальном же направлении (поперек строк) такая деталь в зависимости от ее расположения относительно строк раstra может быть воспроизведена одной или двумя строками. Таким образом, четкость по вертикали не является постоянной величиной и составляет от 1 до 0,5 величины четкости по горизонтали. Четкость выравнивается путем уменьшения ее в горизонтальном направлении за счет сокращения полосы частот в p раз. Величина p теоретически равна 0,64, но практически берется несколько выше – 0,8...0,9.

Подставляя в выражение (1.15) значения соответствующих величин, а также $z_k = 625$ и $f_k = 50$ Гц, выбранные исходя из пространственной и временной разрешающей способности зрения, получим $f_{\varepsilon} = 12... 13$ МГц. Обработка и передача телевизионного сигнала со столь широкой полосой частот (от $f_n = 50$ Гц до $f_{\varepsilon} = 13$ МГц) довольно затруднительны, что усугубляется «теснотой» в эфире.

Сокращать полосу частот, отводимую для передачи телевизионного сигнала, уменьшая количество строк разложения z_k , нежелательно, так как это приводит к понижению четкости изображения и заметности строчной структуры раstra. Частоту кадров также нельзя уменьшить, поскольку она выбирается из условия отсутствия мельканий яркости. Однако был найден оригинальный способ сокращения полосы частот путем уменьшения в 2 раза количества передаваемых кадров (до 25) при отсутствии мельканий яркости.

Какова же структура спектра телевизионного сигнала? Для упрощения его анализа не будем учитывать синхронизирующие и гасящие импульсы и предположим, что передается неподвижное изображение. В этом случае телевизионный сигнал можно считать почти периодическим с частотой строк (очень мало изменяющимся от строки к строке) и частотой кадров. Периодические сигналы (в том числе и телевизионные) имеют дискретный спектр (рисунок 1.14, *а*), содержащий частотные составляющие:

$$f_{xy} = xf_{стр} \pm yf_k \quad (1.16)$$

где x и y – целые положительные числа от 0 до ∞ .

Периодичность сигнала с частотой кадров приводит к тому, что каждая гармоника частоты строк оказывается промодулированной гармониками частоты кадров, в результате чего вокруг гармоник частоты строк появляются боковые частоты yf_k .

Если $x = 0$, а $y \neq 0$, что соответствует передаче горизонтальных полос, спектр сигнала будет состоять только из гармоник кадровой частоты (см. рисунок 1.12, *а, б*). Если же $x \neq 0$, а $y = 0$, что соответствует передаче вертикальных полос, спектр сигнала будет состоять из гармоник только строчной частоты (см. рисунок 1.12, *в, г*).

При передаче изображений обычно $x \neq 0$ и $y \neq 0$ и спектр телевизионного сигнала имеет вид, как на рисунке 1.14. Особенности спектра состоят в следующем: 1) количество частотных составляющих и их амплитуды зависят от содержания изображения; 2) амплитуды составляющих с ростом частоты резко уменьшаются; 3) большая часть энергии переносится низкочастотными составляющими, по сравнению с которыми высокочастотные составляющие в диапазоне 4...6 МГц ослаблены на 50...70 дБ, что хорошо видно на рисунке 1.14, *в*, где изображена огибающая спектра сигнала.

Наличие свободных промежутков, т. е. частотных интервалов, в пределах которых составляющие спектра имеют столь малые амплитуды, что с ними практически можно не считаться, позволяет передавать в этих промежутках дополнительную информацию, например, о цветности в цветном телевидении.

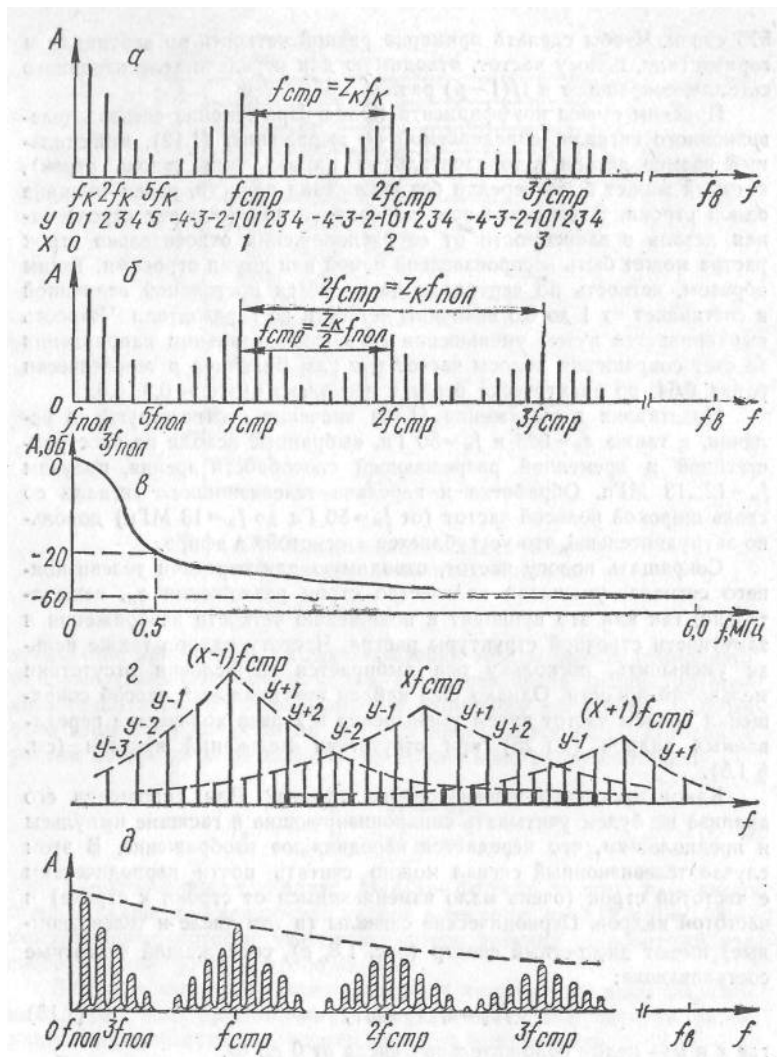


Рисунок 1.14 – Спектр телевизионного сигнала:
а – при построчной развертке; б – при чересстрочной развертке.

При переходе к чересстрочной развертке спектр сохраняет дискретный характер и содержит частотные составляющие:

$$f_{xy} = xf_{cpr} \pm yf_{пол} \quad (1.17)$$

с той лишь разницей, что боковые частоты вокруг гармоник строчной частоты будут находиться на расстояниях, кратных частоте полей $f_{пол}$.

Отличие состоит также и в том, что при построчной развертке ($f_{cpr} = z_k f_k$) между соседними гармониками частоты строк укладывается целое число (равное z_k) гармоник кадровой частоты (рисунок 1.14, а), а при чересстрочной развертке целое число гармоник частоты полей укладывается между четными (или нечетными) гармониками частоты строк (рисунок 1.14, б). Этим объясняется особенность спектров, возникающая при передаче изображений, у сигналов которых боковые полосы вокруг соседних гармоник частоты строк перекрываются. В этом случае при построчной развертке бо-

ковые линии спектра верхней боковой полосы строчной гармоники $(x - 1)f_{\text{стр}}$ и нижней боковой полосы строчной гармоники $xf_{\text{стр}}$ будут совпадать. При чересстрочной развертке совпадение будет иметь место только для боковых полос строчных гармоник $(x - 1)f_{\text{стр}}$ и $(x + 1)f_{\text{стр}}$ (рисунок 1.14, з).

Каков спектр сигнала при передаче изображений движущихся объектов? Возьмем объекты, которые за 0,5 с перемещаются на высоту кадра, т. е. $v = 2h$ см/с. Такая скорость движения объекта будет значительно меньше скорости смены кадров телевизионного изображения, поэтому период повторения частотных составляющих ($vf_{\text{пол}}$) спектра сигнала будет изменяться очень медленно.

Соответствующее этой скорости отклонение частоты полей

$$\Delta f_{\text{пол}} = f_{\text{пол}} (v / v_{\text{пол}}) = 2n(2h / 2nh) = 2 \Gamma_{\text{ц}},$$

где $v_{\text{пол}} = 2nh$ – скорость развертки по полю.

Аналогично изменяется частота строк при движении объекта с такой же скоростью по горизонтали.

Таким образом, в зависимости от направления движения объекта расширяются (на ± 2 Гц) спектральные линии строчных или (и) гармоник частоты полей, т. е. спектральные линии будут занимать довольно узкие полосы частот и дискретный характер спектра практически сохранится (рисунок 1.14, д). Объекты, имеющие большую скорость движения, трудно рассмотреть как в природе, так и на экране, поскольку они воспринимаются смазанными.

К появлению очень низких частот (от 0 до 2...3 Гц) в спектре сигнала приводят также изменения средней яркости изображения объектов. При быстрых изменениях средней яркости на воспроизводимых изображениях возникают мерцания яркости, поэтому стремятся к тому, чтобы средняя яркость изменялась медленно. Следовательно, телевизионный сигнал занимает очень широкий спектр, начиная с нулевых частот. Сигнал на выходе передающей трубки однополярен и содержит среднюю или постоянную составляющую $U_{\text{нс}}$, скорость изменения которой, установленная выше, зависит от средней освещенности передаваемого изображения. Для правильного воспроизведения на приемной стороне градаций яркости необходимо передавать информацию об этой составляющей.

Объяснить ее роль можно на примере передачи телевизионных сигналов (рисунок 1.15, а), соответствующих двум изображениям – светлой линии на темном фоне, и наоборот. В каждом сигнале постоянная составляющая

(ПС) различна. Для большей наглядности в сигналах содержатся синхронизирующие импульсы, хотя на выходе передающей трубки они отсутствуют. Подадим эти сигналы на модулятор кинескопа. На рисунке 1.15, б приведена идеальная (т. е. без учета нелинейности) модуляционная характеристика кинескопа, представляющая собой зависимость тока луча или яркости экрана от напряжения между катодом и модулятором. Как видно на рисунке, яркость воспроизводимого изображения соответствует распределению яркости передаваемого изображения.

Однако передача телевизионного сигнала с ПС связана с техническими трудностями, так как для безыскаженной его передачи тракт следует строить на усилителях постоянного тока, что практически не осуществимо. Если сигнал без ПС (рисунок 1.16) подать на модулятор кинескопа, то появятся искажения яркости воспроизводимого изображения. Для того чтобы этого не произошло, информация о ПС передается косвенным образом – в размахе СГИ.

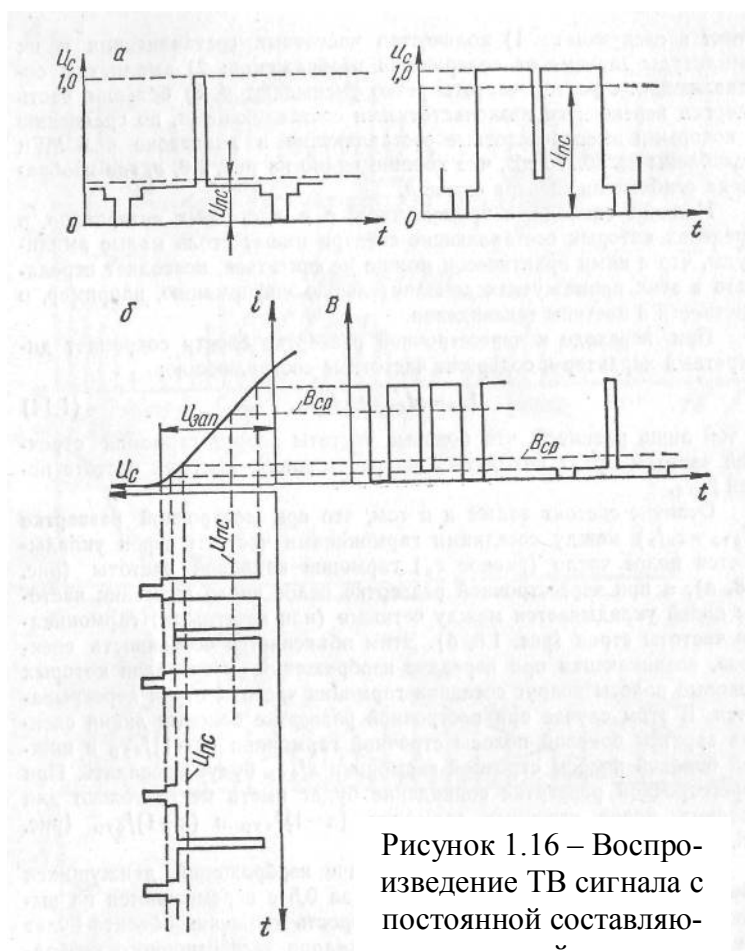


Рисунок 1.16 – Воспроизведение ТВ сигнала с постоянной составляющей

Для вполне удовлетворительной передачи информации о ПС (частота изменения которой $f_{nc} \leq 3 \text{ Гц}$) путем модуляции (изменения размаха) импульсной последовательности нужно, чтобы $f_{имп} \geq 10 f_{nc} \geq 30 \text{ Гц}$. Это условие вполне выполнимо, так как частота следования СГИ в телевизионном сигнале имеет гораздо большее значение (15 625 Гц).

Потеря ПС в тракте (разделительный конденсатор устанавливается сразу на входе предварительного видеоусилителя передающей

камеры) упрощает его построение, однако амплитудная характеристика любого усилительного каскада должна быть рассчитана на безыскаженное прохождение почти двойного размаха сигнала (рисунок 1.17).

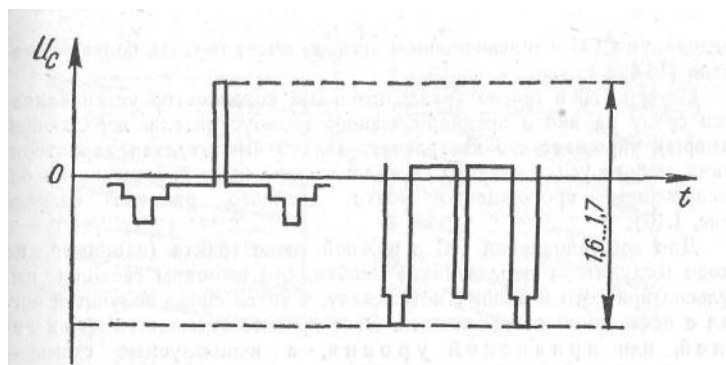


Рисунок 1.17 – ТВ сигнал без постоянной составляющей

Для восстановления ПС в нужной точке тракта (например, на входе модулятора передатчика) необходимо вершины гасящих импульсов привести к одному потенциалу, и тогда снова получится сигнал с постоянной составляющей. Этот процесс называется фиксацией, или привязкой уровня, а используемые схемы – фиксирующими.

Целесообразность восстановления ПС на входе модулятора передатчика очевидна – для телевизионного сигнала с ПС (рисунок 1.16, а) требуется вдвое меньший линейный участок модуляционной характеристики. При этом если в телевизионном приемнике после видеодетектора не будет разделительного конденсатора до катода (модулятора) кинескопа, то ПС в телевизионном сигнале будет сохранена.

Чересстрочная развертка

Произведенный анализ выражения (1.15) для высшей частоты f_g спектра телевизионного сигнала показал, что пути для уменьшения f_g якобы отсутствуют. Однако использование особенностей зрительного восприятия мельканий позволяет сократить ширину спектра телевизионного сигнала. Так, критическая частота мельканий практически не зависит от четкости изображения и снижается с уменьшением его размеров.

Указанные свойства зрения нашли отражение в чересстрочной развертке с кратностью 2:1, при которой каждый кадр изображения передается двумя полукадрами (полями). Вначале передаются нечетные строки – первое поле, а затем четные – второе поле. Два последовательных поля образуют один кадр с полной четкостью. Если частоту передачи полей выбрать больше критической частоты мельканий, например $f_{пол}=50$ Гц, то изображение будет казаться слитным, без мельканий яркости.

Для получения $f_{\text{с}}$, равной 6 МГц при построчной развертке с $z_k = 625$, необходимо, согласно выражению (1.15), взять число кадров, равное 25. С целью упрощения приведенный на рисунке 1.18, а построчный растр содержит не 625 строк, а только 7. Однако при такой частоте кадров будут наблюдаться мелькания яркости.

Для их устранения нужно увеличить вдвое частоту вертикальной развертки, чтобы она стала равной 50 Гц. Тогда электронный луч за $1/50$ с нарисует растр, содержащий только нечетные строки (1, 3, 5-ю и половину 7-й), которые образуют первое поле. За следующую $1/50$ с луч нарисует четные строки (половину 7-й, 2, 4 и 6-ю) второго поля, изображенные на рисунке 1.18, б волнистыми линиями.

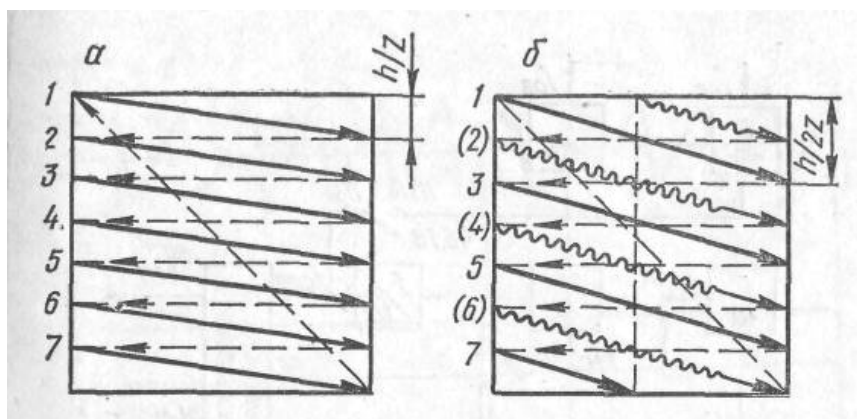


Рисунок 1.18 – Образование растра при построчной (а) и чересстрочной (б) развертках

За счет разности в полстроки растры первого и второго полей оказываются смещенными так, что строки второго поля автоматически укладываются между строками первого поля. Так как скорость вдоль строк осталась такой же, как и при построчной развертке (рисунок 1.18, а), то и максимальная крутизна сигнала при передаче резкой границы между темным и светлым не изменится, а следовательно, и полоса частот останется равной 6 МГц. Однако при чересстрочной развертке будут отсутствовать мелькания яркости, так как частота смены полей выше критической частоты мельканий.

Таким образом, чересстрочная развертка позволяет, не расширяя полосы частот, устранить мелькания яркости, которые имеются при построчной развертке с $f_k = 25$ Гц, либо сократить вдвое полосу частот, занимаемую телевизионным сигналом, по сравнению с построчной разверткой с $f_k = 50$ Гц.

Имеющие место в результате перемежения строк двух полей межстрочные мелькания яркости с частотой кадров практически незаметны в силу приведенного свойства зрения.

Чересстрочная развертка с кратностью 2: 1 обеспечивается при выполнении двух условий:

1) количество строк в кадре должно быть нечетным:

$$z_k = 2m + 1 \quad (1.18)$$

где m – целое положительное число (для отечественного стандарта $m = 312$).

Это нужно для того, чтобы в каждом поле прочерчивалось $z_k/2$ строк и, следовательно, происходило перемежение строк;

2) должна устанавливаться жесткая связь между частотами строк и полей:

$$f_{cmp} = (z_k / 2) f_{пол} \quad (1.19)$$

Для получения же построчного разложения необходимо обеспечить равенство:

$$f_{cmp} = z_k f_k \quad (1.20)$$

при любом (четном или нечетном) числе строк в кадре.

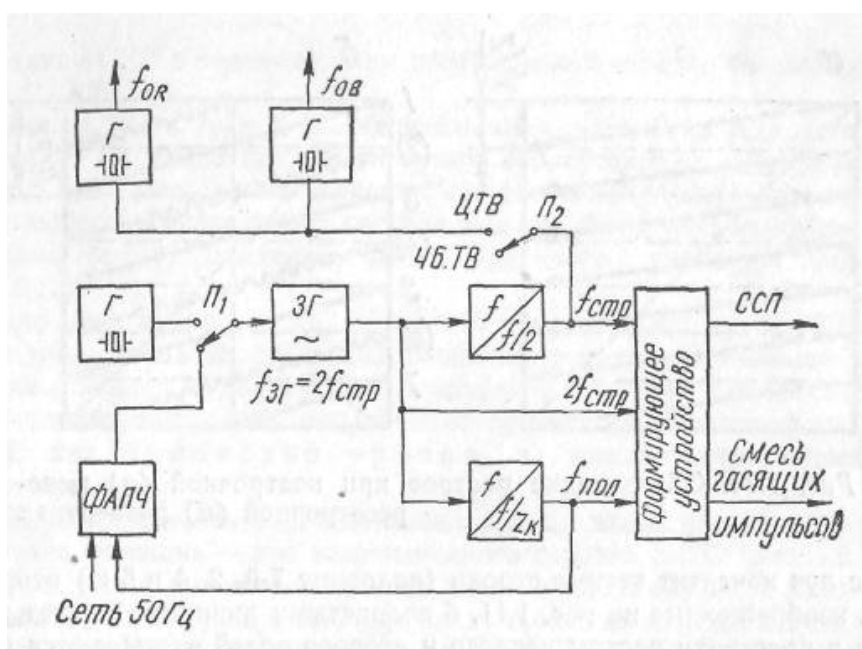


Рисунок 1.19 – Упрощенная схема синхрогенератора

Жесткая связь между частотами строк и полей (кадров) осуществляется за счет применения в синхрогенераторе (см. рисунок 1.4) общего задающего генератора (ЗГ), работающего при построчной развертке на частоте $f_{зг} = f_{cmp}$, как это следует по выражению (1.20). Для определения частоты кадров делят частоту строк на z_k .

При чересстрочной развертке получение частоты $f_{пол}$, согласно формуле (1.19), связано с делением частоты f_{cmp} на дробный коэффициент $z_k/2$, так как число строк в кадре нечетное (формула 1.18). В принципе делители с небольшим значением дробного коэффициента существуют, но более стабильно работают делители с целочисленным коэффициентом деления. Запишем выражение (1.19) в виде :

$$2f_{cmp} = z_k f_{пол} \quad (1.21)$$

откуда следует, что если частота ЗГ в синхрогенераторе (рисунок 1.19) равна удвоенной частоте строк $f_{ЗГ} = 2f_{cmp}$, то путем ее деления на 2 и z_k можно получить соответственно частоту строк и полей (при этом, синусоидальное колебание ЗГ предварительно преобразуется в прямоугольные импульсы). Путем синхронизации указанными импульсами разверток передающей и приемной телевизионной аппаратуры обеспечивается формирование чересстрочного раstra.

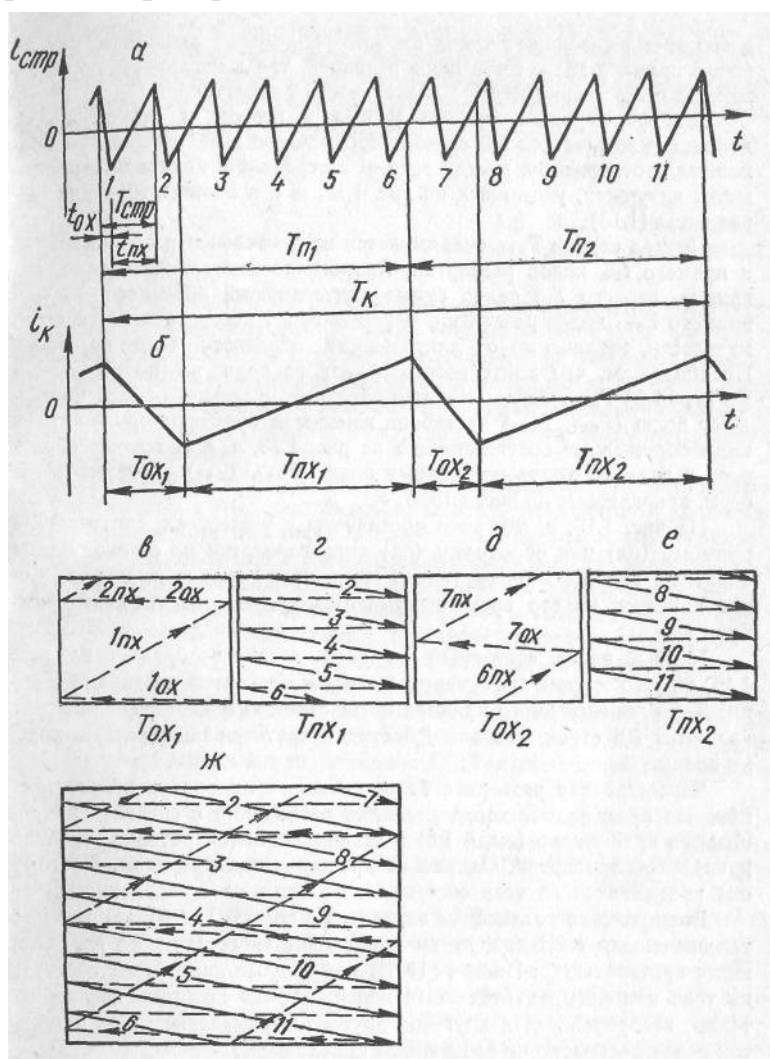


Рисунок 1.20 – Последовательность формирования чересстрочного раstra

Рассмотрим более детально процесс образования чересстрочного раstra (например, с 11 строками) с учетом действительной картины и во время обратного хода развертки по полям. На рисунке 1.18, б линии обратного хода по полям показаны условно. На самом деле луч в это время совершает такие же зигзагообразные движения, как во время прямого хода, с той лишь разницей, что длительность обратного хода существенно меньше длительности прямого хода.

Для формирования такого раstra в первом и втором полях должно укладываться 5,5 строки. Это условие выполняется при временных соотношениях между токами в строчной и кадровой отклоняющих катушках, указанных на рисунке 1.20, а, б и соответствующих выражению (1.19).

Период строки T_{cmp} складывается из длительности обратного t_{ox} и прямого t_{nx} ходов развертки. Аналогично длительность поля, например, первого $T_{п1}$ равна сумме длительностей обратного T_{ox1} и прямого T_{nx1} ходов развертки. Чересстрочный растр образуется автоматически, независимо от длительности обратного хода по полю. Предположим, что длительность обратного хода по полям $T_{ox1} = T_{ox2} = 1.25T_{cmp}$. Тогда во время обратного и прямого ходов по первому полю (T_{ox1} , T_{nx1}) на экране кинескопа будут прочерчены строки, изображенные соответственно на рисунке 1.20, в, г. В течение обратного и прямого ходов по второму полю (T_{ox2} , T_{nx2}) образуются растры, приведенные на рисунке 1.20, д, е.

На рисунке 1.20, в, д строки обозначены с учетом их соответствия прямому (пх) или обратному (ох) ходу развертки по строке. Линии обратных ходов по полям (рисунок 1.20, в, д) на экране не видны, так как кинескоп на это время закрывается кадровыми гасящими импульсами.

Полный растр, состоящий из двух полей, изображен на рисунке 1.20, ж, на котором пронумерованы только видимые на экране строки. Для рассмотренного примера из 11 строк активными (видимыми) являются 8,5 строк, так как 2,5 строки тратятся на обратные ходы по полям.

Дальнейшее сокращение полосы частот, занимаемой телевизионным сигналом, путем применения чересстрочного разложения с кратностью 3:1 или 4:1 нецелесообразно по следующим причинам:

- становятся заметными межстрочные мелькания яркости (при кратности $4 : 1 f_m = 12,5 \text{ Гц}$);
- уменьшается четкость изображения объектов, движущихся в вертикальном направлении с относительно большой скоростью;

- ухудшается воспроизведение вертикальных границ объектов, движущихся с относительно большой скоростью в горизонтальном направлении (границы становятся зигзагообразными и наклонными);

- появляется эффект скольжения строк – изображение будет как бы перемещаться сверху вниз в пределах одного кадра.

Эти недостатки присущи любой чересстрочной развертке, но при кратности 2 : 1 они практически не проявляются и усиливаются лишь с увеличением кратности разложения.

Раздел 2

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ "СВЕТ-СИГНАЛ" И "СИГНАЛ-СВЕТ"

- [ПЕРЕДАЮЩИЕ ТВ-ТРУБКИ И КАМЕРЫ](#)
- [ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА В ОПТИЧЕСКОЕ
ИЗОБРАЖЕНИЕ](#)
- [БЕЗВАКУУМНЫЕ УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ
ИНФОРМАЦИИ](#)

◀ [К содержанию](#)

2.1 ПЕРЕДАЮЩИЕ ТВ-ТРУБКИ И КАМЕРЫ

Датчики ТВ сигналов. Основные характеристики.

Преобразователи оптических изображений в электрические сигналы – датчики ТВ сигнала – преобразуют световую энергию, отраженную от объекта и спроецированную на фоточувствительную поверхность преобразователя, в последовательность электрических сигналов с определенными параметрами, обеспечивающими обратное преобразование. Яркость спроецированного на фоточувствительную поверхность оптического изображения является функцией не только времени t , но и координат x , y в горизонтальном и вертикальном направлениях. Поэтому датчик ТВ сигнала должен обладать способностью оценивать значения яркостей отдельных элементов изображения. Для последовательного считывания ТВ сигнала от отдельных элементов изображения в преобразователе одновременно с фотопроцессом осуществляется процесс развертки изображения. Закон развертки является одним из основных параметров ТВ сигнала, обеспечивающих возможность его преобразования в телевизионное изображение.

Датчики ТВ сигнала могут быть построены с использованием оптико-механических систем развертки, систем бегущего светового луча, электронно-лучевых трубок и твердотельных фотоэлектрических преобразователей (ФЭП). Оптико-механические системы используются в фототелеграфии и при передаче неподвижных изображений. Системы бегущего светового луча применяются в ТВ устройствах прикладного назначения, объекты передачи которых могут быть изолированы от внешнего источника света. В современной телевизионной технике оптические изображения преобразуются в ТВ сигналы с помощью электронно-лучевых передающих трубок и твердотельных ФЭП.

Качество ТВ изображения во многом определяется характеристиками фотоэлектрических преобразователей оптических изображений: чувствительностью, разрешающей способностью, световой и спектральной характеристиками, инерционностью.

Чувствительность передающей трубки – величина освещенности фоточувствительной поверхности преобразователя, необходимой для получения ТВ сигнала с заданным соотношением сигнал-шум.

Разрешающая способность (фотоэлектрического преобразователя) характеризует свойство генерировать ТВ сигнал от мелких деталей изображения. О разрешающей способности можно судить по *апертурной характеристике*

фотоэлектрического преобразователя, которая определяет связь между глубиной модуляции генерируемого сигнала и размерами передаваемой детали изображения.

Световая характеристика – зависимость величины сигнала на выходе преобразователя от освещенности его фоточувствительной поверхности. Она позволяет судить об интервале освещенности, в котором способен работать данный фотопреобразователь.

Спектральная характеристика преобразователя – зависимость величины выходного сигнала ФЭП от длины волны воздействующего излучения постоянной интенсивности. Требования к спектральной характеристике преобразователя определяются конкретным его назначением. При использовании преобразователя в прикладных ТВ системах область его спектральной чувствительности может выходить за пределы видимого глазом спектрального интервала длин волн. Если преобразователь используется в камерах вещательного телевидения, его спектральная чувствительность должна быть тождественна спектральной чувствительности глаза.

Инерционность – параметр, характеризующий запаздывание изменения сигнала на выходе ФЭП относительно изменения освещенности его фоточувствительной поверхности. Проявляется она на изображении в виде тянущегося следа и размывания границ движущихся объектов передачи. Оценивается инерционность значением остаточного сигнала относительно его максимального значений в процентах спустя кадр после прекращения экспозиции.

Рассмотренные характеристики позволяют выбрать ФЭП при проектировании конкретных ТВ систем. Они определяются принципом построения ФЭП, их конструктивными особенностями, а также типами фоточувствительных поверхностей, являющихся входным элементом ФЭП. Работа фоточувствительных поверхностей основывается на использовании внешнего и внутреннего фотоэффектов, в основе которых лежит способность световых лучей освобождать в каком-либо веществе электроны. При внешнем фотоэффекте освобожденные электроны покидают облученное светом вещество, вылетая в свободное пространство (*фотоэлектронная эмиссия*). При внутреннем фотоэффекте освобожденные светом электроны остаются внутри твердого тела, изменяя его проводимость (*фотопроводимость*).

В зависимости от применяемого процесса накопления световой энергии различают ФЭП мгновенного действия, в которых накопление не используется, и ФЭП с накоплением зарядов.

В системах мгновенного действия фотоэлектронная эмиссия с каждого элемента изображения используется в течение интервала времени, соответствующего времени коммутации этого элемента $t_{\text{э}}$. Напряжение выходного сигнала U_C на нагрузке R_H фотоэлемента BL (рисунок 2.1. а) при замыкании ключа K на время $t_{\text{э}}$ определяется током фотоэмиссии i_{ϕ} , пропорциональным световому потоку $F_{\text{э}}$, падающему на элемент BL в течение времени коммутации:

$$U_C = i_{\phi} R_H = S F_{\text{э}} R_H, \quad (2.1)$$

где S – интегральная чувствительность фотокатода.

Световая энергия, воздействующая на фотоэлемент в промежутках между коммутациями, в образовании сигнала изображения не участвует, что существенно снижает эффективность использования светового потока.

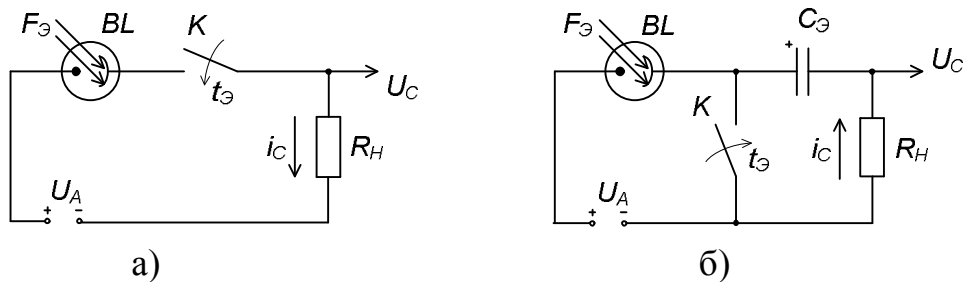


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема системы мгновенного действия (а) и с накоплением заряда (б)

Повысить эффективность можно использованием принципа накопления заряда, заключающегося в том, что световая энергия, облучающая фотоэлемент в межкоммутационный период, не пропадает бесполезно, а накапливается на нем. При облучении фотоэлемента BL световым потоком $F_{\text{э}}$ конденсатор $C_{\text{э}}$ (рисунок 2.1, б) накапливает образующийся заряд фотоэмиссии за время между замкнутыми состояниями ключа K . Ток заряда $i_{\text{ЗАР}}$ конденсатора равен току фотоэмиссии i_{ϕ} , а сохраненный заряд составит:

$$Q_{\text{ЗАР}} = i_{\phi} (T_K - t_{\text{э}}). \quad (2.2)$$

где T_K – время кадра.

Напряжение сигнала на нагрузке R_H образуется при разряде элементарного конденсатора $C_{\text{э}}$ за время коммутации $t_{\text{э}}$, в течение которого ключ K замкнут. Допуская, что конденсатор за время коммутации – время передачи одного элемента изображения – разрядится полностью, т. е. считая, что $Q_{\text{РАЗ}} = Q_{\text{ЗАР}}$, можно определить средний ток разряда:

$$i_{PA3} = \frac{Q_{3AP}}{t_3} = i_{\phi} \frac{T_K - t_3}{t_3} = i_{\phi} (N - 1). \quad (2.3)$$

где N – число элементов в кадре.

Следовательно, ток разряда накопительного конденсатора, создающий напряжение сигнала изображения на нагрузке, превышает ток фотоэмиссии в $N - 1$ раз и среднее значение ТВ сигнала

$$U_C = i_{PA3} R_H = i_{\phi} R_H (N - 1), \quad (2.4)$$

Сравнивая (2.1) и (2.4), нетрудно определить выигрыш, обеспечиваемый накоплением зарядов. В идеальном случае накопление увеличивает напряжение сигнала в $N - 1$ раз. В реальных приборах эффект накопления зарядов полностью использовать не удастся, однако принцип накопления положен в основу работы таких передающих трубок, как иконоскоп, супериконаскоп, суперортикон. В настоящее время эти трубки практически не используются. Их место заняли передающие трубки, работающие на основе явления внутреннего фотоэффекта. Исторически первой трубкой такого типа был видикон.

Видикон. Конструкция и принцип действия.

Видикон отличается простотой конструкции, небольшими размерами и массой и является высоконадежной и дешевой передающей трубкой. Трубки типа видикон (рисунок 2.2, а) содержат два основных узла: фотомишень и электронный прожектор, создающий коммутирующий пучок. Фотомишень состоит из фотослоя и сигнальной пластины. Последняя представляет собой тонкий проводящий прозрачный слой золота, платины или окиси олова, нанесенный на внутреннюю поверхность стеклянной планшайбы вакуумной колбы. Прозрачность сигнальной пластины превышает 90%. Поверхностное сопротивление 200 Ом·см. Выводом сигнальной пластины служит металлическое кольцо, сваренное между планшайбой и колбой трубки. На сигнальную пластину испарением в вакууме нанесен фотослой толщиной 1...3 мкм из материала, обладающего фотопроводимостью, в качестве которого используются соединения сурьмы, селена, мышьяка, серы. Материал, из которого изготовлена мишень, а также его толщина определяют чувствительность, спектральную характеристику и инерционность видикона. Поэтому выбор материала полупроводника зависит от тех характеристик, которыми должен обладать конкретный тип видикона, т. е. от назначения передающей трубки.

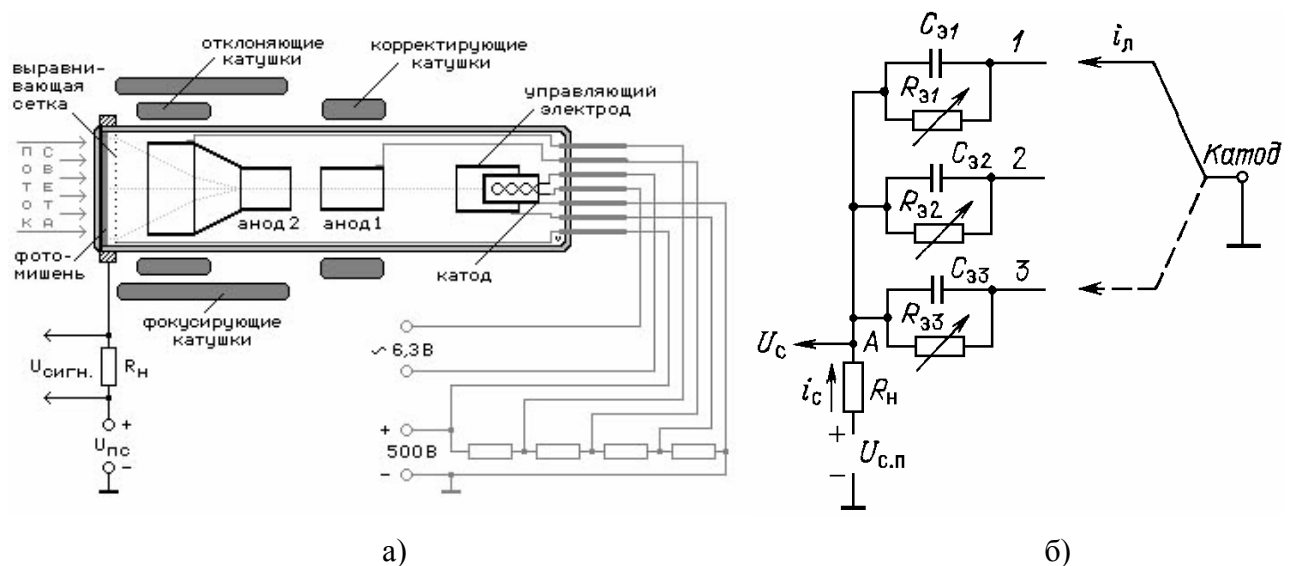


Рисунок 2.2 – Видикон: а – конструкция; б – эквивалентная схема.

Электронно-оптическая система видикона содержит электронный прожектор и мелкоструктурную выравнивающую сетку помещенную перед фотомишенью. Прожектор состоит из оксидного подогреваемого катода, управляющего электрода, первого и второго анодов. Второй анод создает эквипотенциальную область, в которой осуществляются фокусировка и отклонение развертывающего луча. Потенциал выравнивающей сетки в 1,5...2 раза превышает напряжение второго анода, что обеспечивает подход электронов ко всей поверхности фотомишени под прямым углом. Это обеспечивает равномерную фокусировку луча и одинаковый исходный потенциал на всей поверхности мишени, что является одним из условий получения равномерного сигнала по полю изображения. Фокусировка, отклонение и коррекция траектории развертывающего луча осуществляются внешней магнитной системой, состоящей из длинной фокусирующей, отклоняющих и корректирующих катушек.

Процесс образования сигнала изображения и в видиконе может быть пояснен с помощью его эквивалентной схемы (рисунок 2.2, б). На этой схеме каждый элементарный участок фотопроводящей мишени представлен в виде емкости C_z конденсатора, образованного элементами сигнальной пластины и противоположной стороной мишени. Емкость шунтирована резистором, сопротивление R_z которого изменяется в зависимости от освещенности этого участка. При проекции на мишень трубки оптического изображения распределение освещенности на ее поверхности вызовет соответствующее распределение сопротивлений, т. е. рельефу освещенности мишени будет соответствовать рельеф

сопротивлений. Темновое удельное сопротивление фотопроводника может быть очень велико (порядка 10^{12} Ом·см). При максимальном освещении сопротивление мишени уменьшается примерно в 100 раз.

При «развертке» фотомишени коммутирующим (считывающим) лучом ее поверхность приобретает потенциал, определяемый режимом бомбардировки мишени. Трубка может работать в режиме медленных и быстрых электронов. Чаще используется режим медленных электронов, при котором с поверхности фотомишени не выбиваются вторичные электроны. В режиме развертки медленными электронами потенциал правой стороны фотомишени приобретает в момент коммутации потенциал катода. Потенциал сигнальной пластины поддерживается постоянным, поэтому «под лучом» элементарные конденсаторы $C_Э$ заряжаются до напряжения $U_{ПС}$. В период между двумя коммутациями (длительность кадра) конденсаторы $C_Э$ разряжаются через $R_Э$ с постоянной времени $\tau_P = C_Э \cdot R_Э$. Чем сильнее освещен участок мишени, тем меньше $R_Э$ и быстрее разряжается $C_Э$. При этом потенциал обкладок конденсаторов $C_Э$, обращенных к лучу, увеличивается, приближаясь в пределе (в наиболее освещенных участках мишени) к потенциалу сигнальной пластины. На неосвещенных участках мишени он остается практически равным нулю. Таким образом на поверхности мишени, обращенной к лучу» создается *потенциальный рельеф* – распределение потенциалов, соответствующее распределению освещенности по поверхности мишени.

Телевизионный сигнал образуется при последовательном прохождении (коммутации) участков поверхности мишени электронным лучом, выравнивающим потенциальный рельеф, образовавшийся на правой стороне мишени. При этом на освещенных участках мишени, имеющих более положительный потенциал, осаждается значительная часть электронов. А от неосвещенных участков поверхности мишени, потенциал которых примерно равен нулю, электронный луч, отразившись, возвращается обратно. Выравнивание потенциального рельефа приводит к дозаряду элементарных конденсаторов $C_Э$ *током дозаряда*, протекающим в цепи сигнальной пластины через R_H и являющимся *током сигнала*. Освещенным, слабо освещенным и неосвещенным участком мишени будут соответствовать разные токи дозаряда, которые, протекая через R_H , при последовательной коммутации участков мишени электронным лучом, образуют сигнал изображения.

Основные достоинства видикона заключаются в высокой чувствительности и разрешающей способности, малых габаритах, простоте и прочности кон-

струкции, отсутствии высоких напряжений питания и т. п. Это сделало видикон незаменимым для дешевых портативных камер, применяемых в промышленных ТВ установках. Спектральная характеристика видикона определяется свойствами фотомишени. Имеются видиконы, чувствительные к инфракрасному, видимому, ультрафиолетовому и рентгеновскому излучениям.

Основной недостаток видиконов – инерционность, проявляющаяся на изображении в виде тянущегося следа за движущимися объектами передачи, размазывании их контуров, потери четкости и снижении контрастности. Эти недостатки в значительной степени устранены в трубке плумбикон, которая отличается от видикона только конструкцией фотомишени. Мишень состоит из трех последовательно напыленных полупроводниковых слоев с проводимостями соответственно n -, i -, p -типа ($p-i-n$ структура). В видиконе же мишень является однослойной (с одним типом проводимости). Хотя трехслойная мишень плумбикона привела к определенному увеличению стоимости трубки, улучшение остальных качественных показателей обусловило почти монопольное применение ее в преобразователях “свет – сигнал” для ЦТВ до создания твердотельных ФЭП.

Камеры цветного телевидения

В трехтрубчатых камерах цветного телевидения для получения высокого качества цветного изображения необходимо обеспечить идентичность характеристик как самих трубок, так и устройств развертки в них. Если есть ошибки, например, в совмещении растров, то объект в виде черно-белой решетки будет выглядеть на экране цветного кинескопа (последний точно настроен) как три отдельные (красная, синяя и зеленая) решетки, смещенные и повернутые друг относительно друга. Совмещение растров должно быть таким, чтобы расхождение разноцветных решеток не превышало 0,2...0,3 элемента. Такую высокую точность можно получить вручную только после продолжительной регулировки. Дестабилизирующие факторы – питающие напряжения, температура, механические воздействия и другие – вновь приводят к рассовмещению. Для сохранения высокого качества цветного изображения в процессе эксплуатации трехтрубчатые преобразователи содержат значительное число оперативных ручных и автоматических регуляторов, которые существенно влияют на такие параметры, как масса, габариты, потребляемая мощность, стоимость и т. п. В этом отношении определенные преимущества имеют одно- и двухтрубчатые преобразователи.

В двухтрубчатых преобразователях одна из трубок формирует яркостный сигнал в полной полосе частот, другая – сигналы основных цветов в сокращенной полосе. Различные варианты двухтрубчатых преобразователей отличаются в первую очередь построением оптической системы (ОС), которая определяет последующую обработку сигналов. В схеме двухтрубчатого преобразователя (рисунок 2.3) ОС содержит первый и второй объективы 1 и 3, светоразделительное (полупрозрачное) зеркало 2, дихроичный фильтр 4 и штриховой цветоделительный фильтр 5. Яркостный сигнал формируется трубкой 6. Объектив 3 дополнительно ограничивает область пространственных частот для цветных компонентов исходного изображения, причем дихроичный фильтр 4 пропускает только синюю и красную компоненты входного потока Φ_B и Φ_R . Штриховой фильтр 5 состоит из чередующихся вертикальных прозрачных и голубых полос одинаковой толщины. Голубые полосы не пропускают только компоненту Φ_R , следовательно, штриховой фильтр осуществляет пространственную дискретизацию компоненты Φ_R и не влияет на компоненту Φ_B . На выходе второй трубки 7 образуется сигнал $U_1(t)$, равный сумме изменяющейся во времени компоненты “синего” $U_B(t)$ и дискретной компоненты “красного” $U_{Rд}(t)$.

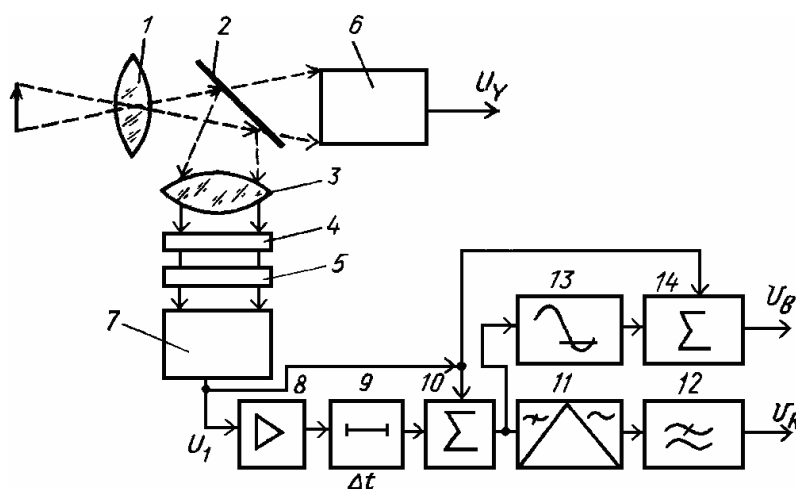


Рисунок 2.3 – Структурная схема двух трубчатой камеры ЦТВ

Разделение сигналов $U_B(t)$ и $U_{Rд}(t)$ осуществляется с помощью блоков 8...14. Инвертор 8 совместно с линией задержки 9 и сумматором 10 образует типовую схему гребенчатого фильтра, настроенного на выделение компонент входного сигнала с частотой временной дискретизации. На выходе сумматора 10 сигнал $U_B(t)$ компенсируется (стремится к нулю), а в сигнале $U_{Rд}(t)$ подавляются низкочастотные компоненты и он принимает вид амплитудно-

модулированного колебания с огибающей, соответствующей сигналу $U_R(t)$, который и выделяется при помощи демодулятора 11 и фильтра нижних частот 12. Односторонний ограничитель 13 позволяет восстановить на своем выходе только $U_{Rд}(t)$ в чистом виде (без компоненты $U_B(t)$). После вычитания этого сигнала из суммарного $U_1(t)$ получим сигнал $U_B(t)$. Формирование сигнала «зеленого» $U_G(t)$ осуществляется матричным способом с помощью сигналов U_Y , U_B и U_R .

В однотрубочных преобразователях получение трех цветных сигналов достигается за счет предварительной оптической обработки входного изображения (оптического кодирования) с последующей обработкой электрического сигнала, снимаемого с выхода трубки. Оптическая система такого преобразователя включает в себя уже два штриховых фильтра разного цвета, повернутых друг относительно друга на угол 45° или 90° . Таким образом, в направлении строчной развертки световой поток подвергается двойной пространственной дискретизации с различной частотой или фазовым сдвигом для “красных” и “синих” компонент. Электрическая обработка заключается в разделении получаемых компонент сигнала, соответственно, по частотному или фазовому принципу.

2.2 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА В ОПТИЧЕСКОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ

Устройство и принцип работы черно-белого кинескопа

Принцип действия чёрно-белого кинескопа основан на возбуждении свечения люминофорного экрана сфокусированным электронным лучом, который под действием отклоняющей системы описывает на экране точку за точкой телевизионный растр. Электронный луч 2 кинескопа (рисунок 2.4) формируется электронным прожектором 1 и модулируется по интенсивности телевизионным электрическим сигналом. Яркость свечения люминофорного экрана 5 в каждой точке пропорциональна интенсивности электронного луча. Таким образом, на экране получается чёрно-белое телевизионное изображение.

Современные кинескопы чёрно-белого изображения изготавливают в стеклооболочке с уплощённым (вплоть до абсолютно плоского) экраном прямоугольной формы. К основным характеристикам кинескопа относят конструктивные данные (диагональ экрана, формат кадра, угол отклонения электронного луча и диаметр горловины), а также способ фокусировки и отклонения луча. Кинескопы чёрно-белого изображения выпускаются с габаритной диаго-

налью экрана 11...67 см. Угол отклонения кинескопов увеличивается по мере роста диагонали экрана от 55° для кинескопа с диагональю экрана 11 см до 110° для кинескопов, имеющих диагональ экрана 40 см и больше.

Увеличение угла отклонения способствует уменьшению длины кинескопа и тем самым сокращению глубины крупногабаритных телевизоров. Формат кадра, который характеризуется отношением ширины изображения к высоте, составляет 4:3 или 16:9 для широкоформатных кинескопов. *Стеклооболочка* кинескопа состоит из горловины, конической части и фронтального стекла. Фронтальное стекло изготавливают из так называемого контрастного стекла, представляющего собой нейтральный светофильтр. На внутреннюю поверхность фронтального стекла экрана нанесён люминофорный слой, покрытый сверху зеркальной алюминиевой плёнкой толщиной 0,05...0,2 мкм.

Алюминиевый слой на экране переходит в алюминиевое покрытие 3 на стенках конической части стеклооболочки, которая заканчивается в зоне перехода от конуса к горловине и соединяется с графитовым покрытием в верхней части горловины кинескопа. От алюминиевого покрытия имеется вывод 6 на конической части стеклооболочки. В горловине кинескопа расположен электронный прожектор, детали которого соединены с выводами в цоколе, которым заканчивается горловина. При изготовлении внутри стеклооболочки создаётся высокий вакуум с остаточным давлением $\sim 10^{-6}$ мм рт. ст., ко-

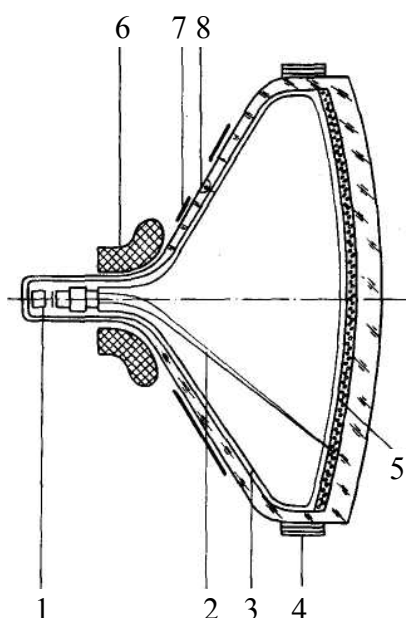


Рисунок 2.4 – Устройство чёрно-белого кинескопа: 1 – электронный прожектор; 2 – электронный луч; 3 – алюминиевое покрытие; 4 – металлический бандаж; 5 – люминофорный экран; 6 – вывод; 7 – графитовое проводящее покрытие; 8 – отклоняющая система.

торый сохраняется в процессе эксплуатации кинескопа с помощью распылённого газопоглотителя. В связи с тем, что внутри кинескопа имеется высокий вакуум, для предотвращения разрушения стеклооболочки под действием атмосферного давления или случайного удара кинескоп снабжается взрывозащитным устройством в виде металлического банджа 4, охватывающего стекло по периметру экрана и создающего усилие сжатия. Наружная поверхность конической части кинескопа покрыта графитовым проводящим покрытием 7. Кинескоп работает совместно с отклоняющей системой 8, которая одевается на горловину кинескопа и устанавливается в зоне перехода от конуса к горловине. Для предотвращения появления затемнённых углов на изображении необходимо, чтобы луч при отклонении не задевал стекло зоны перехода. Для этого зона перехода должна находиться от экрана на расстоянии, определяемом углом отклонения кинескопа, а форма внутренней поверхности стекла зоны перехода должна соответствовать траектории движения луча в области действия отклоняющего поля при наибольшем угле отклонения. Наружная форма стекла в зоне перехода и положение зоны перехода контролируется при изготовлении стеклооболочки с помощью шаблона.

Электронный прожектор. В чёрно-белых кинескопах применяется электростатическая фокусировка электронного луча и магнитное отклонение. Фокусировка обеспечивается системой электронных линз электронного прожектора (рисунок 2.5, а). Источником электронов является оксидный катод 1 косвенного накала. Вблизи катода размещён модулятор 2 с отрицательным потенциалом относительно катода. На него или на катод подаётся телевизионный сигнал. Затем расположен ускоряющий электрод 3 с положительным потенциалом. Система этих 3 электродов образует линзу предварительной фокусировки типа иммерсионного объектива.

Электроны, выходящие из катода, полем этой линзы собираются в точке на оси, называемой кроссовером. Чем меньше размеры поперечного сечения луча в области кроссовера, тем больше возможна лучшая фокусировка луча. Затем следует главная фокусирующая линза, осуществляющая фокусировку электронного луча на экране. Она образована 2 секциями высоковольтного анода 5 и размещённым между ними низковольтным фокусирующим электродом 4. Электронный луч, выйдя из поля действия главной фокусирующей линзы, движется к люминофорному экрану в эквипотенциальном пространстве, так как анод электронного прожектора соединён внутри кинескопа с внутрен-

ним покрытием на горловине, которое, как и покрытие на конусе 6 и экране 7, имеет

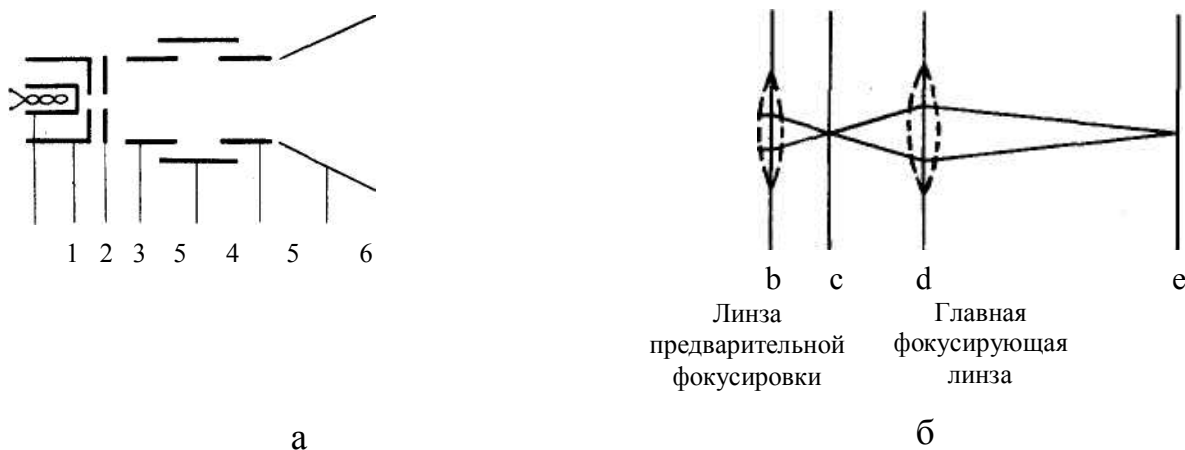


Рисунок 2.5 – Электронный прожектор: *а* – электронная схема (1 – оксидный катод; 2 – модулятор; 3 – ускоряющий электрод; 4 – фокусирующий электрод; 5 – высоковольтный анод; 6 – конус); *б* – оптическая аналогия

общий вывод через конус кинескопа. Остальные электроды электронного прожектора имеют выводы в цоколь. Оптическая аналогия электронных линз приведена на рисунке 2.5, б.

Основная характеристика электронного прожектора – модуляционная характеристика (рисунок 2.6) – представляет зависимость тока анода (или катода) от напряжения между модулятором и катодом $U_{\text{м-к}}$. На ней можно выделить 3 характерные точки: 1 – напряжение запирания U_3 , когда ток становится равным нулю; 2 – напряжение модуляции ΔU , отсчитываемое от точки запирания, до такого напряжения между катодом и модулятором, при котором получается заданный ток I (пропорциональный яркости); 3 – максимальный ток $I_{\text{макс}}$ при нулевом потенциале катода и модулятора. Вместо максимального тока принято задавать коэффициент качества катода:

$$K = \frac{I_{\text{макс}}}{U_3^{3/2}}, \quad (2.5)$$

при этом исключается влияние режима измерения при определении максимального тока. Напряжению модуляции соответствует размах видеосигнала, который необходимо подать на кинескоп для получения заданной яркости.

Отклонение электронного луча. На пути к экрану на электронный луч действует магнитное отклоняющее поле, создаваемое отклоняющей системой и направленное перпендикулярно направлению луча.

В зоне действия магнитного поля луч движется по дуге окружности под действием силы Лоренца:

$$\vec{F} = e \left[\vec{H} \times \vec{v} \right], \quad (2.6)$$

где e – заряд электрона, H – напряжённость магнитного поля, v – скорость электронов. По выходу из зоны действия магнитного поля электронный луч движется по касательной к пройденному пути по дуге окружности.

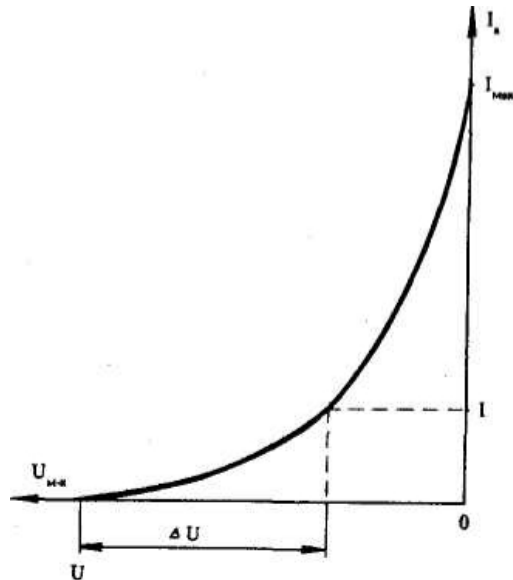


Рисунок 2.6 – Модуляционная характеристика кинескопа

Угол отклонения будет определяться выражением

$$\sin \alpha = \sqrt{\frac{e}{2mU_0}} l_0 H, \quad (2.7)$$

где m – масса электрона, U_0 – напряжение на аноде, l_0 – протяжённость магнитного поля вдоль оси кинескопа.

Чтобы на изображении не появлялись затемнённые углы, протяжённость магнитного поля для данного наибольшего угла отклонения ограничена диаметром горловины кинескопа. Усовершенствование конструкции кинескопа в части увеличения угла отклонения до 110° сопровождалось уменьшением диаметра горловины до 29 мм для компенсации увеличения мощности на отклонение луча W_m , так как

$$W_m = kd \sin^2 \alpha_m U_a, \quad (2.8)$$

где d – диаметр горловины кинескопа. У малогабаритных кинескопов диаметр горловины уменьшен до 20,5 мм и даже до 13,5 мм.

Основные параметры чёрно-белых кинескопов, характеризующие качество телевизионного изображения: яркость, контраст и разрешающая способность. На яркость кинескопа L влияют эффективность (светоотдача) люминофора s , прозрачность фронтального стекла экрана t , режим работы кинескопа и площадь раstra S :

$$L = \frac{c\tau(U_a - U_0)I_a}{S}, \quad (2.9)$$

где U_a – рабочее напряжение на аноде; U_0 – напряжение пробивания алюминиевой плёнки, характеризующееся анодным напряжением, при котором появляется свечение экрана; I_a – рабочий ток анода.

Яркость современных чёрно-белых кинескопов составляет 150...200 кд/м². Электронный луч возбуждает свечение каждого элемента изображения в течение короткого времени $t_s < 0,7$ мкс. За это время яркость люминофора возрастает, а после прекращения действия луча затухает. Возбуждение свечения повторяется каждый кадр. Таким образом, любой элемент изображения имеет пульсирующую яркость. Согласно закону Тальбота, если частота повторения больше некоторого критического значения, то глаз будет наблюдать среднее за период значение яркости и воспринимать свечение как непрерывное:

$$L = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} L(t) dt, \quad (2.10)$$

где T_k – длительность кадра, $L(t)$ – мгновенное значение яркости.

Принятая в телевидении частота полей 50 Гц позволяет получить немигающее изображение. Однако при больших яркостях (~200 кд/м²) мерцания начинают становиться заметными.

Под контрастом понимают отношение яркости светящихся участков экрана L_{CB} , возбуждаемых электронным лучом, к яркости тёмных участков экрана L_m , не возбуждаемых электронным лучом:

$$K = \frac{L_{CB}}{L_m}. \quad (2.11)$$

Величина контраста зависит от размера этих участков, так как тёмные участки экрана подсвечиваются от светлых за счёт внутренних отражений света в стекле, создающих ореол вокруг каждой светящейся точки. В кинескопах измеряется контраст крупных деталей, размер которых выбирается таким, чтобы исключить влияние ореола. Значение контраста современных кинескопов при номинальном размере раstra составляет 150...200.

Разрешающая способность характеризуется наименьшим размером детали, которую можно наблюдать на изображении; выражается числом раздельно наблюдаемых чёрных плюс белых линий, отнесённых к высоте раstra. При этом количество элементов на строке будет больше в соответствии с форматом изображения. Разрешающая способность определяется размерами и формой электронного пятна на экране. Объективную характеристику разрешающей способности дают контрастно-частотные характеристики.

Устройство и принцип работы цветного кинескопа

В цветном кинескопе каждый элемент изображения создаётся сложением излучения люминофоров 3 основных цветов свечения (красного, зелёного и синего). Глаз воспринимает суммарную цветность свечения и не видит пространственного разделения цветов на элементе. Для правильного воспроизведения цвета необходимо независимо возбуждать люминофоры основных цветов. Это достигается особой структурой расположения люминофорных зёрен на экране кинескопа, применением цветоделительных элементов и использованием 3 электронных лучей, каждый из которых возбуждает люминофор только одного из основных цветов. Цветоделительный элемент размещён перед люминофорным покрытием и обеспечивает попадание электронного луча только на «свой» люминофор. Различают основные типы цветных кинескопов: масочный, хроматрон, тринитрон, индексный кинескоп.

Основным типом кинескопа, на котором работает большинство цветных телевизоров в мире, является трёхлучевой масочный кинескоп. На первом этапе развития это был кинескоп с дельтовидным расположением электронных прожекторов, имеющий маску с крупными отверстиями и мозаичный экран из люминофорных кружков. Прогресс в области технологии производства масок и отклоняющих систем привёл к созданию компланарного масочного кинескопа с самосведением лучей. Он имеет теневую маску щелевой конструкции в качестве цветоделительного элемента, экран с линейчатой структурой люминофора и

один электронный прожектор, создающий 3 планарно расположенных электронных луча.

Схематический чертёж масочного компланарного кинескопа показан на рисунке 2.7. Электронный прожектор 1 формирует 3 электронных луча 4, расположенных в горизонтальной плоскости. Крайние лучи имеют наклон по отношению к центральному лучу $\sim 55^\circ$. На фронтальное стекло экрана кинескопа 13 нанесён люминофорный экран 12. Он состоит из вертикальных чередующихся люминофорных полосок с красным R, зелёным G и синим B цветом свечения. На пути к люминофорному экрану электронные лучи проходят через щелевую маску 11, установленную на раме 10. Рама укреплена на фиксаторах, вваренных в стекло стенок экрана. Каждой триаде люминофорных полосок соответствует в маске вертикальная прорезь с перемычками. Шаг прорезей маски зависит от типа кинескопа. Он составляет 0,6...0,76 мм.

Вследствие наклонного падения боковых лучей и вырезающего действия щелевой маски каждый луч попадает на соответствующую люминофорную полоску. При этом к люминофорному экрану проходит около 20 % тока луча, остальной ток перехватывается щелевой маской. Электронные лучи управляются по интенсивности телевизионным сигналом, подаваемым на 3 отдельных

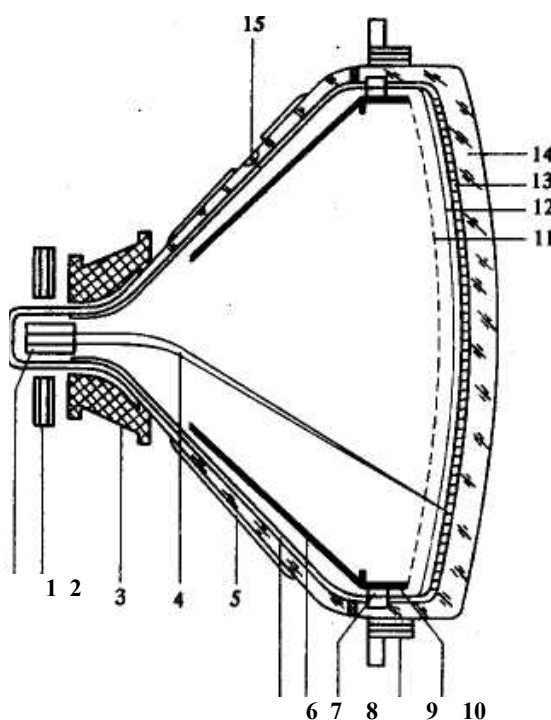


Рисунок 2.7 – Устройство компланарного цветного масочного кинескопа: 1 – электронный прожектор; 2 – система статического сведения; 3 – отклоняю-

щая система; 4 – электронные лучи; 5 – внешнее проводящее покрытие; 6 – внутреннее проводящее покрытие; 7 – внутренний магнитный экран; 8 – место склейки стеклоцементом; 9 – взрыво-защитное устройство; 10 – рама, 11 – щелевая маска; 12 – алюминиевое покрытие; 13 – люминофорный экран; 14 – экранное стекло; 15 – высоковольтный вывод

катода электронного прожектора. В зависимости от R, G, B для статического сведения применяется магнитостатическое устройство 2. Этим же устройством настраивается однородность цветности по полю экрана. Динамическое сведение лучей в кинескопах с самосведением обеспечивается конструкцией отклоняющей системы 3. Анод электронного прожектора, внутреннее проводящее покрытие 6, маска и алюминированный люминофорный экран находятся под высоким напряжением. Вывод анода 15 расположен на конической части баллона кинескопа. Коническая часть и экран баллона кинескопа склеены стеклоцементом 8. Внешнее проводящее покрытие 5 заземляется для стабилизации потенциала наружной поверхности конической части. Кинескоп снабжён взрывозащитным устройством 9 с проушинами для установки кинескопа в телевизоре. Влияние внешних магнитных полей на однородность цветности в крупногабаритных кинескопах устраняется с помощью внутреннего магнитного экрана 7.

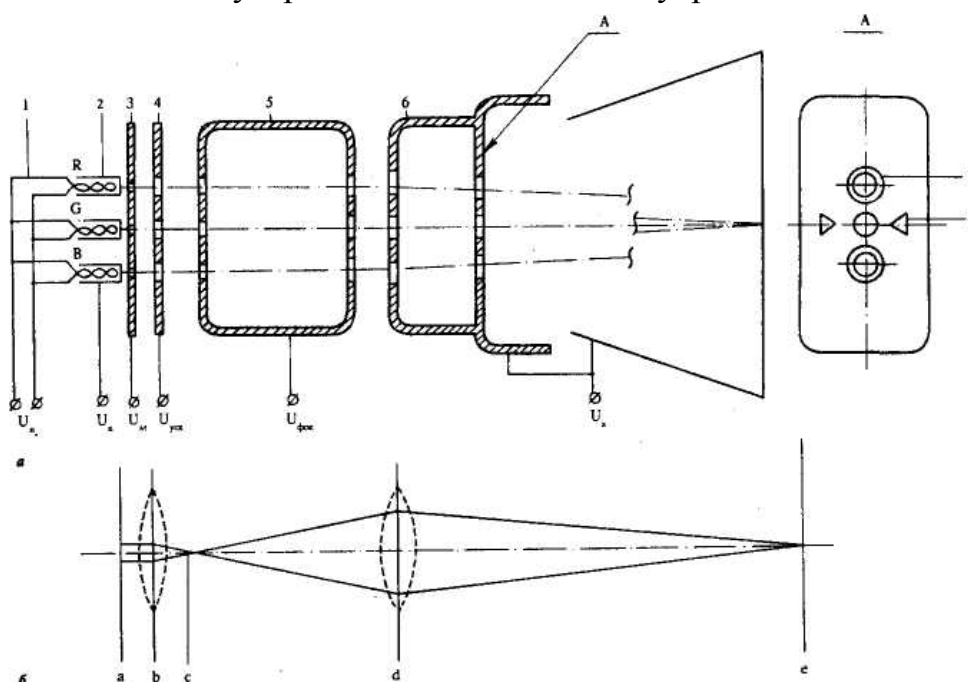


Рисунок 2.8 – Электронный прожектор цветного кинескопа:

a – электронная схема (1 – подогреватели; 2 – катоды; 3 – модулятор; 4 – ускоряющий электрод; 5 – фокусирующий электрод; 6 – анод; 7 – шунты; 8 – концентраторы), *б* – оптическая аналогия

Электронный прожектор. Кинескоп имеет тетродный электронный прожектор с электростатической фокусировкой лучей бипотенциальной линзой. Электронный прожектор (рисунок 2.8) создаёт 3 электронных луча и содержит 3 катода 2 косвенного накала, расположенных по горизонтальной линии. Подогреватели 1 соединены внутри кинескопа параллельно или последовательно. Остальные электроды: модулятор 3, ускоряющий электрод 4, фокусирующий электрод 5 и анод 6 – общие для всех трех лучей, но для каждого луча в них имеется своя группа соосных отверстий в диафрагмах. Центральный луч предназначен для возбуждения люминофора зеленого цвета свечения, боковые — красного и синего. Наклон боковых лучей достигается смещением оси отверстия в аноде относительно отверстия в фокусирующем электроде. В выходной диафрагме анода у боковых лучей поставлены кольцевые шунты 7 из материала с высокой магнитной проницаемостью, а у центрального луча – концентраторы 8. Они служат для коррекции искажения растров типа кома, проявляющегося в виде уменьшенного размера раstra центрального луча в компланарных кинескопах. Модулирующий сигнал в таком прожекторе может подаваться только на катоды. Катод, модулятор, ускоряющий электрод образуют иммерсионный объектив. Главная фокусирующая линза образована фокусирующим электродом и анодом. В цветных кинескопах фокусирующее напряжение составляет 26...29 % от анодного. Имеются кинескопы с другими вариантами фокусирующих систем, у которых фокусирующее напряжение ещё более высокое – 31...35 % от анодного.

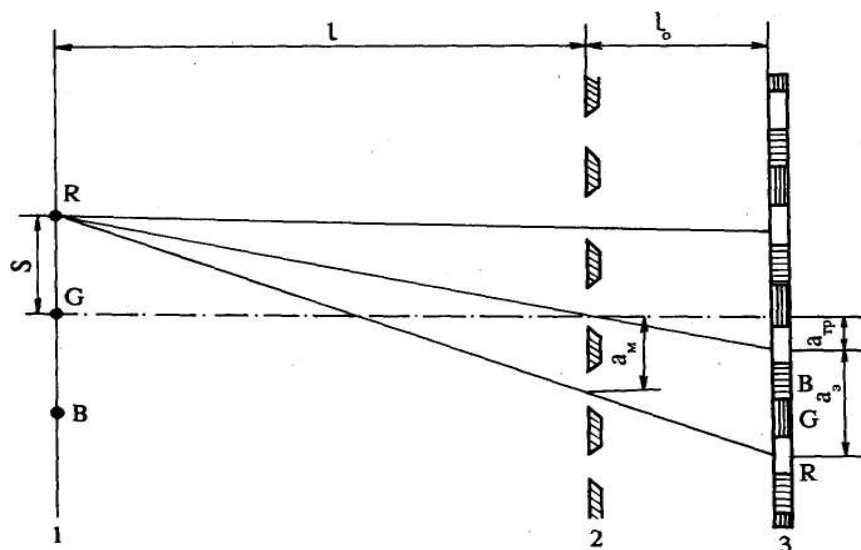
Экранно-масочный узел компланарного кинескопа. Три люминофорные полосы образуют триаду, ей соответствует одно отверстие теневой маски. Для сопряжения этих структур 3 главные плоскости кинескопа (плоскость центров отклонения электронных лучей 1, плоскости маски 2 и люминофорного экрана 3) находятся на строго определенных расстояниях друг от друга (рисунок 2.9), определяемых по формулам:

$$\frac{a_э}{a_м} = \frac{1+l_0}{l} \text{ и } \frac{a_{мп}}{S} = \frac{l_0}{l},$$

где $a_э$ – шаг триад на экране, $a_м$ – шаг отверстий маски, $a_{мп}$ – ширина люминофорной полосы в триаде, S – эксцентриситет боковых лучей, l , l_0 – расстояние между плоскостью отклонения и маской и между маской и люминофорным экраном.

Аналогичные соотношения выполняются в трёхпрожекторном масочном кинескопе с дельтообразным расположением прожекторов.

Точное сопряжение триад со щелями маски обеспечивается технологией фотопечати люминофорного экрана через щелевую маску данного экземпляра кинескопа. В технологическом оборудовании фотоэкспонирования экрана сохранены такие же расстояния главных плоскостей, как и в кинескопе, только на месте плоскости центров отклонения находится плоскость источников света. При фотопечати экрана источник света помещён в центр отклонения того луча, который будет возбуждать печатающуюся люминофорную полосу. В установке экспонирования применяется корректирующая линза, учитывающая неоднородность поля отклоняющих катушек с самосведением лучей.



В кинескопе приняты меры для устранения искажений цветности при тепловом расширении маски во время работы кинескопа. С этой целью для крепления маски применяются биметаллические пружины.

Рисунок 2.9 – Структуры маски и экрана: 1 – плоскость центров отклонения электронных лучей; 2 – плоскость маски; 3 – плоскость люминофорного экрана.

Принцип самосведения лучей. Самосведение лучей в компланарном кинескопе достигается планарным горизонтальным расположением электронных лучей и применением отклоняющей системы с неоднородным магнитным полем, имеющим вертикальный астигматизм. В таком поле у круглого луча, сфокусированного в центре в точку, при отклонении по вертикали или горизонтали остаётся неизменным горизонтальный размер, а по вертикали луч расфокусируется. Магнитное поле вертикального отклонения такой откло-

няющей системы имеет бочкообразную форму, а поле горизонтального отклонения – подушкообразную. Главный недостаток этой отклоняющей системы – искажения типа кома, которые устраняются применением в электронном прожекторе шунтов и концентраторов. Отклоняющая система компланарного кинескопа достаточно прецизионная, требует точной юстировки. После юстировки она прочно закрепляется на кинескопе.

Статическое сведение лучей (рисунок 2.10) осуществляется парой четырёхполюсных магнитов и парой шестиполюсных магнитов. Для настройки чистоты цвета применяется магнит чистоты цвета и подбирается положение отклоняющих катушек на оси кинескопа. На рисунке показано также распределение магнитного поля и направление смещения лучей.

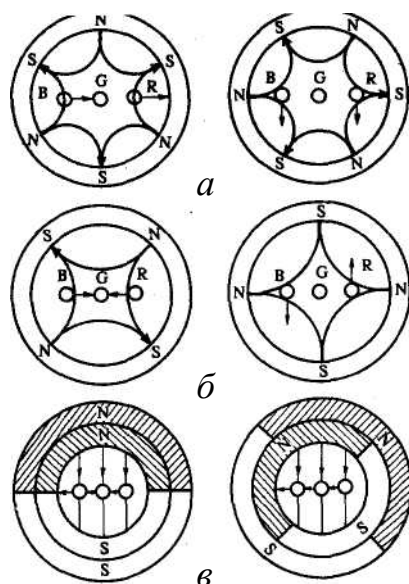


Рисунок 2.10 – Магнитостатическое устройство сведения и чистоты цвета:

а – шестиполюсные магниты; *б* – четырёхполюсные магниты;

в – двухполюсные магниты

В трёхлучевом хроматроне в качестве цветоделительного устройства вместо маски используется фокусирующая сетка, состоящая из вертикальных проволочек. Каждому промежутку между проволочками соответствует триада вертикальных полосок люминофоров основных цветов.

Фокусирующая сетка действует как система параллельных цилиндрических линз, поле которых фокусирует электроны каждого из электронных лучей на «своей» люминофорной полоске. Ввиду большой прозрачности фокусирующей

щей сетки хроматрон имеет большую, чем масочные кинескопы, яркость свечения экрана.

В однолучевом хроматроне для формирования цветного изображения используется принцип послеотклонения одного электронного луча на би-потенциальной сетке. В отличие от трёхлучевого хроматрона би-потенциальная сетка однолучевого хроматрона состоит из 2 изолированных друг от друга групп проволок. Проволоки каждой группы электрически соединены между собой. Экран однолучевого хроматрона имеет вертикальную штриховую структуру вида R, G, B, G, R, G, ... Между 2 группами би-потенциальной сетки подаётся коммутирующее напряжение. Если оно отсутствует, то сетка не влияет на электронный пучок и он, проходя между проволочками, попадает на зелёную полосу люминофора. Когда на одну из групп проволок подаётся положительный потенциал относительно другой группы, то электронный луч отклоняется в сторону положительного потенциала. Сигналы основных цветов U_R , U_G , U_B коммутируются на катод кинескопа синхронно с изменением, потенциала сетки.

В кинескопах типа тринитрон применяется электростатическое сведение лучей. Три электронных луча, сформированных фокусирующей системой электронного прожектора, попадают в узел сведения, состоящий из нескольких пластин сведения. Постоянное напряжение на этих пластинах осуществляет сведение 3 лучей на соответствующих полосках штрихового экрана. Точному сведению способствует и фокусирующая маска с вертикальными (по всей высоте маски) прорезями.

Параметры цветных кинескопов. К числу основных параметров цветного кинескопа относятся, как и в чёрно-белом, яркость, контраст и разрешающая способность, а также специальные параметры – цветность свечения основных цветов и белого цвета, однородность цветности по полю экрана, баланс белого цвета и качество сведения лучей.

2.3 БЕЗВАКУУМНЫЕ УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Устройство и принцип работы ЖК-панели

ЖК-технология базируется на использовании такой характеристики света, как поляризация. Человеческий глаз не может различать состояния поляри-

зации волны, но некоторые вещества (например, поляроидные пленки) пропускают свет только с определенной поляризацией. Если взять два поляроида – один задерживающий свет с вертикальной поляризацией, а другой с горизонтальной, поместить их друг напротив друга, то свет через такую систему пройти не сможет (рисунок 2.11).

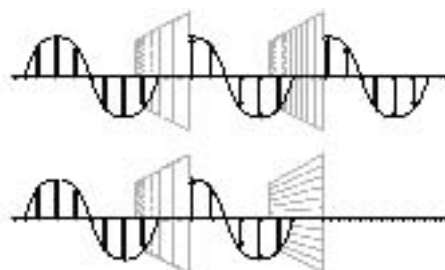


Рисунок 2.11 – Прохождение света через поляроидные пленки

Избирательно вращая поляризацию света в промежутке между пленками, можно было бы формировать светящиеся и темные участки – пиксели. Это возможно, если использовать пластину с вкраплениями оптически активных кристаллов (так их называют потому, что они, благодаря особенностям своих несимметричных молекул, могут изменять поляризацию света).

Жидкие кристаллы – это жидкости, которым присущ определенный порядок расположения молекул, вследствие чего появляется анизотропия механических, магнитных, электрических и оптических свойств.

Благодаря анизотропии электрических свойств и наличию текучести можно управлять преимущественной ориентацией молекул, тем самым, изменяя оптические свойства кристалла. А они имеют замечательную особенность – специфическая удлиненная форма молекул и параллельное их размещение делают их весьма эффективными поляризаторами.

Оказывается, придать молекулам ту или иную ориентацию достаточно просто, необходимо только изготовить прозрачную пластину с множеством микроскопических параллельных углублений-бороздок (их ширина должна соответствовать минимальному размеру элемента формируемого изображения).

Узкие и длинные молекулы нижнего слоя жидкого кристалла, попадая в углубления, вынуждены придерживаться заданной ориентации. А все последующие слои молекул будут выстраиваться друг за другом вследствие межмолекулярного взаимодействия. Если теперь поместить сверху еще одну стеклянную пластину с аналогичным набором бороздок так, чтобы они были перпен-

дикулярны бороздкам нижней пластины, то продольные оси молекул самого верхнего слоя будут расположены под прямым углом по отношению к осям молекул из нижнего слоя. Между этими двумя крайними положениями образуется своеобразная молекулярная спираль из промежуточных ориентаций, которая и дала название технологии – *twisted nematic* (закрученные нематические).

По мере прохождения света вдоль спирали плоскость его поляризации вращается, следуя за ориентацией продольной оси составляющих ее молекул. В случае соединения пластин с перпендикулярными бороздками получается спираль с поворотом на 90° , и плоскость поляризации поворачивается именно на этот угол. Если поместить такое соединение между двумя поляроидами с перпендикулярно расположенными осями (поляроид пропускает только свет, линейно поляризованный вдоль его оси), то свет будет проходить через такую систему (рисунок 2.12).

Таким образом, в TN-дисплеях формируются светящиеся пиксели. Инверсные (в данном случае темные) пиксели – продукт еще одного свойства жидких кристаллов – электрической анизотропии. Достаточно приложить к спирали электрическое поле, и молекулы тут же будут вынуждены развернуться вдоль вектора его напряженности. Разместив миниатюрные прозрачные пленочные электроды над и под слоем жидкого кристалла, подавая напряжение на них, можно ориентировать молекулы вертикально.



Рисунок 2.12 – Прохождение света через поляроид

После этого они уже не могут менять поляризацию света, а так как оси поляроидов расположены перпендикулярно, то свет проходить не будет. Включая и выключая электроды по отдельности, получим динамическую черно-белую картинку.

Градациями, или уровнями яркости пикселей, можно управлять с помощью величины приложенного напряжения. Постепенно повышая его, мы будем наблюдать, как молекулярная спираль проходит через три этапа своего состоя-

ния – три зоны (рисунок 2.13). Зона 1 соответствует максимуму пропускания и белому цвету (максимальному повороту поляризации), зона 3 – минимуму и черному цвету, а самые интересные состояния находятся в зоне 2. При прецизионном изменении напряжения в ее пределах получаются все оттенки серого.

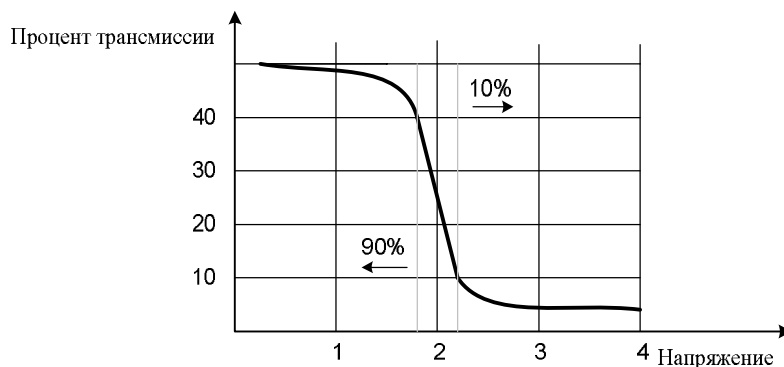


Рисунок 2.13 – Зависимость процента трансмиссии от напряжения

Рассмотрим механические аспекты конструкции нематического дисплея (рисунок 2.14). В основании располагается система подсветки – это мощные (ведь остальная часть "сэндвича" поглощает до 50% проходящего света) флюоресцентные лампы в виде трубок и специальные материалы (plastic light guide), или световоды, способствующие более равномерному распределению освещения по плоскости экрана. Этого далеко не всегда удастся достичь, и результатом могут стать темные полосы, неоднородность изображения.

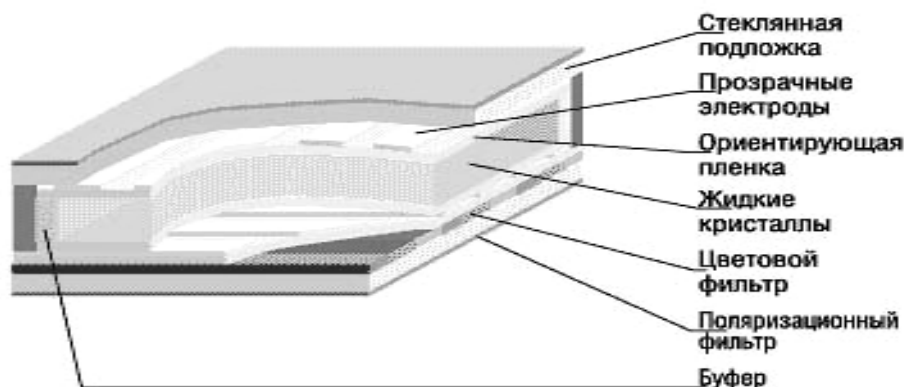


Рисунок 2.14 – Конструкция нематического дисплея

Свет направляется на поляризационный фильтр. Далее следует стеклянная пластина, на которую нанесены полупрозрачные электроды из пленки окислов индия и олова, формирующие пиксели изображения. Затем расположена полимерная пленка с микробороздками, ориентирующими молекулы жидких

кристаллов, составляющие следующий слой. Вторая половина – все с точностью до наоборот (за исключением подсветки).

Далее рассмотрим основные различия активных и пассивных матриц, а также образование цветных изображений. В пассивных матрицах для адресации используются полосы полупрозрачных электродов, расположенные на обеих поверхностях стеклянных подложек и ориентированные перпендикулярно. Их пересечение формирует пиксель. Чтобы изменить его состояние, необходимо задействовать две адресные линии – вертикальную и горизонтальную. Одна, к примеру нижняя, заземляется, а на другую подается управляющий импульс. Процесс, в ходе которого с помощью поочередной выборки всех комбинаций из двух управляющих линий создается изображение, называется сканированием.

Проходя путь от опытных черно-белых дисплеев, жидкокристаллические дисплеи дошли до уровня развития, на котором используется технология называемая TFT (Thin Film Transistors). Она основана на активных матрицах на базе тонкопленочных транзисторов. В этом случае на стеклянную подложку наносится слой аморфного кремния, на котором формируются транзисторы – по одному на каждый пиксель (рисунок 2.15).

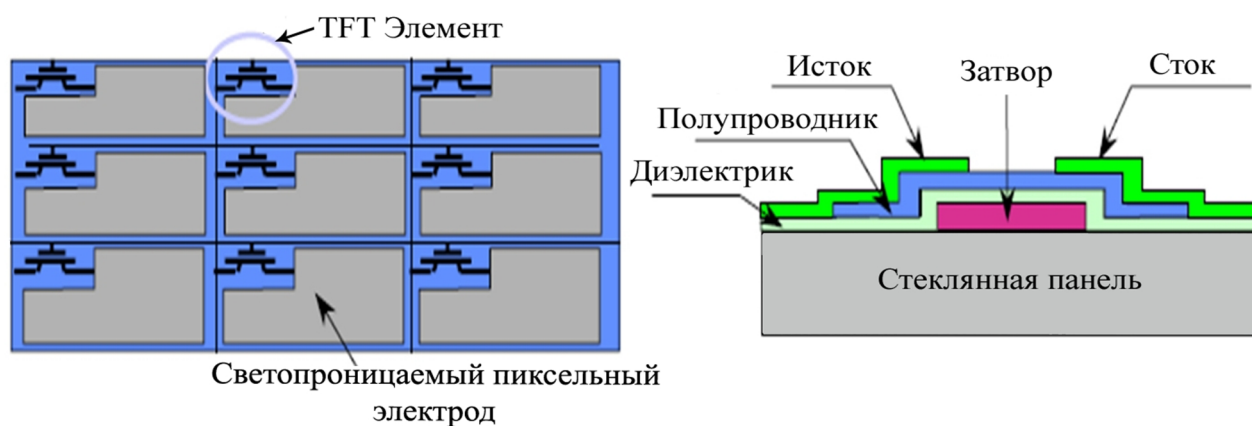


Рисунок 2.15 – Структура TFT-панели.

Транзисторы исполняют роль посредника между системой адресации и жидкокристаллическими ячейками. Существуют и панели на основе тонкопленочных диодов (TFD). В активных матрицах исключается влияние процесса выборки (адресации) на соседние ячейки, каждый пиксель изолирован. Благодаря этому задержки при «переключении» жидкокристаллических ячеек удается сократить до 5...10 мс, что уже позволяет активно-матричным дисплеям соперничать с ЭЛТ-мониторами. Как только ячейка получает заряд, она, подобно конденсатору, хранит его, но недостаточно долго. В то время как сканирование

матрицы завершается, ячейки, обработанные первыми, уже начинают терять заряд. Чтобы избежать неоднородности изображения, к каждой ячейке подключают дополнительный конденсатор, который «подпитывает» ее на протяжении цикла сканирования.

Общий принцип действия TFT LCD показан на рисунке 2.16. Свет от лампы проходит через систему отражателей, направляется через первый поляризационный фильтр и попадает в слой жидких кристаллов, контролируемый транзистором; затем свет проходит через цветовые фильтры (как и в ЭЛТ, каждый пиксель матрицы строится из трёх компонент цвета – красной, зелёной и синей). Транзистор создаёт электрическое поле, задающее пространственную ориентацию жидких кристаллов. Свет, проходя через такую упорядоченную молекулярную структуру, меняет свою поляризацию, и в зависимости от неё будет либо полностью поглощён вторым поляризационным фильтром на выходе (образуя чёрный пиксель), либо не будет поглощаться или поглотится частично (образуя различные цветовые оттенки, вплоть до чистого белого).

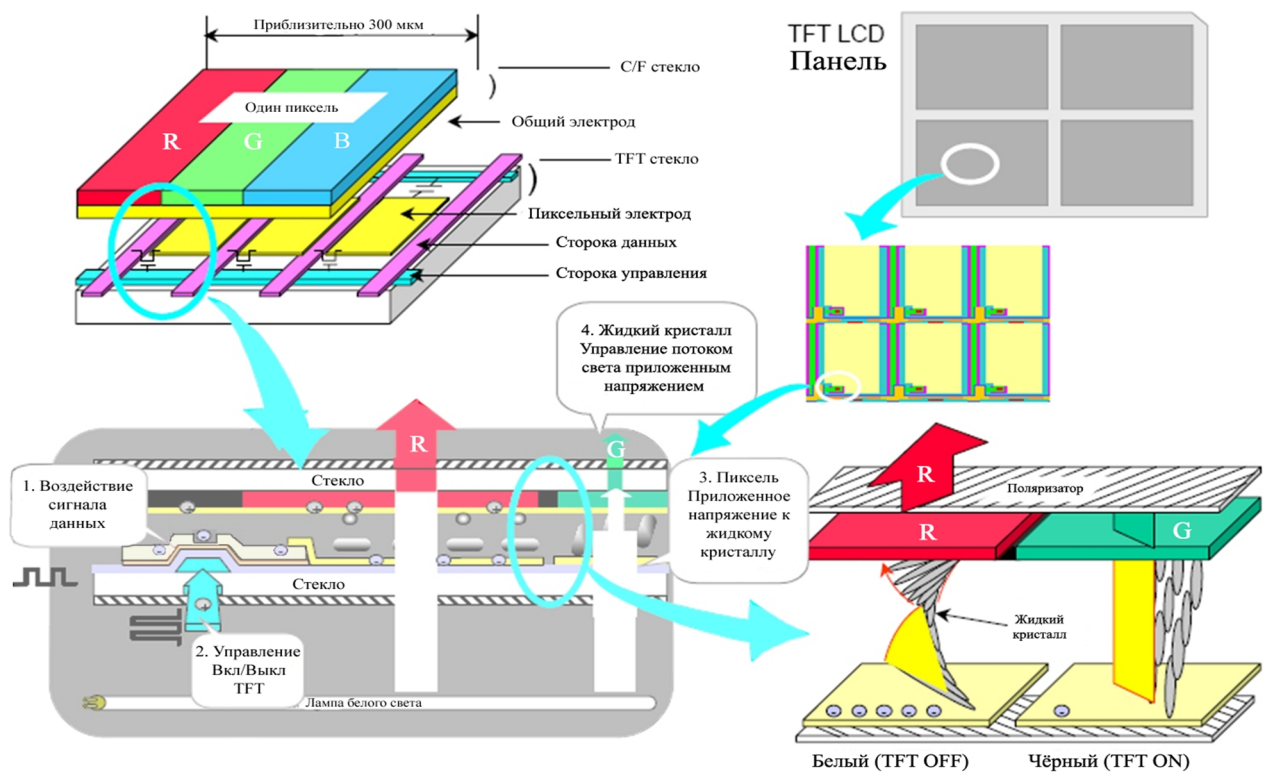


Рисунок 2.16 – Общий принцип действия TFT LCD

Жидкий кристалл заполняется между стеклом C/F и стеклом TFT. Один пиксель состоит из 3-х подпикселей (R,G,B) и количество пикселей соответствует разрешающей способности дисплея.

Матрица TFT состоит из строки данных и строки управления. Каждый подпиксель регулируется суммой напряжений между строками данных и управления.

Приложенное напряжение изменяет направление жидкого кристалла соответствующее направлению изменения света. Показатель передачи поляризованного света управляется приложенным напряжением.

Цветные фильтры для красного, зелёного и синего цветов интегрированы в стеклянную основу и расположены близко друг к другу. Каждый пиксель (точка) состоит из трёх ячеек указанных цветов (субпикселей). Это означает, что при разрешении 1280×1024 точки экран содержит ровно 3840×1024 транзистора и пиксельных элемента. Шаг пикселя для 15.1" TFT-дисплея (1024×768 точек) составляет примерно 0,30 мм, а для 18.1" TFT (1280×1024 точки) примерно 0,28 мм.

Конструкция ЖК-панели показана на рисунке 2.17.

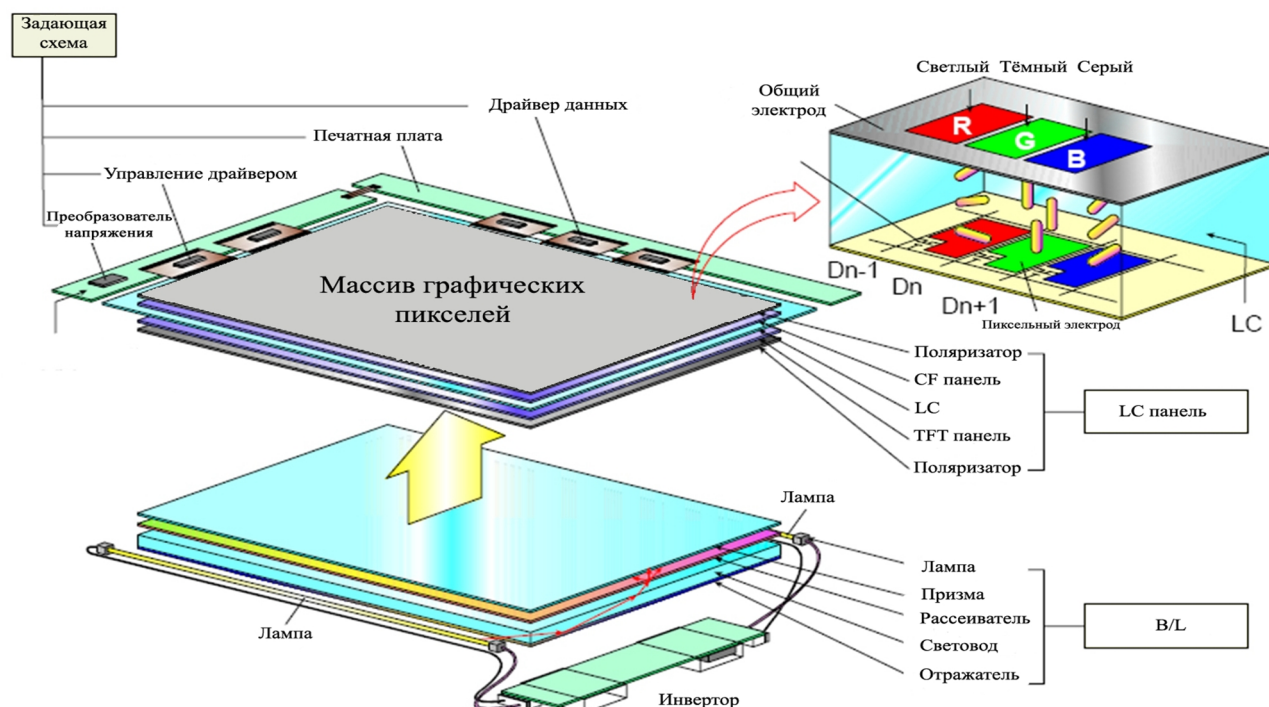


Рисунок 2.17 – Конструкция ЖК-панели

Рассмотрим схему работы TFT дисплея (рисунок 2.18). Когда транзистор находится в выключенном состоянии, то есть не создаёт электрическое поле,

молекулы жидких кристаллов находятся в своём нормальном состоянии и выстроены так, чтобы менять угол поляризации проходящего через них светового потока на 90 градусов (жидкие кристаллы образуют спираль). Поскольку угол поляризации второго фильтра перпендикулярен углу первого, то проходящий через неактивный транзистор свет будет без потерь выходить наружу, образуя яркую точку, цвет которой задаётся световым фильтром.

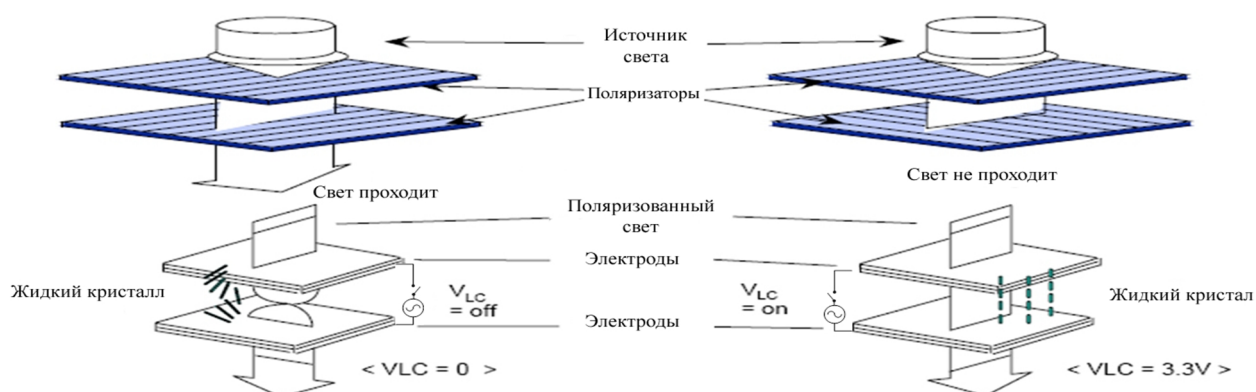


Рисунок 2.18 – Схема работы TFT дисплея

Когда к транзистору приложено электрическое поле, все молекулы жидких кристаллов выстраиваются в линии, параллельные углу поляризации первого фильтра, и тем самым не влияют на проходящий через них световой поток. Вторым поляризующий фильтр поглощает свет полностью, создавая чёрную точку на месте одной из трёх цветовых компонент.

Проблемы с допустимым углом обзора экрана характерны для ЖК, обеспечивающих воспроизведение полутонов. Результирующая интенсивность пропущенного панелью света вследствие явления двойного лучепреломления в жидких кристаллах зависит от угла (j) между нормалью к фронту световой волны и направлением директора молекул ЖК, как $\sin 2j$. Это означает, что в полностью включенном состоянии, при значениях j вплоть до 30° , интенсивность пропущенного света изменяется не более чем на 10%, в то время как при уровне серого 50% (угол между директором и нормалью к поверхности экрана составляет 45°) – на 90%, что ведет к серьезным искажениям градаций яркости или цветов при незначительном изменении угла обзора. Одним из самых простых способов избежать влияния двойного лучепреломления является нанесение на поверхности панели полимерных компенсирующих пленок, которые имеют показатель преломления другого знака, нежели жидкий кристалл.

Принцип работы плазменных панелей

Дисплеи с плазменной панелью (Plasma Display Panels – PDP) используют явление свечения при разряде в газе. Как показано на рисунке 2.19, первые плазменные панели состояли из параллельных покрывающих прозрачных пластин, пространство между которыми заполнено газом (на основе неона) под атмосферным давлением. Между покрывающими пластинами находится стеклянная пластина с отверстиями (маска), разделяющая газ на растр из маленьких ячеек. На покрывающих пластинах с их внутренних сторон нанесены группы прозрачных полосок параллельных проводников, находящихся напротив отверстий в маске. Проводники на одной пластине перпендикулярны проводникам на другой пластине. Таким образом каждая ячейка представляет собой нечто вроде маленькой неоновой лампочки (тиратрона).

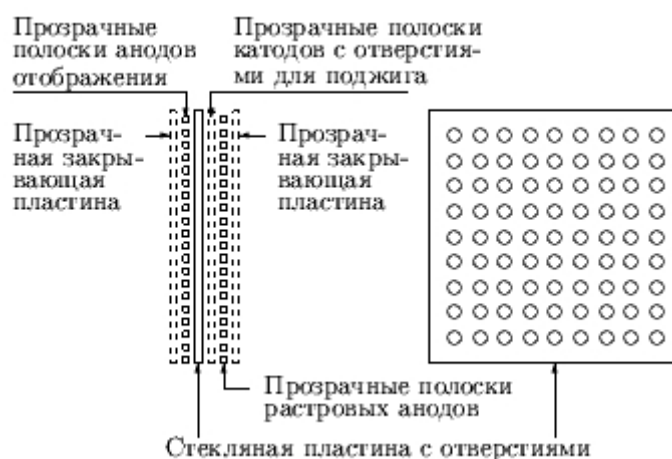


Рисунок 2.19 – Схема плазменной панели

Если для незажженной ячейки между проводниками нарастает напряжение, то при достижении напряжения зажигания U_z (рисунок 2.20) ячейка загорается. Газ в ячейке ионизируется, в ячейке возникает плазменный столбик, ток через нее заметно увеличивается, а напряжение падает до напряжения горения U_g , заметно меньшего, чем напряжение зажигания. При уменьшении приложенного напряжения до напряжения потухания U_p разряд в ячейке прекращается и она гаснет за время порядка 20 мкс, за которое все ионы попадут на отрицательный электрод. В зависимости от приложенного напряжения, ячейки панели могут находиться в трех состояниях:

- Отображение содержимого панели. Поддерживающее напряжение между проводниками покрывающих пластин равно среднему напряжению горения

ния U_c (см. рисунок 2.20). В этом случае горящие ячейки продолжают гореть и образуют светящиеся точки на изображении, а не горящие не зажигаются;

- Включение точки. К поддерживающему напряжению между проводниками, пересекающимися над требуемой ячейкой, добавляется такой импульс поджига, что достигается напряжение зажигания U_z и ячейка загорается (если она еще не горела);

- Стирание точки. К поддерживающему напряжению между проводниками, пересекающимися над требуемой ячейкой, добавляется такой импульс гашения, что достигается напряжение потухания U_p и ячейка выключается (если она горела).

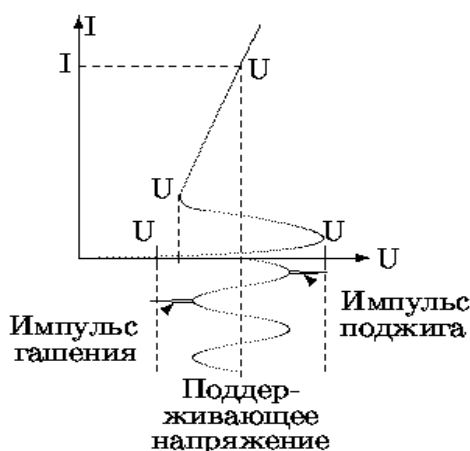


Рисунок 2.20 – Вольтамперная характеристика разряда в газе

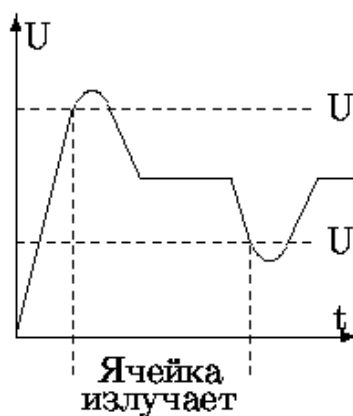


Рисунок 2.21 – Временная диаграмма работы плазменной ячейки

Современные плазменные панели не содержат маски и растровых анодов. Она также состоит из двух параллельных стеклянных пластин, на внутренних поверхностях которых нанесены взаимно перпендикулярные группы проводников, формирующие растровые ячейки панели (рисунки 2.22, 2.23). Проводники покрыты диэлектрической пленкой и между ними приложено высоко-

частотное напряжение, недостаточное для зажигания, но достаточное для горения (поддерживающее напряжение).

Для включения негорящей ячейки к поддерживающему напряжению добавляется импульс поджига, достаточный для зажигания.

Для выключения горящей ячейки к поддерживающему напряжению добавляется такой импульс, что до достижения очередного максимума напряжения будет таково, что ионы успеют рекомбинировать и ячейка не загорится.

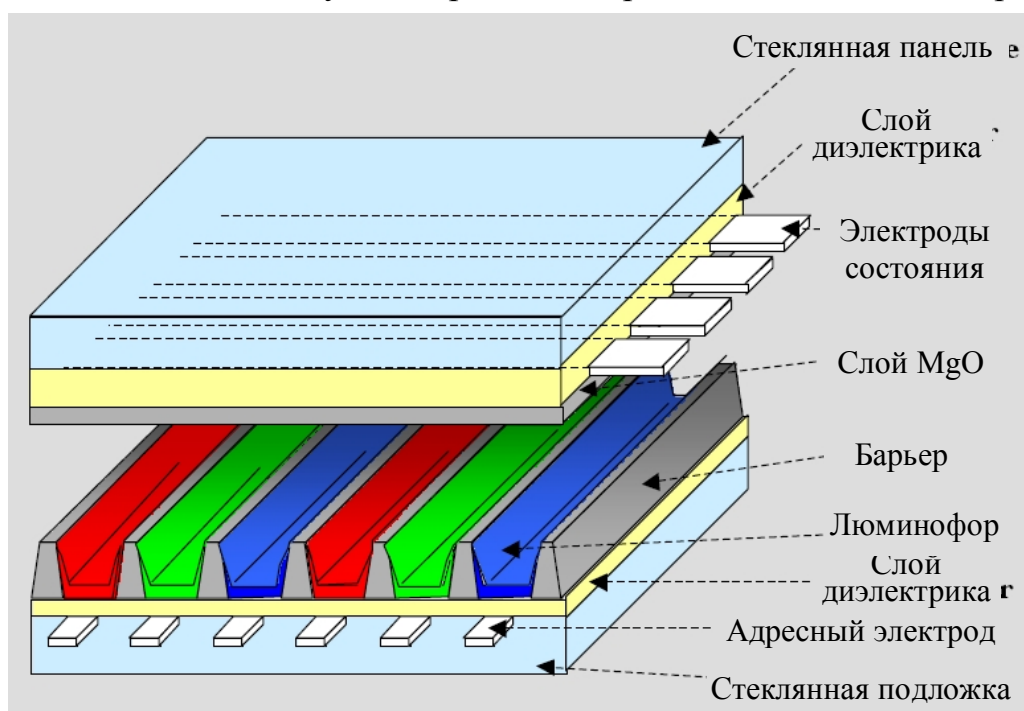


Рисунок 2.22 – Структура плазменной панели

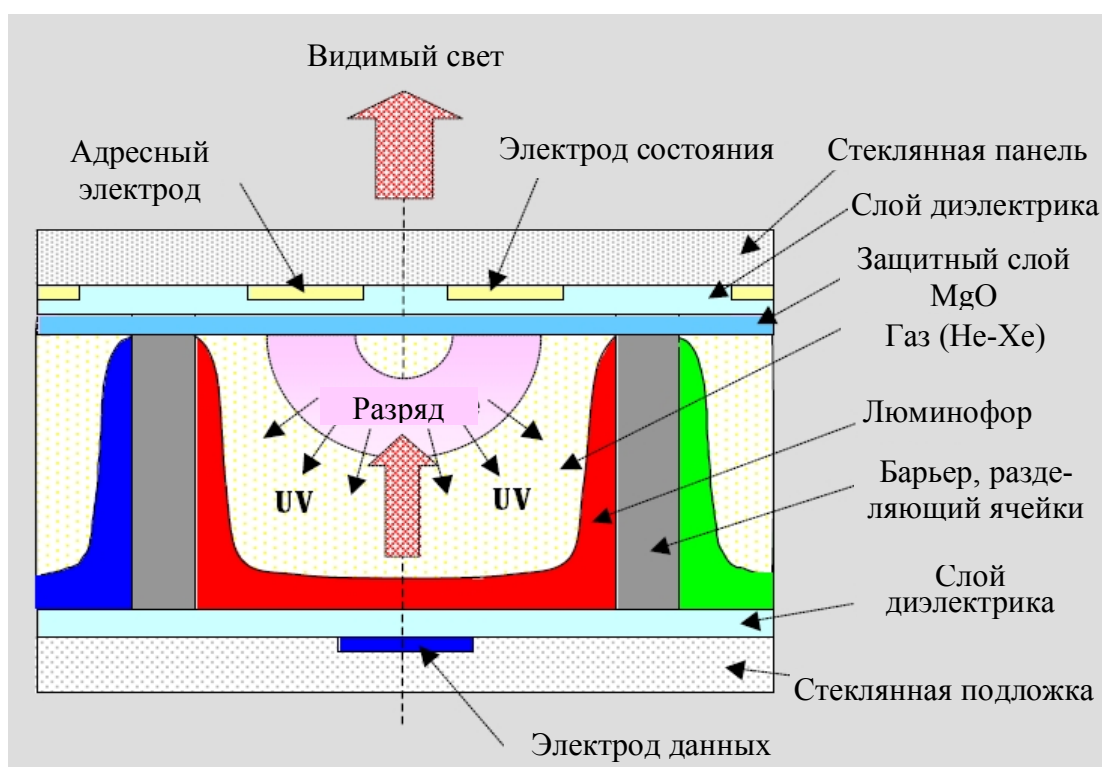


Рисунок 2.23 – Структура ячейки плазменной панели

Известны и другие конструкции плазменных панелей, например, для вывода цветных полутоновых изображений. В таких панелях отдельный пиксел представляет собой триаду газоразрядных тиратронов, имеющих общий электрод для поддержания разряда в смеси редких газов типа He и Xe (рисунок 2.24).

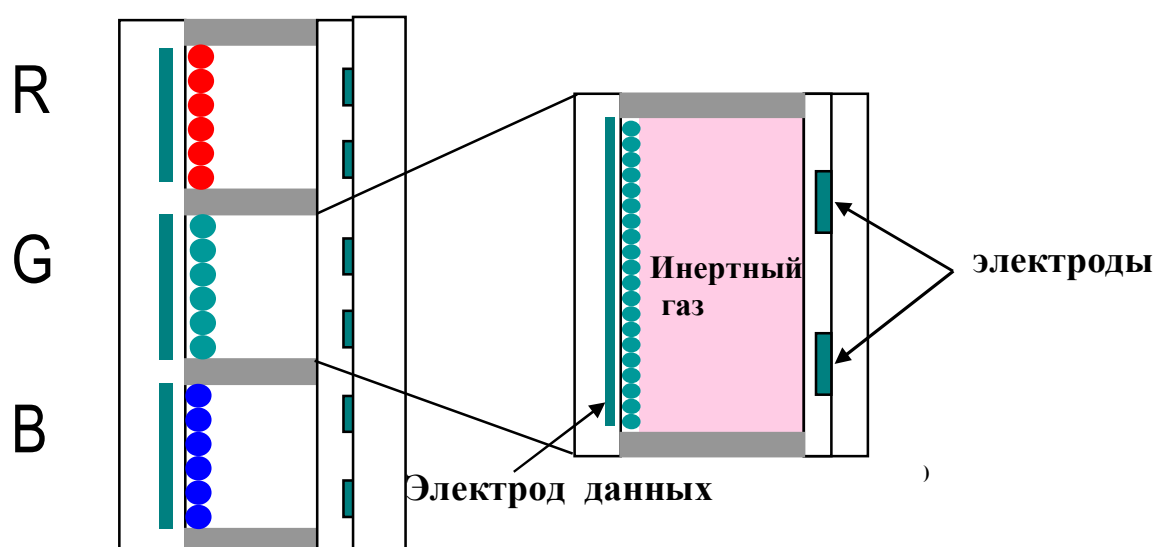


Рисунок 2.24 – Ячейка цветной плазменной панели

При возникновении разряда между электродами возникает ультрафиолетовое (UV) излучение, которое возбуждает люминофоры, которыми покрыты торцы тиратронов. Люминофоры начинают излучать свет (рисунок 2.25).

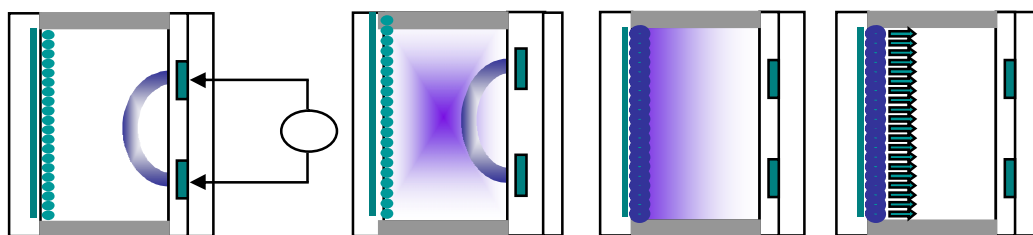


Рисунок 2.25 – Принцип работы ячейки плазменной панели

Эти люминофоры имеют соответствующие фотолюминесцентные характеристики и излучают красный, зеленый и синий цвета, так формируется цветное изображение (рисунок 2.26).

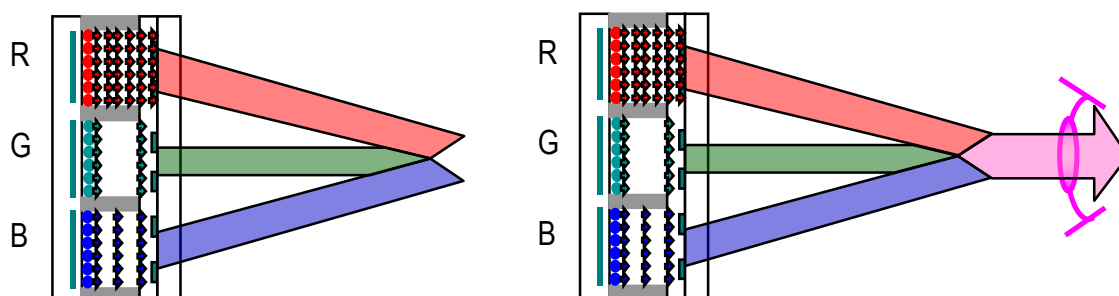


Рисунок 2.26 – Формирование цветного изображения

Эффект изменения яркости моделируется за счет зажигания/гашения разряда с требуемой частотой. Большему времени свечения ячейки соответствует большая яркость (рисунок 2.27). Практически это реализуется путем разбиения поля на субполя, время свечения каждого последующего из которых вдвое больше предыдущего (рисунок 2.28). Число субполей N определяется исходя из требуемого количества воспроизводимых градаций яркости M :

$$N = \log_2 M$$

Предельное число воспроизводимых градаций яркости определяется минимально достижимой длительностью первого субполя и в современных плазменных панелях достигает 4096 (2^{12}), что соответствует приблизительно 68 млрд. воспроизводимых оттенков.

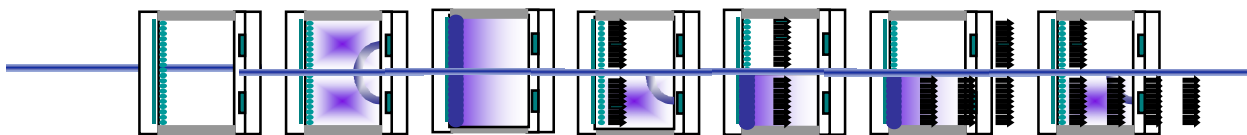


Рисунок 2.27 – Принцип формирования градаций яркости в плазменной панели (общее представление)

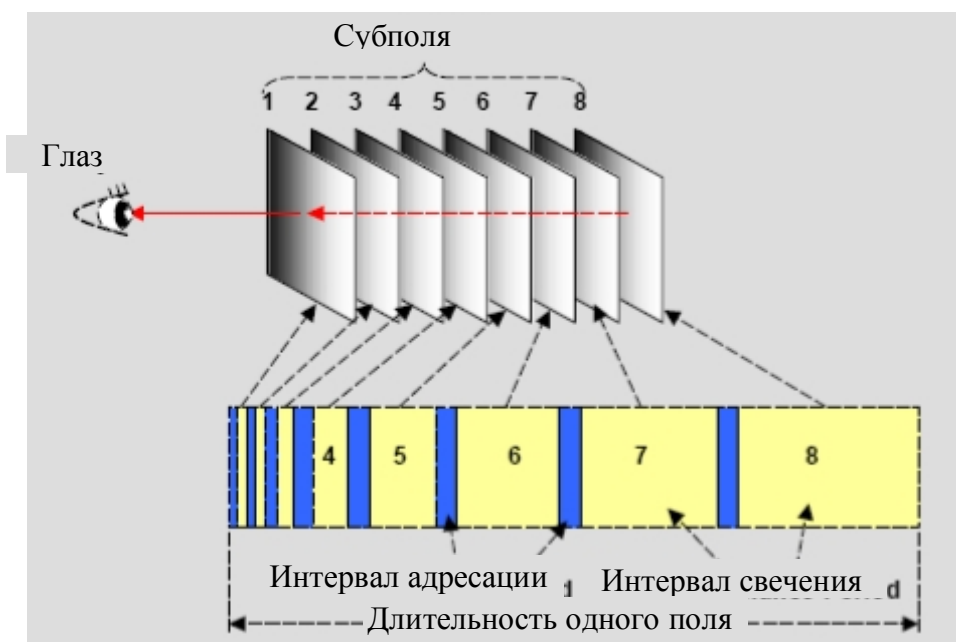


Рисунок 2.28 – Принцип формирования градаций яркости в плазменной панели путем разбиения поля на субполя

Особенности управления ЖК и плазменными панелями

Поскольку ЖК-матрицы и PDP-панели, в отличие от ЭЛТ-кинескопов, имеют фиксированное разрешение, обусловленное числом пикселей матрицы, качество их изображения тем лучше, чем ближе физическое разрешение к разрешению сигнала. В СНГ и Европе в телевидении используется стандарт разложения D/K совместно с системами ЦТВ SECAM или PAL, в котором число строк составляет 625, из которых активных (видимых) 575. Это означает, что идеальным разрешением ЖК (или плазменного) телевизора по вертикали будет 575 пикселей. Разрешение самого массового современного видеоносителя DVD в телевизионном экранном формате 4:3 – 720×576 точек в системах PAL и SECAM и 720×480 пикселей – в системе NTSC (стандарт M или N).

Однако невозможно создать универсальный матричный телевизор, идеально подходящий для просмотра телепрограмм и фильмов в различных видео-

системах, поэтому не существует моделей с разрешением, соответствующим какому-либо из вышеперечисленных. В результате, в телеприемниках с небольшими диагоналями используются компьютерные разрешения 640×480, 800×600 и 1024×768 пикселей, а для вывода изображения применяются специальные системы интерполяции, оптимизированные для работы с движущимися изображениями. Качество картинки, безусловно, получается хуже гипотетического идеального, однако поскольку мы смотрим телевизор на достаточно большом расстоянии, вносимые интерполяцией искажения и эффекты «пикселизации» при просмотре телепрограмм или видеозаписей практически незаметны.

Панели с большими диагоналями (больше 30 дюймов) нередко работают с повышенным разрешением (до 1920×1080 пикселей), поскольку они рассчитаны на сигнал телевидения высокой четкости HDTV, передачи в котором уже ведутся в нескольких странах. В таких дорогостоящих моделях установлены новейшие системы обработки изображения на основе специально разработанных цифровых сигнальных процессоров, поэтому качество телевизионной картинки на подобных телевизорах может быть значительно выше, чем на более дешевых приемниках с меньшей диагональю, разрешение которых ближе к эфирному.

Раздел 3

ЦВЕТНОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

- [ОСНОВЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ЦТВ](#)
- [СИСТЕМА ЦТВ ПАЛ](#)
- [СИСТЕМА ЦТВ СЕКАМ](#)

◀ [К содержанию](#)

3.1 ОСНОВЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ЦТВ

Требования к вещательным системам цветного телевидения

Основная задача телевидения состоит в том, чтобы зритель увидел изображение объекта таким, каким он воспринимался бы им в натуре, т. е. цветным и объемным. Цветное телевидение (ЦТВ) является еще одним шагом на пути к полному решению этой задачи.

Комплекс технических средств, предназначенных для электрической передачи подвижных и неподвижных цветных изображений, называется системой ЦТВ. В этот комплекс входит вся телевизионная аппаратура – от телевизионной передающей камеры до приемника.

Каковы же требования, которым должна удовлетворять вещательная система ЦТВ? Первое из них таково: полоса частот, занимаемая сигналом ЦТВ ($\Delta F_{\text{ЦТВ}}$) должна равняться полосе частот, занимаемой сигналом черно-белого телевидения ($\Delta F_{\text{ЧБ.ТВ}}$), т. е.,

$$\Delta F_{\text{ЦТВ}} = \Delta F_{\text{ЧБ.ТВ}} = 6 \text{ МГц} \quad (3.1)$$

Это условие диктуется необходимостью использовать для передачи сигналов ЦТВ уже существующие телевизионные каналы связи.

Вторым требованием является совместимость, т. е. осуществление приема сигналов ЦТВ в черно-белом виде на телевизионные приемники черно-белого изображения, а также сигналов черно-белого телевидения на цветные телевизоры в черно-белом виде. Таким образом, сигнал ЦТВ ($U_{\text{ЦТВ}}$) должен содержать сигнал черно-белого телевидения (так называемый сигнал яркости U_Y) для создания черно-белого изображения на черно-белых и цветных телевизионных приемниках, а также сигнал цветности $U_{\text{СИ}}$ – для создания цветного изображения на цветных телевизионных приемниках:

$$U_{\text{ЦТВ}} = U_Y + U_{\text{СИ}} \quad (3.2)$$

С учетом выражения (3.1) сигнал цветности $U_{\text{СИ}}$ может передаваться только в пределах полосы частот сигнала яркости U_Y . Поэтому сигнал цветности будет помехой для черно-белых телевизионных приемников. Следовательно, третье требование, которому должна удовлетворять вещательная система ЦТВ, состоит в том, что при формировании сигнала цветности необходимо

применить такие методы кодирования, чтобы он был минимально заметен на черно-белых телевизионных приемниках.

Понятие о цвете

В непрерывном спектре электромагнитных излучений (см. рисунок 1.1) световые (видимые) лучи занимают сравнительно узкий диапазон – примерно от 380 до 780 нм. Электромагнитные колебания только этих длин волн создают в зрительном аппарате человека ощущение света. Светом принято называть электромагнитное излучение, оцененное глазом по тому действию, которое оно на него производит.

Излучения бывают монохроматическими и сложными. Если световой поток создается излучением одной длины волны или очень узким участком спектра, то он называется монохроматическим. Последний в зависимости от длины волны создает у человека ощущение различного цвета. Цвета, воспринимаемые при наблюдении монохроматических излучений, называются спектральными. Это хорошо иллюстрируется следующим примером. Как известно, белый солнечный свет при помощи призмы можно разложить на целый спектр лучей с волнами разной длины, которые нам кажутся окрашенными в различные цвета (цвета именно кажутся, так как это определенные ощущения).

На рисунке 1.1 выделены цвета, называемые главными. Границы здесь довольно условные, так как каждый цвет непрерывно переходит в следующий, образуя множество оттенков. Число воспринимаемых глазом оттенков (спектральных цветов) очень велико и трудно поддается точному учету: по имеющимся в литературе сведениям – от 150 до 250.

Источники света с монохроматическим излучением в природе практически отсутствуют. Примером искусственно созданных монохроматических источников являются оптические квантовые генераторы – лазеры.

Сложные излучения состоят из совокупности монохроматических излучений и поэтому могут быть охарактеризованы своим спектральным составом (спектральным распределением), т. е. величиной энергии на каждой длине волны излучения. Графическое представление зависимости энергии излучения какого-либо источника света от длины волны называется спектральной характеристикой излучения.

Любое излучение, имеющее сплошной спектр в видимом диапазоне, с распределением энергии, близким к ее распределению в солнечном свете, воспринимается как белый свет (цвет). Существует много источников (например,

солнце, лампы накаливания, люминесцентные лампы), свет которых создает ощущение белого цвета разных оттенков.

Цветовые свойства несамосветящихся предметов имеют спектральные характеристики отражения (если предмет непрозрачный) или пропускания (если предмет прозрачный), которые представляют собой зависимость коэффициента отражения (пропускания) от длины волны. Таким образом, отраженный (прошедший) световой поток, вызывающий цветное ощущение, определяется путем перемножения спектральных характеристик излучения источника света и отражения или пропускания всех сред, находящихся на пути света от источника к глазу.

Объективные и субъективные характеристики цвета

При изменении энергии источника монохроматического или сложного излучений меняется только количественная характеристика цвета – яркость. Связь между воспринимаемой яркостью (светлотой) и яркостью объекта устанавливается с помощью закона Вебера-Фехнера.

Качественными характеристиками цвета являются цветовой тон и насыщенность. Цветовым тоном называют то свойство цвета, которое позволяет оценить его как красный, синий, зеленый и т. д. Насыщенность цвета – это как бы степень отдаленности данного цвета по зрительному восприятию от белого. Наиболее насыщенными являются спектральные цвета, а нейтральные цвета (белые и серые) имеют нулевую насыщенность.

Совокупность субъективных параметров – цветового тона и насыщенности цвета – называется цветностью. Цвет как физическое явление характеризуется такими объективными параметрами, как преобладающая длина волны λ_0 и чистота цвета p .

Цветовой тон монохроматического излучения численно определяется длиной волны, а сложного – преобладающей длиной волны λ_0 (рисунок 3.1). Под λ_0 понимают длину волны монохроматического света, имеющего тот же цветовой тон, что и данный цвет.

Чем шире спектр сложного излучения (в видимом диапазоне) с преобладающей длиной волны λ_0 , тем он менее чист по сравнению с монохроматическим излучением той же длины волны λ_0 . Для пурпурного цвета преобладающей длиной волны будет длина волны дополнительного к нему монохроматического света λ'_0 .

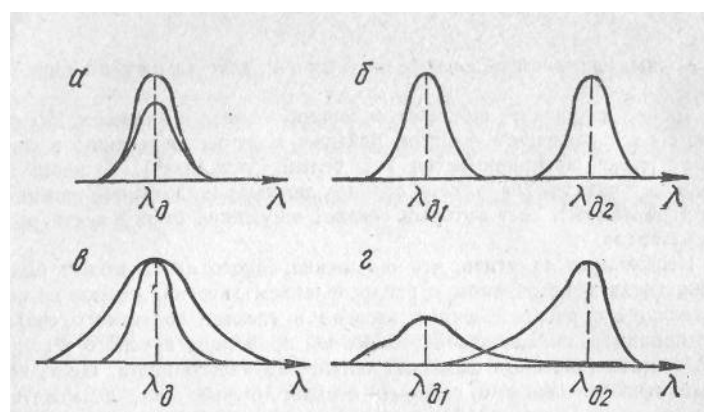


Рисунок 3.1 – Распределение энергии в спектре излучений, отличающихся:
а – по яркости; б – по цветовому тону; в – по насыщенности;
г – одновременно по цветовому тону и насыщенности

Под чистотой p цвета (светового потока F) понимают относительное (в %) содержание в нем спектрального цвета (монохроматического светового потока F_λ), т.е

$$p = F_\lambda / F = F_\lambda / (F_\lambda + F_B) \quad (3.3)$$

где F_B – световой поток белого цвета.

Если $F_B = 0$, то $p = 1$ (100%); в этом случае цвет имеет полную насыщенность (спектральный цвет без разбавления его белым цветом). Для нейтральных цветов (белого и серого) $p = 0$, так как $F_\lambda = 0$.

Цветовой тон и насыщенность не могут быть определены столь точно, как преобладающая длина волны (в нм) и чистота цвета (в %).

Связь цветового ощущения со спектральным составом света неважно однозначна. Если различным цветам всегда соответствуют разные спектральные составы, то существует много различных спектральных составов, вызывающих ощущения одинаковых цветов. Такие цвета называются метамерическими, или метамерами (например, получение белого цвета путем смешения двух монохроматических излучений красного и голубого).

Цветовое зрение

Зрительная система человека является приемником оптической информации. В подразделе 1.4 рассматривались характеристики зрения применительно к восприятию только яркости. Ниже описываются свойства зрения, характеризующие особенности восприятия цвета.

В глазу на сетчатке имеются светочувствительные нервные окончания – колбочки и палочки. Колбочки участвуют в процессе видения при достаточно

большой яркости светового потока L (не менее 1 кд/м^2) и позволяют воспринимать окружающий мир в цвете. Экспериментально установлено, что колбочковый аппарат имеет различную чувствительность к монохроматическим источникам света с равной энергией, но разной длиной волны. Эта зависимость установлена для среднего (стандартного) наблюдателя в 1924 г. Международной комиссией по освещению (МКО). Ее принято называть кривой относительной видности $v(\lambda)$.

Максимальную чувствительность колбочковый аппарат имеет к желто-зеленым излучениям с длиной волны 555 нм. При увеличении или уменьшении длины волны спектральная чувствительность глаза (ощущаемая яркость) падает. Эта особенность спектральной чувствительности зрения сказывается, как будет показано далее, на законе формирования сигнала яркости.

Палочки, наоборот, нечувствительны к цвету, поэтому они позволяют увидеть различие двух предметов, окрашенных в разные цвета, только по их относительной яркости.

При уменьшении яркости, т. е. когда работают в основном палочки, максимум чувствительности глаза сдвигается в сторону более коротких волн (см. рисунок 1.1). Оказывается, палочки «видят» (по яркости) синий конец спектра лучше, чем колбочки. Иначе говоря, если днем красный объект воспринимается с большей яркостью, чем синий, то при ночном или сумеречном освещении красный объект воспринимается как черный, а синий – как светло-серый.

Трехкомпонентная теория цветового зрения

Впервые гипотезу о механизме цветового зрения высказал М. В. Ломоносов, который в 1756 г. сформулировал трехкомпонентную (трехцветную) теорию восприятия цветов. Согласно этой теории, в глазу имеются три вида приемников лучистой энергии (колбочек), воспринимающих соответственно красную (длинноволновую), желтую (средневолновую) и голубую (коротковолновую) части видимого спектра.

Подобные гипотезы были также выдвинуты в Англии Томасом Юнгом в 1807 г., в Германии – Гельмгольцем в 1852 г., и за основные цвета были приняты красный, зеленый и синий.

Все наши ощущения есть не что иное, как результат смешения в различных пропорциях этих трех цветов.

При одинаково сильном возбуждении трех видов колбочек создается ощущение белого цвета, при равном слабом – серого, а при отсутствии раздражения – черного. При этом глаз воспринимает яркость предметов путем сумми-

рования ощущений, получаемых тремя видами колбочек, а цветность – как отношение этих ощущений.

Трехкомпонентная теория цветового зрения в настоящее время является почти общепринятой. Предполагается, что в каждом виде колбочек содержится соответствующий цветочувствительный пигмент, названный йодопсином, обладающий определенной спектральной чувствительностью (характеристикой поглощения).

Установлено, что области спектральной чувствительности трех фотопигментов перекрываются и при зрительном восприятии возбуждаются две или даже три группы колбочек, но в различной степени. Иными словами, излучение почти всех участков видимого спектра возбуждает не одну группу колбочек, и поэтому всегда более чем один из трех независимых приемников участвует в механизме цветовосприятия. Наличием трех приемников света с перекрывающимися областями спектральной чувствительности и объясняют существование метамерных цветов, идентичных по цветовому восприятию, но вызываемых световыми потоками с различным спектральным составом.

Несмотря на то, что механизм цветового зрения окончательно не выяснен, для создания системы ЦТВ достаточно уже известных закономерностей цветового зрения, выявленных в результате большого числа опытов по смешению цветов. Именно они позволили разработать метрику цвета (колориметрию), производить с достаточной точностью цветовые расчеты, воспроизводить цвета и создать цветную фотографию, печать, кино и телевидение.

Методы образования цветов

Существуют два метода образования цветов: аддитивный и субтрактивный, основанные соответственно на сложении и вычитании цветов.

В ЦТВ используется только аддитивный метод образования цветов, основанный на сложении основных цветов. В этом методе под сложением цветов понимается смешение световых (цветовых) потоков, но не смешение красок. Аддитивный метод подразумевает оптическое, последовательное и пространственное смешение цветов.

Сущность оптического смешения цветов заключается в том, что на неизбежно отражающий диффузный экран направляют три световых потока: красный, зеленый и синий. Последние могут быть получены, например, от источников белого света, перед которыми установлены соответственно красный, зеленый и синий светофильтры. Цвет экрана будет зависеть от интенсивности смешиваемых цветов.

Образование цветов путем оптического смешения трех основных используется в проекционных устройствах воспроизведения цветных телевизионных изображений. Для этого необходимо на три черно-белых кинескопа, перед экранами которых установлены соответственно красный, зеленый и синий светофильтры, подать сигналы U_R , U_G и U_B , несущие информацию о содержании красного, зеленого и синего в изображении объекта. С помощью специальных зеркал (дихроических) световые потоки объединяются и, попадая на экран, образуют цветное изображение. Здесь три изображения в основных цветах накладываются с помощью оптических средств друг на друга на общем экране.

Последовательное смешение имеет место при последовательной во времени смене цветов (красного, зеленого и синего) с частотой, при которой мелькание цветов не видно. При быстром вращении вертушки, диск которой окрашен в различные цвета в виде секторов, образуется новый цвет, который зависит от их угловых размеров. Этот вид смешения в настоящее время используется в проекционных телевизорах (DLP-проекторах).

Однако, как это следует из подраздела 1.4, разрешающая способность зрения ограничена и в пространстве. Именно этим объясняется механизм пространственного смешения цветов, при котором происходит слитное восприятие разноцветных штрихов, точек, полосок или других фигур, угловые размеры которых меньше угла, разрешаемого глазом. При выбранных основных цветах цвет смеси определяется соотношением площадей, занятых элементами каждого цвета.

Пространственное смешение цветов используется в современных кинескопах цветного телевидения. Так, экран трехлучевого масочного кинескопа имеет мозаичную структуру, состоящую из маленьких участков (точек) люминофоров разного химического состава и группирующихся тройками, каждая из которых образует один элемент изображения. При возбуждении люминофорных точек электронными лучами они светятся красным, зеленым и синим цветом (см. подраздел 2.2).

Таким образом, все три вида аддитивного метода образования цветов нашли применение в ЦТВ. Общим для них является то, что яркость цвета смеси всегда больше яркости любого из смешиваемых цветов.

Аддитивное смешение цветов подчиняется определенным законам, которые и легли в основу учения о цвете и цветовых измерениях – колориметрии.

В природе наблюдается только субтрактивное образование цветов, основанное на их вычитании. Вычитаются цвета путем поглощения части потока лучей белого света при прохождении его через избирательно поглощающую

(отражающую) среду или несколько сред, расположенных последовательно на пути этого потока. Поэтому цвет предмета определяется разностью между белым цветом и цветом излучения, поглощенного последовательно расположенными избирательными средами. Цвет большинства предметов обусловлен составом входящих в них веществ, которые поглощают энергию излучения определенных участков видимого спектра. Такие вещества называют пигментами, если они нерастворимы, и красителями – если растворимы.

Следовательно, цвет предмета есть не что иное, как цвет света, отраженного предметом.

В отличие от аддитивного метода, при котором возможно смешение любых цветов без каких-либо ограничений, предъявляемых к спектрам смешиваемых излучений, для субтрактивного метода образования цвета необходимо, чтобы в исходном световом потоке присутствовали те цвета, которые из него вычитаются. Это условие и заставляет при использовании субтрактивного метода в качестве исходного цвета выбирать белый свет со сплошным спектром, который обеспечивает в процессе его субтрактивного преобразования возможность поглощения излучений волн любой длины.

Для субтрактивного метода также характерно то, что яркость получаемого цвета всегда меньше яркости исходного белого света.

Субтрактивный метод образования цветов применяется в полиграфии (при цветной печати), цветном кино и цветной фотографии. Применение аддитивного метода здесь практически невозможно. В качестве основных пигментов (красок) используются желтая, голубая и пурпурная краски, которые поглощают соответственно синий, красный и зеленый цвета, а отражают красный и зеленый, синий и зеленый, красный и синий цвета.

Особенности восприятия цветов

Как установлено, в нормальных условиях чувствительность глаза к изменениям яркости значительно превосходит его чувствительность к изменениям цвета. Следовательно, в ЦТВ к качеству передачи сигнала яркости необходимо предъявлять более высокие требования, чем к сигналу цветности.

Чувствительность глаза к изменениям цвета зависит от характеристик наблюдаемого изображения – его яркости, цветового тона и насыщенности. Наиболее заметны различия цветового тона в диапазоне волн от 480 до 640 нм (от голубого до красных цветов) и особенно на волнах 500 и 600 нм (голубовато-зеленый и оранжевый цвета), на которых глаз различает изменения преобладающей длины волны приблизительно на 1 нм.

При малой или слишком большой яркости число различимых глазом цветовых тонов уменьшается. Аналогичный эффект проявляется при снижении насыщенности цвета. В нормальных условиях глаз может различать примерно 150 спектральных цветов и 30 высоконасыщенных пурпурных цветов.

Чувствительность глаза к изменениям насыщенности цветов зависит от степени их чистоты. Причем искажения насыщенности могут быть большими, чем искажения цветового тона. При малой или большой насыщенности глаз имеет наибольшую чувствительность к изменениям чистоты цвета. При средней насыщенности глаз мало чувствителен к ее изменениям.

Наименьшей чувствительностью обладает глаз к изменениям насыщенности желтого цвета. При переходе к оранжевому или зеленому цветам чувствительность к изменению насыщенности возрастает примерно в 4 раза и остается практически постоянной в диапазоне волн 400...530 нм, а в диапазоне волн 620...700 нм повышается еще в 1,5 раза.

Как показывают опыты, разрешающая способность зрения к цветовым переходам значительно ниже, чем к переходам яркости. Приведенное в п. 1.4 значение остроты зрения справедливо только для черно-белых изображений.

Острота зрения зависит от цвета наблюдаемых предметов. Причем при монохроматическом свете острота зрения выше, чем при смешанном. Обычно это объясняют присущим зрению явлением хроматической аберрации (искажения). При рассматривании многоцветного изображения аккомодация (фокусировка) происходит по желто-зеленым лучам, к которым глаз наиболее чувствителен. Синие лучи, отклоняемые хрусталиком больше красных, оказываются в фокусе перед сетчаткой, а красные – за ней. Так как красные лучи преломляются слабее синих, кажется, что красные предметы находятся на меньших расстояниях от нас, чем синие, при прочих равных условиях.

Для разных монохроматических лучей острота зрения не является постоянной: для зеленых лучей она выше, чем для красных и синих. Установлено, что с уменьшением размеров предметов трехцветное зрение становится сначала двухцветным, а затем ахроматичным (бесцветным). При наблюдении предметов с угловыми размерами 12...20' глаз не делает различия между красным и пурпурным, синим и зеленым цветами, а воспринимает их как оранжевые и голубые. По мере уменьшения размеров деталей (меньше 3') глаз воспринимает их как черно-белые.

Проведенные в 1950 г. А. Бэдфордом (США) опыты позволили установить относительную остроту зрения для некоторых сочетаний цветов по сравнению с черно-белым изображением, для которого острота зрения принята за 1.

Сочетание цветов	Относительная острота зрения	Сочетание цветов	Относительная острота зрения
Черно-белое	1	Зелено-красное	0,4
Черно-зеленое	0,94	Красно-синее	0,23
Черно-красное	0,9	Зелено-синее	0,19
Черно-синее	0,26		

Следовательно, если на экране кинескопа с определенного расстояния на белом фоне различаются черные детали размером, например, в 1 мм, то при тех же условиях зеленые детали на красном фоне будут различимы, начиная с размера 2,5 мм, зеленые детали на синем фоне – с 5 мм и т. д. Причем если детали меньших размеров указанных сочетаний цветов и передаются, то воспринимаются они бесцветными, т. е. в черно-белых (серых) тонах.

Эта особенность зрения используется в вещательных системах ЦТВ, она позволяет передавать крупные детали изображения в цвете, а мелкие – черно-белыми. Поскольку высокочастотные составляющие в спектре телевизионного сигнала определяются размерами мелких деталей, то в ЦТВ в полной полосе частот необходимо передавать информацию только о яркости изображения, а о цветности можно передавать в сокращенной полосе частот.

Если в цвете передаются только те детали, размеры которых в 4 раза превышают элемент разложения, т. е. минимально воспроизводимую данной телевизионной системой черно-белую деталь, то 90 % наблюдателей не отличают полученное изображение от эталонного.

Если сигнал яркости занимает полосу 6 МГц (для отечественного стандарта), то информация о цветности может быть передана в полосе частот в 4 раза уже, т. е. 1,5 МГц. При этом информация о цветности деталей всех цветовых сочетаний будет передаваться в полосе 1,5 МГц, хотя, как это следует по данным, приведенным выше, детали некоторых цветовых сочетаний можно передавать в более сокращенной полосе частот. Поэтому в ряде случаев (например, в системе ЦТВ NTSC) учитываются и эти свойства зрения, которые позволяют правильно воспроизводить цветное изображение, если передавать очень мелкие детали бесцветными (черно-белыми), мелкие детали – двухцветными (как смесь оранжевого и голубого цветов) и крупные – трехцветными (смесь красного, зеленого и синего цветов).

Цветовая температура

Спектральный состав и распределение энергии теплового источника света зависят от температуры излучающего тела. Как известно, при нагревании како-

го-либо физического тела сначала происходит излучение невидимых тепловых лучей, при дальнейшем повышении температуры – темно-красных, потом красных, оранжевых, желтых и других, более коротковолновых лучей. В результате свечение из красного становится оранжевым, потом желтым и, наконец, белым, при этом одновременно увеличивается общая яркость свечения.

Эталонным источником излучения является абсолютно черное тело, которое поглощает всю направленную на него лучистую энергию, а при нагревании обладает наибольшей излучательной способностью. Абсолютно черных тел в природе не существует. К ним приближается полый шар из тугоплавкого металла с небольшим отверстием.

При изменении температуры абсолютно черного тела изменяется как количество излучаемой им энергии, так и спектральный состав излучения.

В пределах видимого спектра цветность излучения абсолютно черного тела определяется его температурой, получившей название цветовой температуры T_c (в градусах Кельвина).

Для реальных температурных (тепловых) излучателей цветовой является та температура, до которой пришлось бы нагреть абсолютно черное тело, чтобы оно стало излучать тот же цвет, что и излучатель. При этом излучатель и абсолютно черное тело будут иметь одинаковое распределение энергии в видимой части спектра. Необходимо отметить, что спектральное распределение энергии у «нетемпературных» излучателей (например, люминесцентных и газоразрядных ламп), характеризующихся определенной цветовой температурой, не будет соответствовать распределению энергии в спектре температурного излучателя при той же цветовой температуре, хотя цвет их свечения может быть почти одинаковым.

Ниже приведены цветové температуры некоторых источников света.

Источник света	Цветовая температура, T_c , К
Лампа накаливания (пустотная, с вольфрамовой нитью) 50...100 Вт	2500...2700
Лампа накаливания (газонаполненная, с вольфрамовой нитью) 1000 Вт	2980
Люминесцентная лампа дневного света	3500
Прямой солнечный свет у поверхности земли летом в полдень	5500
Люминесцентная лампа дневного света	6000
Солнечный свет до поглощения атмосферой	6500
Облачное небо	6500
Свет голубого неба	19000...24000

В 1931 г. МКО ввела в практику фото- и колориметрии четыре стандартных источника белого цвета – *A*, *B*, *C* и *E*. В дальнейшем были введены еще два стандартных источника *D* и *S*. Цветовые температуры этих стандартизированных источников и качественные характеристики их цветности следующие:

Источник света	Цветовая температура, К	Характеристика излучения и его цветности
<i>A</i>	2848	Соответствует излучению вольфрамовой лампы накаливания (средний искусственный свет)
<i>B</i>	4800	Соответствует рассеянному полуденному солнечному свету (искусственный дневной свет)
<i>C</i>	6500	Соответствует прямому солнечному свету (смешанный цвет излучения солнца и неба) при малооблачном небе.
<i>E</i>	5700	Близок к среднему дневному свету северного неба.
<i>D</i>	6500	Соответствует излучению с равномерным распределением энергии в видимом спектре (равноэнергетическое белое).
<i>K</i>	6500	Цвет облачного неба.
<i>S</i>	25 000	Цвет голубого неба.

В качестве источника *A* применяются специально отобранные и проградированные лампы накаливания. Источники *B*, *C* и *E* могут быть получены, например, путем установки перед лампой с цветовой температурой источника *A* специальных светофильтров, более интенсивно поглощающих красные лучи по сравнению с синими.

Согласование цветов. Законы аддитивного их смешения

Как уже указывалось, аддитивный метод позволяет путем суммирования трех основных цветов (световых потоков) получить большую часть цветов видимого диапазона.

Основными могут быть любые три линейно независимых цвета (например, *R*, *G* и *B*), т. е. такие, один из которых нельзя получить сложением двух других.

В каком количестве, и какие цвета необходимо суммировать для получения ощущения заданного цвета? Именно для создания ощущения, так как понятие «цвет» – психофизиологическое, субъективное. То есть как велико число независимых переменных, нужных для определения цвета? Ответ на этот вопрос может быть получен только на основе экспериментов по зрительному согласованию исследуемого (измеряемого) цвета с цветом, полученным путем аддитивного сложения основных цветов.

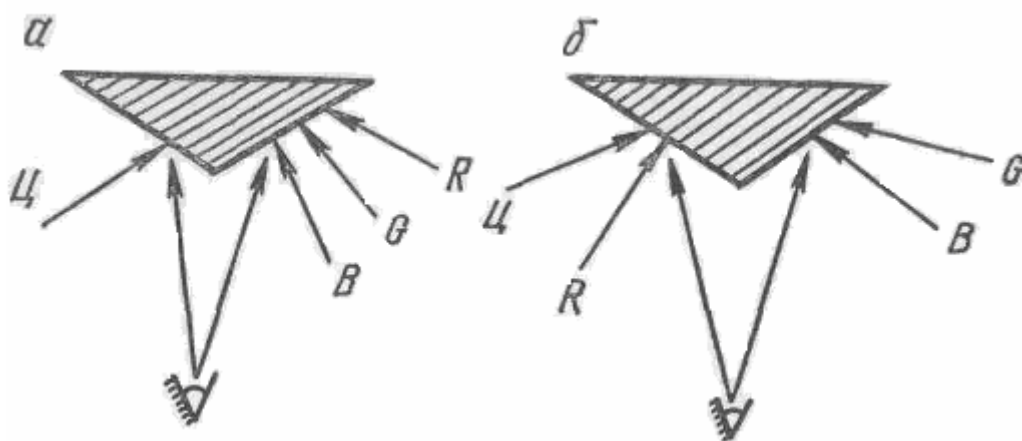


Рисунок 3.3 – Согласование цвета со смесью трех линейно независимых цветов R, G, B

Опыт можно провести следующим образом. Если на левую грань белой гипсовой призмы (рисунок 3.3, а) направить световой поток определенного цвета, а на правую – три основных потока (красный, зеленый и синий), то можно путем подбора количества (мощности) смешиваемых цветов добиться того, чтобы при наблюдении цветов одновременно на обеих гранях призмы не замечались различия между двумя половинами поля зрения, а воспринимались цвета одинаковыми по яркости и цветности. Процесс достижения этого условия называется согласованием цветов.

Эксперименты показывают, что не все цвета, которые могут восприниматься от самосветящихся источников излучений, можно уравнивать за счет сочетания красного, зеленого и синего цветов. Смесь двух спектральных цветов образует цвет менее насыщенный, чем спектральные цвета. Аналогично при сложении трех спектральных цветов (каждый из которых вследствие монохроматичности имеет 100%-ную насыщенность) получается цвет с меньшей насыщенностью. Поэтому согласование смеси основных цветов со спектральным (монохроматическим) оказывается невозможным. Однако если один из основных цветов добавить к исследуемому спектральному цвету (рисунок 3.3, б) в таком количестве, что цвет смеси на левой грани становится менее насыщенным, чем спектральный, то его можно согласовать с цветом на правой грани призмы, созданным оставшимися основными цветами. В этом случае можно считать, что смесь цветов на правой грани содержит основные цвета с положительным знаком, а на левой – с отрицательным.

Таким образом, любой цвет может быть согласован со смесью трех основных цветов. При этом согласование возможно с помощью только одной комбинации данных основных цветов. Для сложных цветов, являющихся сме-

сью нескольких составляющих, согласование с цветом смеси основных цветов возможно только в том случае, если каждый из составляющих цветов в отдельности может быть согласован со смесью основных цветов. Согласование цветов сохраняется в широком диапазоне их яркости.

Цвет смеси двух монохроматических излучений не совпадает с цветом излучения промежуточной длины волны видимого диапазона. Исключение составляют цвета излучений с длиной волн от 550 до 780 нм. Смешение двух спектральных цветов в этом диапазоне волн создает ощущение цвета, практически мало отличающегося от цвета с промежуточной длиной волны почти такой же насыщенности, что и спектральный цвет.

Цветовые равенства, о которых шла речь, можно записать в форме уравнения:

$$\text{Ц} = m(\text{Ц}) = r'(R) + g'(G) + b'(B), \quad (3.4)$$

где (Ц) – единичное количество согласуемого цвета; m – количество этих единиц, или модуль цвета; (R), (G), (B) – обозначения выбранных единичных количеств основных цветов R, G, B, а r' , g' и b' – модули, или количества этих единиц основных цветов, образующих в смеси некоторый цвет.

Модуль цвета есть не что иное, как отношение его к единичному цвету.

Модуль m цвета Ц равен сумме модулей основных цветов

$$m = r' + g' + b' \quad (3.5)$$

Выражение (3.4) математически отражает то, что m единиц цвета Ц согласуется как количественно (по яркости), так и качественно (по цветовому тону и насыщенности) со смесью r' единиц цвета R, g' единиц цвета G и b' единиц цвета B.

Поскольку модули выражены с помощью количества единичных цветов, символы (R), (G) и (B) следует считать наименованием единиц измерения, например, ватт, люмен и т. д.

Цветовые уравнения имеют смысл только для зрительной системы. Так как спектральные составы и мощности излучений, которые входят в уравнение и образуют одинаковые цвета, могут быть различны, то равенство (3.4) не будет иметь смысла ни для какого другого приемника излучения (например, термоили фотоэлемента).

Как уже отмечалось, для получения цветового (колориметрического) равенства любого исследуемого спектрального цвета и смеси трех основных спек-

тральных цветов необходимо один из основных добавить к исследуемому. Тогда цветовое уравнение примет вид, например:

$$\begin{aligned} m(\text{Ц}) + r'(R) &= g'(G) + b'(B) \\ \text{или} \\ m(\text{Ц}) &= -r'(R) + g'(G) + b'(B) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Данное выражение подтверждает тот факт, что суммирование в цветовом уравнении (3.4) осуществляется алгебраически (т. е. с учетом знаков коэффициентов r' , g' и b').

Результаты многочисленных экспериментов по аддитивному сложению трех основных цветов были обобщены немецким математиком Грассманом в 1853 г. в виде трех законов.

Согласно первому закону смешения, любые четыре цвета находятся в линейной зависимости, хотя существует неограниченное число линейно-независимых систем из трех цветов.

Иначе говоря, любой цвет может быть представлен в форме уравнения (3.4), показывающего, что в общем случае цвет определяется тремя независимыми переменными. Теперь можно точно утверждать, что цвет является величиной трехмерной и, следовательно, может быть представлен точкой или вектором в пространстве, имеющем три измерения. Поэтому коэффициенты r' , g' и b' называются *координатами цвета Ц* (или *абсолютными трехцветными коэффициентами*) в системе основных цветов R , G , B . Так как единичные цвета (R) , (G) , (B) — величины постоянные, то независимыми переменными в уравнении (3.1) являются координаты цвета.

На практике часто требуется определить лишь качественную характеристику цвета. В этом случае независимыми переменными могут выступать величины, равные отношению каждой из координат цвета $\mathbf{k}$ их сумме:

$$r = \frac{r'}{r' + g' + b'}; \quad g = \frac{g'}{r' + g' + b'}; \quad b = \frac{b'}{r' + g' + b'}; \quad (3.7)$$

причем $r + g + b = 1$.

Тогда, разделив выражение (3.4) на m и учитывая формулы (3.5) и (3.7), получим следующее уравнение для единичного цвета (Ц) :

$$m(\text{Ц})/m = (\text{Ц}) = r(R) + g(G) + b(B) \quad (3.8)$$

Величины r , g и b получили название *относительных трехцветных коэффициентов*, или *координат цветности*. Нетрудно заметить, что эти коэффициенты сохраняются неизменными при одновременном и пропорциональном увеличении или уменьшении всех трех координат цвета и меняются при изменении их соотношения. Следовательно, коэффициенты r , g и b не зависят от количества (яркости) цвета и определяют его качество (цветность). Достаточно знать два из этих коэффициентов, а третий можно найти по формуле (3.4), например $g = 1 - (r + b)$. Так как цветность определяется двумя параметрами (цветовым тоном и насыщенностью или преобладающей длиной волны и чистотой), а не тремя, то вполне оправдано называть коэффициенты r , g , b координатами цветности.

В соответствии со вторым законом при непрерывном изменении λ_d неуклонно изменяется цветовой тон. Третий закон смешения является самым общим: цвет смеси некоторых излучений определяется не спектральными составами смешиваемых излучений, а их цветами. Это означает, что можно оперировать с излучениями, учитывая только их цвет и не принимая во внимание их спектральный состав. В этом и состоит проявление метамерных цветов.

Пусть требуется определить цвет смеси двух цветов Π_1 и Π_2 , если последние воспроизведены как смесь трех линейно независимых цветов R , G и B в соответствии с уравнениями:

$$\begin{aligned} m_1(\Pi_1) &= r'_1(R) + g'_1(G) + b'_1(B) \\ m_2(\Pi_2) &= r'_2(R) + g'_2(G) + b'_2(B) \end{aligned}$$

Тогда по третьему закону можно алгебраически суммировать правые и левые части уравнений, невзирая на различия их спектральных составов. В результате получим новое цветовое равенство:

$$\Pi = m_1(\Pi_1) + m_2(\Pi_2) = (r'_1 + r'_2)(R) + (g'_1 + g'_2)(G) + (b'_1 + b'_2)(B), \quad (3.9)$$

согласно которому координаты цвета смеси равны суммам координат смешиваемых цветов. Уравнение (3.9) может быть распространено на сумму любого числа цветов.

Измерение цвета. Колориметрические системы

Уже отмечалось, что любой цвет однозначно определяется его координатами в соответствии с цветовым уравнением (3.4).

Световое излучение характеризуется плотностью распределения лучистой мощности по спектру (спектральной характеристикой). Следовательно, для измерения цвета необходимо найти его цветовые координаты по спектральному составу, поскольку последний определяется цветовыми координатами неоднозначно. Метамерные цвета имеют одинаковые координаты цвета, но разные спектральные составы.

Любой цвет, которому соответствует излучение сложного спектрального состава, можно рассматривать как смесь цветов монохроматических составляющих этого излучения. При этом их количественные соотношения в смеси определяются спектральной характеристикой излучения.

Согласно третьему закону смешения цветов, каждая цветовая координата рассматриваемого цвета со сложным спектральным составом излучения равна сумме соответствующих цветовых координат всех спектральных цветов, образующих данный цвет (см. выражение 3.9).

Таким образом, для расчета цветовых координат по заданному спектральному составу излучения нужно знать цветовые координаты каждой его монохроматической составляющей. Для этого должны быть заранее известны цветовые координаты всех спектральных цветов видимого диапазона при одинаковой энергии излучения.

Определение координат всех спектральных цветов было произведено путем тщательно поставленного эксперимента по согласованию цветов (например, как на рисунке 3.3) при выбранных основных цветах. Выбор последних можно произвести произвольно, учитывая только условие их линейной независимости. Однако для стандартизации цветовых измерений на восьмой сессии Международной комиссии по освещению (МКО) в 1931г. в качестве основных цветов были приняты монохроматические излучения с длинами волн: для R – 700 нм, для G – 546,1 нм и для B – 435,8 нм. На этой же сессии были также утверждены в качестве стандартов две колориметрические системы (RGB и XYZ) и значения цветовых координат.

Теперь можно произвести измерение цвета – определение цветовых координат. Последовательно направляя на левую грань призмы (рисунок 3.3) все спектральные цвета видимого диапазона, добиваются согласования каждого из них со смесями трех выбранных основных цветов:

$$\text{Ц}(\lambda) = r'(\lambda)(R) + g'(\lambda)(G) + b'(\lambda)(B) \quad (3.10)$$

и находят значения координат $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$ цвета с учетом их знаков для всех длин волн (с интервалом 5нм) видимого диапазона.

Координаты цвета в уравнениях (3.1) и (3.7) определяют количества основных цветов в смеси. Их устанавливают путем дополнительного эксперимента. При этом выбраны такие их количества, которые при сложении дают согласование с равноэнергетическим белым цветом Е.

Установлено, что световые потоки $F_{(R)}, F_{(G)}, F_{(B)}$ единичных количеств основных цветов R, G, B, создающих в смеси белый цвет Е, находятся в соотношении:

$$F_{(R)} : F_{(G)} : F_{(B)} = 1 : 4.5907 : 0.0601 \quad (3.11)$$

За единичные количества (R), (G), (B) основных цветов R, G, B приняты такие из них, которые создаются световыми потоками

$$F_{(R)} = 1 \text{сВт}, F_{(G)} = 4.5907 \text{сВт}, F_{(B)} = 0.0601 \text{сВт}.$$

Для того чтобы от световатт в формуле (3.11) перейти к ваттам, нужно учесть, что 1 сВт монохроматического потока с длиной волны λ равен $1/v(\lambda)$ Вт. Разделив количества световатт в формуле (3.11) на значения относительной чувствительности зрения $v(\lambda)$ на длинах волн 700 нм, 546,1 нм, 435,8 нм соответственно (т. е. на числа 0,0041; 0,9756; 0,0173), получим:

$$\begin{aligned} 1 \text{ сВт цвета R} &= 243,9 \text{ Вт}; \\ 4,5907 \text{ сВт цвета G} &= 4,663 \text{ Вт}; \\ 0,0601 \text{ сВт цвета B} &= 3,384 \text{ Вт}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

По формулам (3.11) и (3.12) следует, что при удалении из белого светового потока синей компоненты В остаток окрасится в желтый цвет, при этом яркость, или общая величина светового потока, уменьшается незначительно.

За единичные количества основных цветов и были приняты значения, входящие в выражение (3.12), т. е.

$$\left. \begin{aligned} (R) &= 1R = 243.9 \text{ Вт цвета R}(700\text{нм}); \\ (G) &= 1G = 4.663 \text{ Вт цвета G}(546.1\text{нм}); \\ (B) &= 1B = 3.384 \text{ Вт цвета B}(435.8\text{нм}); \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Тогда цветовое уравнение для белого цвета Е будет иметь вид:

$$E = m(E) = 1(R) + 1(G) + 1(B) \quad (3.14)$$

Теперь можно найти координаты цвета в уравнении (3.10). Если спектральный (монохроматический) цвет $\Pi(\lambda)$ имеет мощность 1 Вт, то его координаты

наты $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$ в уравнении (3.7) называются *удельными цветовыми координатами* (или просто *удельными координатами*) спектрального цвета и обозначаются $\bar{r}(\lambda), \bar{g}(\lambda), \bar{b}(\lambda)$ (рисунок 3.4).

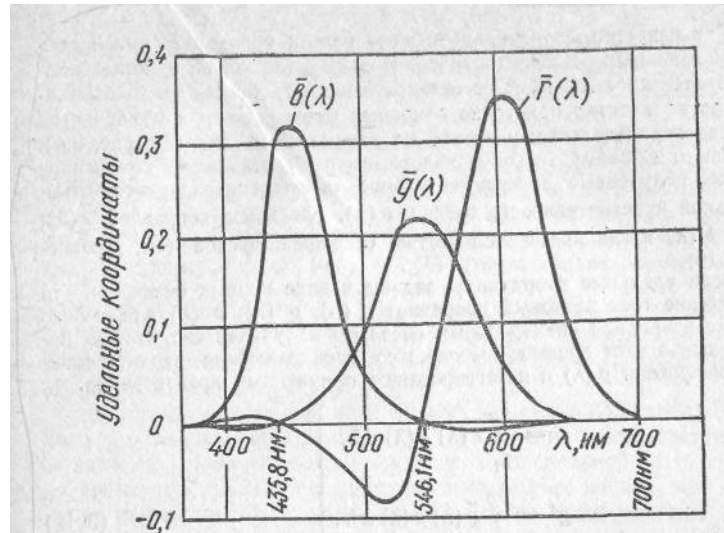


Рисунок 3.4 – Кривые смешения МКО (удельные координаты в системе RGB)

За единичные количества основных цветов и были приняты значения, входящие в выражение (3.12), т. е.

Тогда уравнение (3.7) для цвета $\bar{C}(\lambda)$ будет иметь вид:

$$1\text{Вт } \bar{C}(\lambda) = \bar{C}(\lambda) = \bar{r}(\lambda)(R) + \bar{g}(\lambda)(G) + \bar{b}(\lambda)(B). \quad (3.15)$$

По сравнению с формулой (3.10) в уравнении (3.15) есть вполне определенное количество энергии (1Вт), содержащееся в цвете $\bar{C}(\lambda)$. Поэтому при экспериментальном определении удельных координат $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$ учитывается количество энергии, содержащееся в единичных количествах основных цветов (согласно условию 3.10), так как в противном случае не будет согласования по яркости цвета $\bar{C}(\lambda)$ мощностью 1 Вт со смесью основных цветов R, G, B, взятых в количествах $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$.

Как известно, спектральные цвета нельзя образовать путем смешения реальных основных цветов. Поэтому для согласования основных цветов системы RGB со спектральными требуется часто отрицательное количество одного из основных цветов. Этим и объясняется наличие отрицательных участков на кривых смешения (см. рисунок 3.4).

Таким образом, основу колориметрии составляют следующие данные, полученные экспериментально: значения стандартной относительной чувстви-

тельности зрения $v(\lambda)$, удельных координат $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$ и единичные количества основных цветов (см, уравнение 3.13).

Если удельные координаты заданы в виде кривых смешения, то нахождение трех цветовых координат $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$ для любого цвета с известным спектральным составом излучения сводится к перемножению трех кривых смешения со спектральными характеристиками излучения $p(\lambda)$ и интегрированию полученных произведений:

$$\left. \begin{aligned} r' &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} \bar{r}(\lambda) p(\lambda) d\lambda, \\ g' &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} \bar{g}(\lambda) p(\lambda) d\lambda, \\ b' &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} \bar{b}(\lambda) p(\lambda) d\lambda. \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

В случае с несамосветящимися (отражающими или поглощающими) предметами необходимо подынтегральные функции в выражении (3.16) умножить еще на спектральную характеристику отражения и (или) пропускания.

Поскольку аппроксимация спектральных характеристик и кривых смешения обычно затруднена, то при расчетах интегралы заменяются суммами, для чего весь спектр видимых излучений разбивается на n узких интервалов $\Delta\lambda$, в пределах которых излучения можно считать однородными. Тогда

$$\left. \begin{aligned} r' &= \Delta\lambda \sum_{i=1}^n \bar{r}(\lambda_i) p(\lambda_i), \\ g' &= \Delta\lambda \sum_{i=1}^n \bar{g}(\lambda_i) p(\lambda_i), \\ b' &= \Delta\lambda \sum_{i=1}^n \bar{b}(\lambda_i) p(\lambda_i). \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

Несмотря на удобства, колориметрическая система RGB (в которой каждый цвет является реальным) редко используется для проведения цветовых расчетов. Связано это с тем, что в данной системе кривые смешения (удельные координаты) имеют как положительные, так и отрицательные значения, что затрудняет расчеты цвета излучения (т. е. координат цвета) по его спектральному составу (при подсчете сумм произведений в выражении (3.17) следует учитывать знак удельных координат). Это основной недостаток системы RGB.

Вторым существенным ее недостатком является необходимость определения всех трех компонент цвета – $r'(R)$, $g'(G)$ и $b'(B)$ – для вычисления его количественной характеристики (яркости).

В связи с этим в 1931г. МКО приняла и другую цветовую систему – XYZ, свободную от отмеченных недостатков, с нереальными основными цветами. При этом координаты цветности и удельные координаты $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$ имеют только положительные значения.

В этой системе яркость единичных цветов определяется лишь одной координатой y . При этом поскольку y_F есть яркость, например, единичного цвета (F), то яркость цвета F, состоящего из m_F таких единиц, $B_F = y_F \cdot m_F$.

Расчет координат цвета x' , y' и z' в системе XYZ производится по формулам, аналогичным (3.16) и (3.17), в которые подставляются значения новых удельных координат. В специальной литературе по колориметрии приводятся формулы перехода от параметров (координат цвета, цветности, удельных координат) одной системы (XYZ) к параметрам другой (RGB).

Любой цвет на экране приемного устройства образуется как некоторая сумма основных цветов, т. е. к устройству, воспроизводящему цвет (кинескоп), должны подводиться пропорциональные основным цветам сигналы U_R , U_G и U_B , соотношение которых определяло бы воспроизводимый цвет. В кинескопах происходит пространственное смешение красного, зеленого и синего световых потоков от трех люминофоров. Основные цвета люминофоров можно назвать основными цветами приемника ($R_{\text{п}}$, $G_{\text{п}}$, $B_{\text{п}}$). Очевидно, что основные цвета приемника полностью определяются спектральными характеристиками излучения люминофоров.

Приемник может создать только те цветности, которые лежат внутри треугольника, образованного основными цветами $R_{\text{п}}$, $G_{\text{п}}$ и $B_{\text{п}}$ на цветовом графике. Цвета, расположенные вне треугольника, будут воспроизводиться с искажениями насыщенности и цветового тона.

При выборе основных цветов приемника исходят из двух противоречивых требований. С одной стороны, необходимо воспроизвести максимальное количество цветов, т. е. треугольник, построенный на основных цветах приемника, должен охватывать по возможности большую площадь цветового графика. Ясно, что площадь треугольника будет тем больше, чем ближе к линии спектральных цветов будут расположены точки цветностей основных цветов.

С другой стороны, нужно получить высокую яркость изображения. Приближение точек цветностей основных цветов к линии спектральных цветов мо-

жет быть достигнуто только за счет сужения спектральной области излучения выбранных люминофоров. Однако сужение излучаемого спектра, как правило, приводит к уменьшению количества излучаемой энергии, т. е. яркости свечения люминофоров. В этом случае для повышения последней пришлось бы увеличивать энергию возбуждения люминофоров. На практике при выборе основных цветов стремятся подобрать такую триаду люминофоров, которая обеспечила бы воспроизведение возможно большей области цветов при достаточной яркости изображения и сравнительно небольшой затрате энергии на возбуждение люминофоров. Другими словами, главным соображением является легкость промышленного изготовления люминофоров соответствующих цветов излучения.

В настоящее время в ЦТВ принят теоретический треугольник основных цветов приемника, предложенный для системы NTSC (США) при опорном цвете С, координаты цветностей которых приведены ниже.

Треугольник основных цветов при- емника	Координаты цветности									
	Основных цветов						Равносигнального белого цвета			
	R _п		G _п		B _п		С		D 6500 К	
	X	y	x	y	x	y	x	y	x	y
NTSC	0.67	0.33	0.21	0.71	0.14	0.08	0.31	0.316	—	—
ЕС	0.64	0.33	0.29	0.60	0.15	0.06	—	—	0.313	0.329

Выше было отмечено, что при смешении трех основных спектральных цветов R_{λ} (700 нм), G_{λ} (546,1 нм) и B_{λ} (435,8 нм), используемых для измерения цвета, в пропорции 1:4,59:0,06 образуется равноэнергетический белый цвет Е. При этом сигнал яркости (СЯ) необходимо было бы формировать по выражению:

$$U_Y = \frac{1}{5.65} U_R + \frac{4.59}{5.65} U_G + \frac{0.06}{5.65} U_B = 0.177 U_R + 0.812 U_G + 0.01 U_B \quad (3.18)$$

Входящие в формулу (3.18) коэффициенты яркости преобразованы таким образом, чтобы их сумма равнялась 1, так как на белом цвете в $U_Y = U_R = U_G = U_B = 1$ относительных значениях.

При других основных цветах будут, естественно, и другие яркостные коэффициенты. Можно показать, что при основных цветах приемника типа NTSC, которые не являются спектральными (преобладающая длина волны равна: $\lambda_R = 610$ нм, $\lambda_G = 532$ нм, $\lambda_B = 470$ нм.), для получения белого цвета С сигнал яркости необходимо формировать по выражению:

$$U_{Y(NTSC)} = 0.299U_R + 0.587U_G + 0.114U_B \approx 0.3U_R + 0.59U_G + 0.11U_B \quad (3.19)$$

т. е. отношение яркостей основных цветов для создания цветности стандартного источника белого цвета С составляет:

$$B_R : B_G : B_B = 2.63 : 5.15 : 1 \quad (3.20)$$

Для удобства сравнения отношений яркостей при разных основных цветах минимальное значение относительной яркости (синего цвета) в выражении (3.20) приведено к 1 (тогда и в формуле (3.11) будет: $B_R : B_G : B_B = 16.6 : 76.5 : 1$).

По выражению (3.19) и производится формирование СЯ во всех совместимых системах вещательного ЦТВ.

В ЦТВ при определении основных цветов приемника важную роль играет также выбор равносигнального цвета, т. е. цвета, который должен образовываться на экране кинескопа при подаче на него равных сигналов $U_R = U_G = U_B$ (т. е. при условно равном возбуждении люминофоров). По ряду причин в качестве равносигнального цвета удобнее выбрать белый цвет. С одной стороны, это объясняется свойствами зрения, а с другой – особенностями формирования сигналов в совместимых системах ЦТВ.

Интенсивность свечения каждого из трех люминофоров цветного кинескопа должна равняться соответствующей координате в системе основных цветов приемника. Для этого на управляющие электроды кинескопа необходимо подать видеосигналы U_R, U_G и U_B , соответствующие координатам цвета (исходя из предположения, что весь тракт от «света до света» линеен).

Очевидно, что для обеспечения пропорциональности выходных сигналов камеры координатам цвета спектральные характеристики чувствительности камеры (СХЧК) должны совпадать с кривыми смешения в цветовой системе приемника, т. е.

$$S_R(\lambda) = \overline{r_{\Pi}}(\lambda); S_G(\lambda) = \overline{g_{\Pi}}(\lambda); S_B(\lambda) = \overline{b_{\Pi}}(\lambda); \quad (3.23)$$

Зависимости удельных координат $\overline{r}_n(\lambda)$, $\overline{g}_n(\lambda)$ и $\overline{b}_n(\lambda)$ могут быть получены с помощью формул перехода от удельных координат системы XYZ к удельным координатам системы приемника $R_n G_n B_n$. При выполнении условия (3.20) обеспечивается пропорциональность между координатами цветности изображения и оригинала (передаваемой сцены), т. е. имеет место колориметрическая точность воспроизведения.

Полученные таким образом кривые смещения и будут представлять собой идеальные СХЧК. Если в качестве основных цветов приемника взять цвета, рекомендованные для системы NTSC, то кривые смещения будут иметь вид, близкий к приведенным на рисунке 3.4. На рисунке видно, что эти кривые наряду с главными (большими положительными) ветвями имеют побочные положительные и отрицательные ветви. Этого следовало ожидать, так как в качестве основных цветов взяты реальные цвета, расположенные внутри цветового графика.

Для того чтобы правильно воспроизвести цвета (при условии, что кинескоп не вносит искажений) в этом случае, понадобилось бы иметь камеру с восемью передающими трубками (по числу ветвей кривых на рисунке 3.4), причем для образования сигнала U_R пришлось бы суммировать два сигнала положительной полярности и один отрицательной, сигнала U_G – один положительной и два отрицательной и сигнала U_B – один положительной и один отрицательной. Ясно, что такая камера оказалась бы чрезвычайно сложной в изготовлении и эксплуатации. Поэтому при практической реализации СХЧК (кривых смещения) пренебрегают отрицательными и побочными положительными ветвями и реализуют главные положительные ветви. Отсутствие отрицательных ветвей приводит к искажениям воспроизведения и тех цветов, которые расположены внутри цветового треугольника NTSC, особенно близких к его границам (т. е. более насыщенных), так как при этом цвет представляется в виде смеси не всех его спектральных составляющих, а только части.

Цвета оригинала, лежащие вне треугольника основных цветов приемника, будут воспроизводиться искаженно в виде цветов, лежащих на сторонах этого треугольника. Получающиеся искажения цветов компенсируются простотой построения передающей камеры.

Для некоторого восполнения потери отрицательных ветвей существует несколько методов, один из которых состоит в матрицировании (линейном алгебраическом сложении) выходных сигналов камеры с определенными весами (коэффициентами). Другой метод заключается в выборе кривых смещения не

системы приемника, а некоторой другой цветовой системы с нереальными основными цветами (например, XYZ), которые не имеют отрицательных ветвей. С помощью матричной схемы на выходе камеры осуществляется переход от сигналов этой колориметрической системы к сигналам колориметрической системы приемника.

В Европейском стандарте и стандарте на систему ЦТВ СЕКАМ рекомендуется производить выбор СХЧК, исходя из реального треугольника основных цветов приемника типа ЕС. В этом случае также применяются различные методы коррекции искажений цветопередачи.

Таким образом, в камере и в приемнике (точнее, в кинескопе), осуществляющих анализ и синтез изображения, могут использоваться различные цветковые координатные системы. Как будет отмечено далее, и в канале передачи для обеспечения совместимости с черно-белым телевидением и наилучшей передачи цветковых сигналов также целесообразно использовать не непосредственно сигналы U_R , U_G и U_B , соответствующие координатам цвета в системе приемника, а некоторые их линейные комбинации, что означает применение координатной системы, отличной от системы как камеры, так и приемника.

Получение сигналов основных цветов

Для обеспечения условия совместимости полный сигнал ЦТВ должен содержать сигнал, несущий всю информацию о яркости передаваемой сцены (сигнал яркости – СЯ). Одновременно с СЯ (занимающим полосу частот 6 МГц для отечественного стандарта телевидения) в полном сигнале ЦТВ должен быть и сигнал цветности (СЦ). Поскольку цветность – величина двумерная, то для ее воспроизведения требуются два сигнала, которые в совокупности с сигналом яркости полностью определяют цвет передаваемой сцены. Причем СЯ не должен зависеть от СЦ, так как он предназначен для воспроизведения изображения цветного объекта в градациях яркости (полутонах) на экранах черно-белых телевизоров.

Учитывая пониженную способность зрения к цветовым переходам по сравнению с переходами яркости, можно СЦ передавать в меньшей полосе частот, чем СЯ. Необходимо также передавать СЦ в пределах полосы частот СЯ. Это оказалось возможным благодаря дискретной природе спектра СЯ (см. подраздел 1.6).

Описываемые ниже методы формирования сигналов основных цветов являются общими для всех вещательных систем ЦТВ (NTSC, PAL и СЕКАМ). Отличие систем состоит в методах формирования и передачи СЦ.

Рассмотрим получение сигналов основных цветов с помощью трехтрубной передающей камеры. Три передающие трубки, предназначенные для формирования сигналов U_R , U_G и U_B , должны «смотреть» на объект передачи под одним и тем же углом зрения, подобно тому, как это имеет место в зрительной системе. Другими словами, три передающие трубки должны находиться в одной и той же точке пространства, что невозможно.

Практически это достигается косвенным путем – при делении светового потока от объекта с помощью светоразделительной оптики (СРО) на три цветоделенных потока F_R , F_G и F_B , направляемых к мишеням соответствующих передающих трубок (рисунок 3.5).

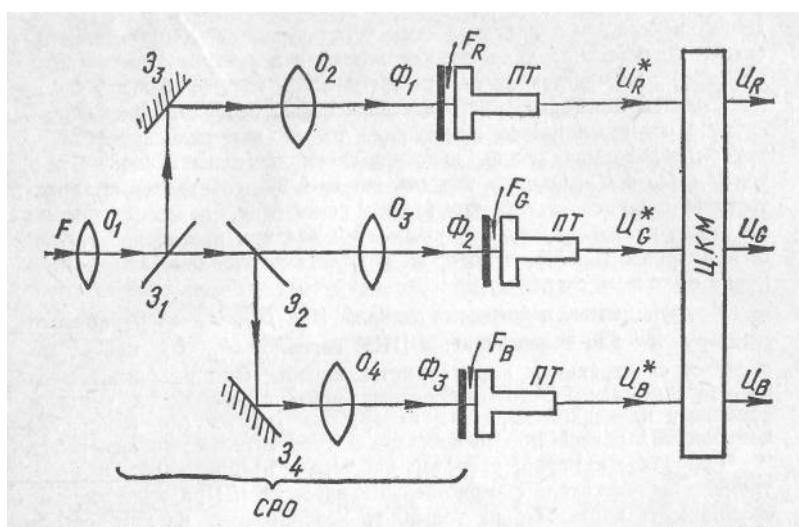


Рисунок 3.5 – Схема разделения светового потока в трехтрубной (RGB) передающей камере и получения сигналов основных цветов

Световой поток, идущий от объекта, через объектив O_1 (обычно это объектив с переменным фокусным расстоянием) попадает на два дихроических зеркала Z_1 и Z_2 , которые пропускают энергию одной части спектра и отражают энергию другой его части. Достигается это за счет интерференции света.

Зеркало Z_1 отражает красную и пропускает зеленую и синюю части спектра; Z_2 – отражает синюю и пропускает зеленую части спектра; Z_3 и Z_4 – неселективные зеркала; Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 – корректирующие светофильтры; O_2 , O_3 , O_4 – дополнительные объективы.

В результате деления светового потока на мишень каждой передающей трубки (ПТ) будет попадать световой поток, соответствующий так называемому цветоделенному изображению. Общая спектральная характеристика каждого из каналов (произведение спектральных характеристик чувствительности трубки, пропускания (отражения) дихроических зеркал и корректирующего

светофильтра) подбирается исходя из требований, изложенных в предыдущих подразделах.

Если бы эти характеристики соответствовали кривым смещения в системе основных цветов приемника, то на нагрузке передающих трубок образовывались бы непосредственно сигналы основных цветов U_R, U_G и U_B . Однако, спектральные характеристики не соответствуют кривым смещения, поэтому сигналы основных цветов образуются после прохождения цветокорректирующей матрицы (ЦКМ), в которой осуществляется линейная комбинация выходных сигналов.

Коэффициенты, с которыми сигналы U_R^*, U_G^* и U_B^* алгебраически суммируются для образования в ЦКМ сигналов U_R, U_G и U_B , зависят от спектральных характеристик камеры. Они рассчитываются для оптимального приближения цвета и яркости к идеальной передаче набора из многих (не менее 20) контрольных цветов при максимальной чувствительности камеры.

Кроме основных блоков, к которым также относятся предварительные видеоусилители и различные системы автоматики, камера содержит блоки питания, систему служебной связи оператора с видеорежиссером и различные устройства сигнализации.

Формирование сигнала яркости

Сигналы с выходов предварительных усилителей передающей камеры (ПК) проходят цветокорректирующую матрицу (ЦКМ), на выходе которой образуются сигналы, почти соответствующие основным цветам приемника. Поскольку приемные трубки имеют нелинейные модуляционные характеристики, определяемые выражением (показатель нелинейности γ для цветных кинескопов принимают равным 2,8), то сигналы основных цветов на передающей стороне подвергают предварительной гамма-коррекции с показателем степени, обратным показателю нелинейности кинескопов, т. е. $1/\gamma$.

В результате образуются гамма-корректированные сигналы основных цветов $U_R^{1/\gamma}, U_G^{1/\gamma}$ и $U_B^{1/\gamma}$, которые в дальнейшем для упрощения будут обозначаться U'_R, U'_G и U'_B . При гамма-коррекции нелинейности передающих трубок и канала передачи предусматриваются такими, чтобы амплитудная характеристика всего тракта от «света до света» была линейной ($\gamma_{\text{общ}} = 1$).

Сигнал яркости (СЯ) и сигнал цветности (СЦ) формируются в кодирующем устройстве (КУ).

Расчет спектральных характеристик передающих камер ЦТВ производится исходя из реального треугольника основных цветов приемника типа ЕС при опорном белом цвете D 6500 K.

В этом случае доля каждого из сигналов U'_R , U'_G и U'_B в сигнале яркости должна отвечать условию (3.21), т. е.:

$$U'_{Y(ES)} = 0.22U'_R + 0.71U'_G + 0.07U'_B \quad (3.24)$$

Координаты цветности основных цветов приемника типа ЕС реализуются люминофорами, которые применяются в последние годы. Чтобы не пришлось перестраивать находящиеся в эксплуатации кодирующие устройства, решено было формирование СЯ в КУ во всех системах ЦТВ оставить в соответствии с условием (3.19), полученным для использовавшегося ранее теоретического треугольника основных цветов приемника типа NTSC при опорном белом цвете C, т. е.

$$U'_Y = L_R U'_R + L_G U'_G + L_B U'_B = 0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B \quad (3.25)$$

где L_R , L_G , L_B — относительные яркостные коэффициенты.

Возникшее отличие нарушает верность воспроизведения яркости на черно-белых телевизорах. Ухудшение это, однако, незначительное по сравнению с уже имеющимся искажением яркости из-за гамма-коррекции сигналов основных цветов. СЯ должен полностью передавать информацию о яркости, а СЦ — только о цветности, т. е. должен выполняться принцип постоянной яркости. Однако гамма-коррекция сигналов основных цветов в трехтрубной камере типа RGB приводит к тому, что СЯ не полностью передает информацию о яркости, частично она передается в СЦ. Несоблюдение принципа постоянной яркости и приводит к искажениям воспроизведения ее градаций на черно-белых телевизорах.

Неравный вклад сигналов основных цветов в образование СЯ можно объяснить еще следующим образом. В ЦТВ воспринимаемые яркости красного, зеленого и синего участков изображения, передаваемые равными сигналами, относятся как 0,3:0,59:0,11. На черно-белом кинескопе равные сигналы (если бы СЯ составлялся из равных долей сигналов основных цветов) создадут и равные яркости. Чтобы и в этом случае сохранилось правильное соотношение яркостей, надо взять соответствующие доли трех компонент в сигнале яркости.

Рассмотрим это на следующем примере. Пусть передается изображение в виде трех широких вертикальных полос красного, зеленого и синего цветов.

Тогда поступающие на цветной кинескоп относительные значения сигналов основных цветов будут равны:

на красном	на зеленом	на синем	
$U'_R = 1$	$U'_R = 0$	$U'_R = 0$	(3.26)
$U'_G = 0$	$U'_R = 1$	$U'_G = 0$	
$U'_B = 0$	$U'_B = 0$	$U'_B = 1$	

По выражению (3.25) определяются только относительные значения сигналов, абсолютные же устанавливаются техническими требованиями. Так, на цветной кинескоп необходимо подавать сигналы размахом не менее 50...100 В в зависимости от размеров экрана. При подаче сигналов на цветной кинескоп со значениями, согласно выражению (3.26), на нем будет воспроизводиться изображение в виде трех вертикальных полос красного, зеленого и синего цветов, каждая из которых вследствие свойств цветового зрения воспринимается разной по яркости.

Формирование цветоразностных сигналов

Сформированный в соответствии с выражением (3.25) СЯ теоретически содержит всю информацию о распределении яркости передаваемой сцены. Следовательно, для передачи полной информации о цвете объекта необходимо сформировать еще сигнал, который содержал бы все сведения о цветности (цветовом тоне и насыщенности).

Кроме сигнала U'_Y имеются еще три сигнала – U'_R , U'_G и U'_B . Последние, как известно, в совокупности полностью характеризуют и яркость, и цветность передаваемой сцены.

Если из этих сигналов устранить (вычесть) информацию о яркости, то образуются *цветоразностные сигналы*:

$$U_R^{1/\gamma} - U'_Y = U'_{R-Y} = U'_R - (0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B) = 0.7U'_R - 0.59U'_G - 0.11U'_B \quad (3.27)$$

$$U_G^{1/\gamma} - U'_Y = U'_{G-Y} = U'_G - (0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B) = -0.3U'_R + 0.41U'_G - 0.11U'_B \quad (3.28)$$

$$U_B^{1/\gamma} - U'_Y = U'_{B-Y} = U'_B - (0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B) = -0.3U'_R - 0.59U'_G + 0.89U'_B \quad (3.29)$$

Учитывая пониженную разрешающую способность зрения к цветовым переходам (мелкие детали в цвете не видны), можно без ущерба для качества

передаваемого изображения сократить с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) полосу частот цветоразностных сигналов до 1,5 МГц.

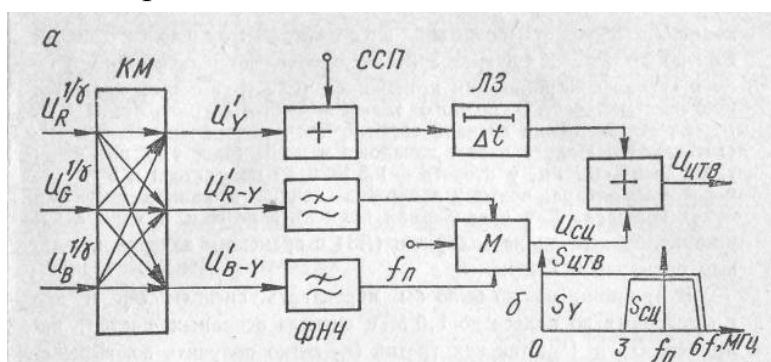


Рисунок 3.6 – Структурная схема кодирующего устройства совместимой системы ЦТВ (а) и спектр полного сигнала (б).

Теперь имеется сигнал U_Y' с полосой 6 МГц и три цветоразностных сигнала, каждый из которых занимает полосу 1,5 МГц. Как указывалось во II и III главах, цветность – величина двумерная и для ее представления достаточно иметь два сигнала. Определяемые же выражениями (3.27)...(3.29) цветоразностные сигналы являются линейно зависимыми, т. е. любой из них может быть получен, если известны два других.

Сигналы U_{R-Y}' и U_{B-Y}' поступают на модулятор (М) для формирования сигнала цветности U_{CY} , который вместе с сигналом яркости U_Y' образует полный цветовой телевизионный сигнал U_{CTB} . К СЯ предварительно добавляются гасящие импульсы и сигнал синхронизации приемников (ССП), которые являются неотъемлемой частью полного телевизионного сигнала.

Время задержки сигнала обратно пропорционально полосе частот канала. Полоса частот каналов СЯ и СЦ (см. рисунок 3.6) различна: у первого – 6 МГц, у второго – 1,5 МГц до модулятора и 3 МГц – после модулятора, поэтому задержка сигнала в канале цветности будет большей. Для уравнивания времени задержки в канале СЯ устанавливается линия задержки (ЛЗ) с временем задержки, равным примерно 0,7 мкс.

Сигнал цветности. Принцип уплотнения спектров сигналов яркости и цветности

Цветоразностные сигналы необходимо передать в полосе частот СЯ.

Возможность такой передачи основана на том, что спектры образующихся на выходе камеры сигналов основных цветов U_R' , U_G' и U_B' дискретны и их энергия концентрируется вокруг гармоник строчной частоты (см. подраздел 1.6, рисунок 1.14). Следовательно, у СЯ (см. выражение (3.24) и цветоразностных

сигналов (см. формулы 3.27...3.29), являющихся линейными комбинациями сигналов U'_R, U'_G и U'_B , также дискретный характер спектра.

Сложить непосредственно цветоразностные сигналы с СЯ нельзя, потому что их спектральные составляющие совпадут и разделить три сигнала на приемной стороне будет невозможно. К тому же передавать цветоразностные сигналы, являющиеся помехой для черно-белых телевизоров, в области низких частот СЯ нецелесообразно, так как это существенно ухудшит совместимость: заметность низкочастотных помех значительно выше, чем высокочастотных. В связи с этим цветоразностные сигналы передаются в области высокочастотных составляющих спектра СЯ. Для переноса их спектра в эту область используется модуляция цветовой несущей частоты, которая в отличие от несущей частоты радиопередатчика изображения называется поднесущей частотой f_n (рисунок 3.7).

Поднесущая частота, промодулированная цветоразностными сигналами, называется сигналом цветности (СЦ).

В современных системах ЦТВ NTSC, PAL и СЕКАМ вопрос о передаче цветоразностных сигналов на одной поднесущей частоте решается по-разному; если в системах NTSC и PAL два цветоразностных сигнала передаются одновременно, то в системе СЕКАМ — последовательно через строку. При этом используются и различные виды модуляции.

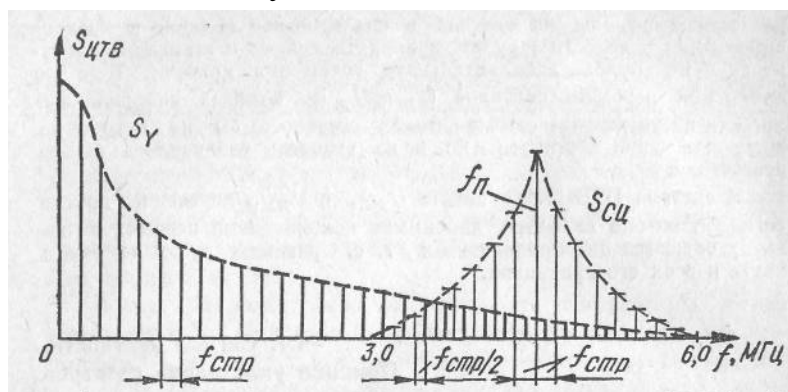


Рисунок 3.7 – Взаимное расположение спектров сигнала яркости и цветности

Именно методом формирования и приема СЦ и различаются между собой совместимые системы ЦТВ NTSC, PAL и СЕКАМ. Отличие в одном блоке приводит к принципиально разному построению как кодирующих, так и декодирующих устройств.

Выбор точного значения f_n оказывает большое влияние на совместимость системы ЦТВ. Он влияет также на качество цветного изображения, поскольку от этого во многом зависит характер перекрестных искажений между СЯ и СЦ.

3.2 СИСТЕМА ЦТВ ПАЛ

Система ПАЛ относится к классу совместимых систем цветного телевидения. Она была разработана в 1962...1966 гг. инженерами фирмы Telefunken (ФРГ).

Отличительной особенностью формирования сигнала цветности в системе ПАЛ является использование амплитудной с подавлением несущей (балансной) модуляции поднесущей частоты $f_{ЦП}$ двумя цветоразностными сигналами (ЦРС) U'_{R-Y} и U'_{B-Y} , причем опорное колебание, подаваемое на балансный модулятор (БМ) канала красного ЦРС, имеет сдвиг по фазе в 90° или 270° по отношению к фазе опорного сигнала в канале синего ЦРС, т.е. они находятся в квадратуре. Коммутация фазы поднесущей на 180° (90° или 270°) осуществляется от строки к строке телевизионного сигнала.

В каждом из балансных модуляторов поднесущая частота модулируется по амплитуде одним из цветоразностных сигналов. В результате на выходах модуляторов образуются сигналы:

в канале цветоразностного сигнала U'_{B-Y}

$$U_{ЦП\ B} = k_B U'_{B-Y} \sin(2\pi f_{ЦП} t) = U \sin(\omega_{ЦП} t), \quad (3.30)$$

а в канале цветоразностного сигнала U'_{R-Y} , с учетом коммутации фазы поднесущей, в одной строке ($\varphi_{ЦП} = 90^\circ$)

$$U_{ЦП\ R} = k_R U'_{R-Y} \sin(2\pi f_{ЦП} t + 90^\circ) = V \cos(\omega_{ЦП} t) \quad (3.31)$$

и в следующей ($\varphi_{ЦП} = 270^\circ$)

$$U_{ЦП\ R} = k_R U'_{R-Y} \sin(2\pi f_{ЦП} t + 270^\circ) = -V \cos(\omega_{ЦП} t), \quad (3.32)$$

в которых для упрощения анализа амплитуда сигнала поднесущей частоты принята равной 1, а ее начальная фаза -0° .

Получаемые на выходах балансных модуляторов две квадратурные (сдвинутые на 90°) составляющие $U_{ЦП\ B}$ и $U_{ЦП\ R}$ суммируются и образуют сигнал цветности. Такой метод передачи двух сигналов на одной поднесущей получил название квадратурной модуляции. Его сущность можно наглядно продемонстрировать с помощью векторной диаграммы (рисунок 3.8), на которой две квадратурные составляющие показаны в виде векторов с амплитудами U и V и фазами 0° и 90° (270°) соответственно. Результирующее колебание – сигнал

цветности $U_{СЦ}$ – образуется путем сложения квадратурных составляющих, определяемых по выражениям (3.30)...(3.32):

$$U_{СЦ} = U \sin(\omega_{ЦП} t) \pm V \cos(\omega_{ЦП} t) = S \sin(\omega_{ЦП} t + \varphi_{СЦ}). \quad (3.33)$$

Очевидно, что в данном случае сигнал цветности представляет собой колебание с амплитудно-фазовой модуляцией, где амплитуда сигнала цветности S и его фаза $\varphi_{СЦ}$ определяются как

$$S_{СЦ} = \sqrt{U^2 + V^2}; \quad (3.34)$$

$$\varphi_{СЦ} = \arctg(V/U). \quad (3.35)$$

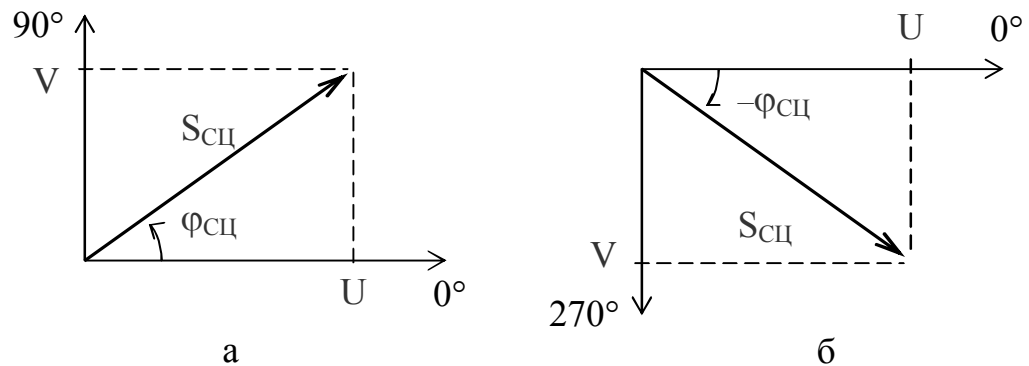


Рисунок 3.8 – Векторная диаграмма сигнала цветности ПАЛ:

а – при фазе поднесущей в канале V $\varphi_V = 90^\circ$;

б – при $\varphi_V = 180^\circ$

Достоинством применения балансной модуляции является отсутствие сигнала цветности при передаче черно-белых изображений, так как в этом случае цветоразностные сигналы равны нулю, а немодулированная поднесущая подавляется в модуляторе. Кроме того, балансная модуляция позволяет увеличить уровень модулирующего напряжения по сравнению с обычной амплитудной модуляцией при неизменном уровне сигнала на выходе модулятора. Это повышает помехоустойчивость канала цветности системы ПАЛ. Коммутация фазы канала V на 180° от строки к строке позволила уменьшить влияние фазовых искажений тракта передачи изображения на сигнал цветности.

Коммутация фазы в канале красного цветоразностного сигнала накладывает ограничения на выбор поднесущей частоты $f_{ЦП}$. Как известно, спектры сигнала яркости и цветоразностных сигналов имеют гребенчатый характер с максимумами спектральной плотности, приходящимися на гармоники частоты

строк (nf_{cmp} , где $n = 0, 1, 2, \dots$). При использовании балансной модуляции спектр ЦРС переносится на поднесущую и оказывается, что для сигнала U на выходе модулятора спектральные составляющие располагаются на частотах $(f_{ЦП} \pm nf_{cmp})$, а для сигнала на выходе модулятора канала красного цветоразностного сигнала – $(f_{ЦП} \pm \frac{2m+1}{2}f_{cmp})$. Различие в спектральных составах объясняется коммутацией фазы поднесущей в канале красного ЦРС на 180° от строки к строке.

При использовании в качестве поднесущей $f_{ЦП}$ нечетной гармоники полустрочной частоты $(2k+1)f_{cmp}/2$ (как это делается в системе НТСЦ) получается, что для спектральных компонент сигнала цветности, образованных за счет ЦРС U и расположенных на частотах

$$f_U = \frac{2k+1}{2}f_{cmp} \pm nf_{cmp} = \frac{2l+1}{2}f_{cmp}, \quad (3.36)$$

перемежение со спектральными составляющими сигнала яркости обеспечивается, а для компонент СЦ, образованных сигналом V , – нет, так как

$$f_V = \frac{2k+1}{2}f_{cmp} \pm \frac{2m+1}{2}f_{cmp} = lf_{cmp}, \quad (3.37)$$

и они будут накладываться на компоненты сигнала яркости. Поэтому в системе ПАЛ для поднесущей частоты обеспечивают так называемый четвертьстрочный сдвиг относительно гармоники строчной частоты с дополнительным смещением на половину частоты полей:

$$f_{ЦП} = (n - \frac{1}{4})f_{cmp} + \frac{1}{2}f_{пол}. \quad (3.38)$$

Принимая $n = 284$ и с учетом того, что $f_{cmp} = 15625$ Гц, $f_{пол} = 50$ Гц, получаем:

$$f_{ЦП} = (284 - \frac{1}{4}) \cdot 15625 + 25 = 44361875 \text{ Гц}. \quad (3.39)$$

При выборе поднесущей в соответствии с выражением (3.38) обеспечивается перемежение спектральных компонент сигналов яркости и цветности не только для гармоник строчной частоты, но и гармоник частоты полей, присутствующих в спектрах СЯ и ЦРС. Перемежение спектров приводит к тому, что помеха от сигнала цветности на экранах черно-белых телевизионных приемников обладает свойством самокомпенсации – как пространственной (в соседних строках двух полей изображения), так и временной (через шесть полей).

Формирование поднесущей по условию (3.38) обеспечивает еще и пере-
межение спектральных составляющих $U_{CЦR}$ и $U_{CЦB}$. Это позволяет в декодерах
ПАЛ разделить сигнал цветности $U_{CЦ}$ на его составляющие $U_{CЦR}$ и $U_{CЦB}$ до
синхронных детекторов (в отличие от приемника НТСЦ) и исключить перекре-
стные искажения между ЦРС.

Разделение в приемнике сигналов U и V , передаваемых в совмещенной
полосе частот, основано на фазовой селекции и осуществляется путем син-
хронного детектирования. Поскольку

$$U = U_{CЦ} \cos \varphi, \quad (3.40)$$

$$V = U_{CЦ} \sin \varphi, \quad (3.41)$$

то разделение сигналов есть как бы операция проецирования вектора $U_{CЦ}$ на две
ортогональные оси, совпадающие с осями модуляции (см. рисунок 3.8). Следо-
вательно, в приемнике надо иметь информацию о фазе одной из осей модуля-
ции. Ее передает сигнал цветовой синхронизации (СЦС), так называемая
вспышка – пакет колебаний поднесущей частоты $f_{ЦП}$ с опорной фазой, распо-
ложенный на задней площадке строчного гасящего импульса. Кроме того, для
передачи информации о фазе поднесущей, подаваемой на балансный модулятор
сигнала V , опорная фаза вспышки меняется от строки к строке и составляет
 135° (относительно фазы поднесущей канала U) при фазе поднесущей канала V
 $\varphi_V = 90^\circ$ и 225° при $\varphi_V = 270^\circ$.

Кодирующее устройство системы ПАЛ. Структурная схема кодирующего
устройства системы ПАЛ, представленная на рисунке 3.9, является “классиче-
ским” вариантом реализации формирователя полного цветового телевизионно-
го сигнала системы ПАЛ. В кодирующей матрице А1 гамма-корректированные
сигналы основных цветов U'_R , U'_G и U'_B преобразуются в сигнал яркости U'_Y
и два цветоразностных сигнала U'_{R-Y} и U'_{B-Y} в соответствии с выражениями:

$$U'_Y = 0,299U'_R + 0,587U'_G + 0,114U'_B; \quad (3.42)$$

$$U'_{R-Y} = U'_R - U'_Y = 0,701U'_R - 0,587U'_G - 0,114U'_B; \quad (3.43)$$

$$U'_{B-Y} = U'_B - U'_Y = -0,299U'_R - 0,587U'_G + 0,886U'_B. \quad (3.44)$$

Далее цветоразностные сигналы U'_{R-Y} и U'_{B-Y} подвергаются компрессии
с коэффициентами k_R и k_B с целью нормализации уровней полного цветового
ТВ сигнала, и на выходах усилителей А3 и А4 формируются стандартные для
системы ПАЛ цветоразностные сигналы V и U

$$V = k_R U'_{R-Y} = 0,877 U'_{R-Y}; \quad (3.45)$$

$$U = k_B U'_{B-Y} = 0,493 U'_{B-Y}. \quad (3.46)$$

Далее сигналы U и V ограничиваются по полосе в фильтрах нижних частот $Z1$ и $Z2$, имеющих частоту среза 1,3 МГц, и поступают на первые входы модуляторов $UB1$ и $UB2$, на вторые входы которых подается поднесущая цветности с начальными фазами 0° и 90° (или 270°) соответственно. После сложения модулированных поднесущих на выходе сумматора $A7$ образуется сигнал цветности.

Сигнал яркости U'_Y с выхода кодирующей матрицы в сумматоре $A2$ объединяется с сигналом синхронизации приемников (ССП) и затем задерживается на время Δt с целью совмещения фронтов в сигналах яркости и цветоразностных. Различная задержка этих сигналов обусловлена различной полосой пропускания каналов яркости и цветности кодирующего устройства.

В сумматоре $A8$ происходит объединение сигналов яркости и цветности, в результате чего получается полный цветовой телевизионный сигнал системы ПАЛ.

Поднесущая $f_{ЦП}$, отвечающая условию (3.38), образуется в формирователе поднесущей частоты $G2$ (ФПЧ). На балансный модулятор $UB1$ канала U поднесущая подается непосредственно, а на модулятор $UB2$ канала V – через коммутатор $S1$, который управляется импульсами полустрочной частоты H . За счет действия фазовращателей $U1$ и $U2$ поднесущая на входах коммутатора $S1$ имеет сдвиг по фазе в 90° и 270° ($90^\circ + 180^\circ$) относительно колебания на выходе ФПЧ.

Формирование сигнала цветовой синхронизации, расположенного на задней площадке строчных гасящих импульсов, обеспечивается за счет введения в цветоразностные сигналы U и V образующих импульсов BF , причем для канала V полярность образующего импульса должна быть положительной, а для канала U – отрицательной. Такая полярность импульсов на входах сумматоров $A5$ и $A6$ позволяет сформировать СЦС с требуемой фазой для каждой строки ТВ сигнала системы ПАЛ.

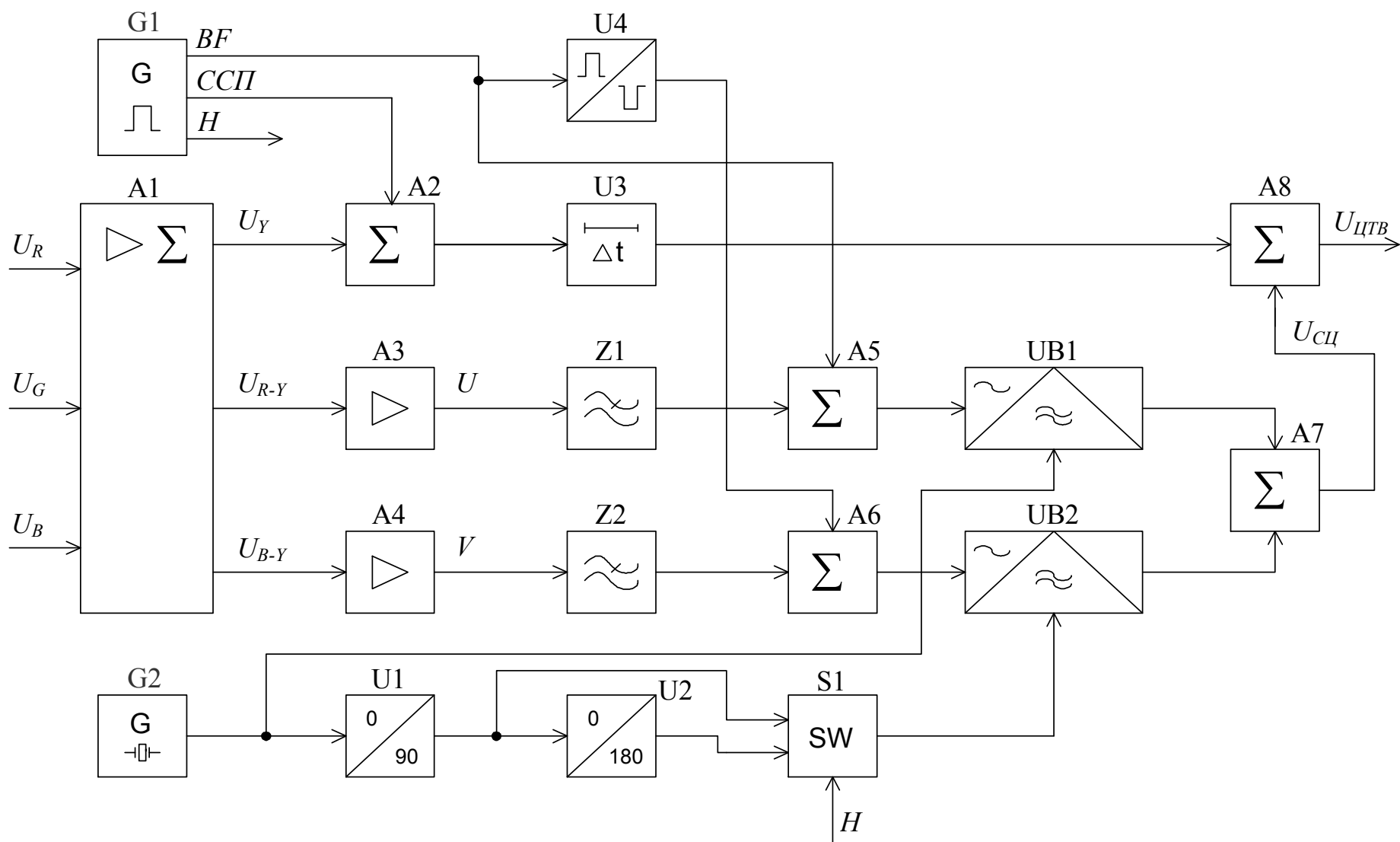


Рисунок 3.9 – Структурная схема кодирующего устройства системы ПАЛ

3.3 СИСТЕМА ЦТВ СЕКАМ

Система СЕКАМ относится к классу совместимых систем цветного телевидения и принята в качестве стандартной в нашей стране в 1966 г. Название системы СЕКАМ образовано от франц. “*Seguentiel couleur a memoire*” – поочерёдные цвета и память, что отражает способ передачи информации о цветности, заложенный в системе. В основу формирования сигнала цветности системы СЕКАМ положен следующий принцип: два цветоразностных сигнала U_{R-Y} и U_{B-Y} передаются последовательно через строку с использованием частотной модуляции.

Благодаря последовательной передаче цветоразностных сигналов полностью устранены перекрестные искажения между ними, а применение частотной модуляции позволило снизить чувствительность сигнала цветности к дифференциальным искажениям.

В кодирующем устройстве (рисунок 3.10) выделяют канал обработки сигнала яркости (отмечен штриховой линией) и канал формирования сигнала цветности. В СЕКАМ, как и в других системах цветного телевидения цветоразностные сигналы передаются не в том виде, в котором они получаются на выходе кодирующей матрицы $A1$, а с учетом некоторых постоянных коэффициентов k_R и k_B . В связи с этим цветоразностные сигналы в системе СЕКАМ обозначаются буквами D'_R и D'_B :

$$D'_R = -k_R U'_{R-Y} = -1,9U'_{R-Y}, \quad (3.47)$$

$$D'_B = k_B U'_{B-Y} = 1,5U'_{B-Y}. \quad (3.48)$$

Значения коэффициентов k_R и k_B для получения сигналов D'_R и D'_B выбираются из условия равенства единице максимальных амплитуд этих сигналов при передаче цветных полос с 75%-й яркостью и 100%-й насыщенностью. Для такого изображения максимальное по модулю значение ЦРС U_{R-Y} достигается на полосе красного (голубого) цвета и составляет 0,53, а ЦРС U_{B-Y} на полосе синего (желтого) цвета – 0,67. Следовательно:

$$k_R = \frac{1}{U_{R-Y(\max)}} = \frac{1}{0,53} = 1,9, \quad (3.49)$$

$$k_B = \frac{1}{U_{B-Y(\max)}} = \frac{1}{0,67} = 1,5. \quad (3.50)$$

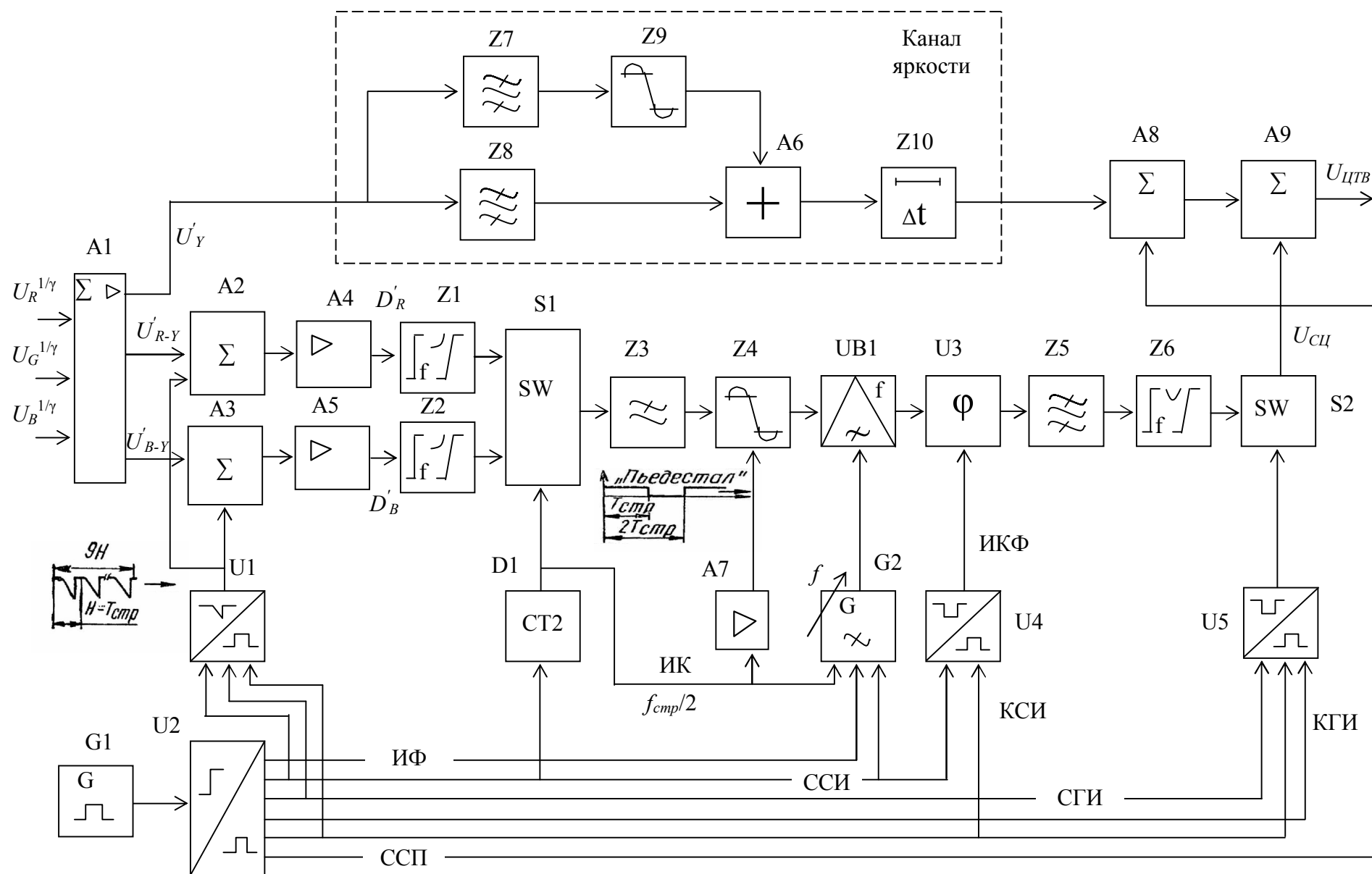


Рисунок 3.10 – Структурная схема кодирующего устройства системы SEKAM

Статистическое изучение показало, что в процессе передачи для большинства случаев преобладают положительные значения сигналов U_{R-Y} и отрицательные U_{B-Y} . Чтобы большую часть времени работать с отрицательным значением девиации частоты, что увеличивает устойчивость системы к ограничению верхней боковой полосы СЦ, сигнал U_{R-Y} дополнительно инвертируют.

В сумматорах А2 и А3 к сигналам D'_R и D'_B добавляются импульсы, образующие сигналы цветовой синхронизации (СЦС) (в интервалах кадровых гасящих импульсов: с 7-й по 15-ю строку в первом поле и с 320-й по 328-ю строку во втором). Далее сигналы подаются на цепи низкочастотных предискажений сигналов D'_R и D'_B Z1, Z2, модуль коэффициента передачи которых $K_{НЧ}(f)$ (рисунок 3.11) равен:

$$K_{НЧ}(f) = 10 \lg \frac{1 + (f/85000)^2}{1 + (f/3 \cdot 85000)^2}, \text{ дБ}, \quad (3.51)$$

где f – текущая частота, Гц.

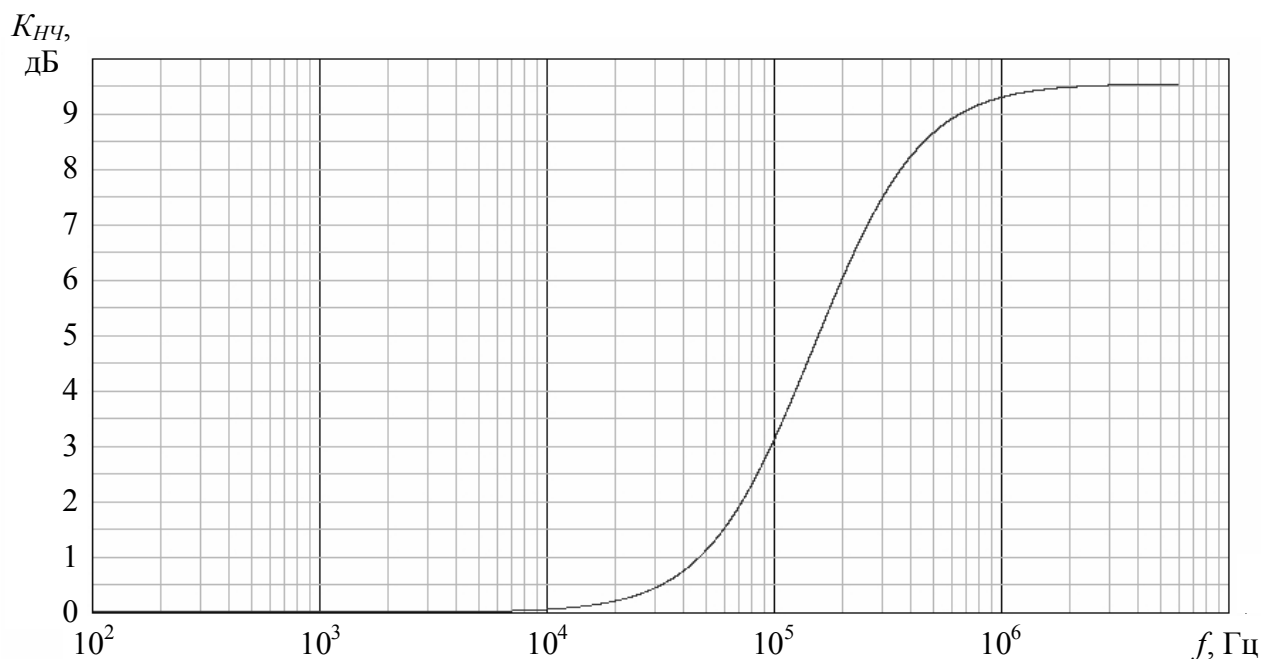


Рисунок 3.11 – Амплитудно-частотная характеристика цепи НЧ предискажений

НЧ предискажения сигналов применяется практически во всех системах с частотной модуляцией (ЧМ), в частности, при передаче программ УКВ радиовещания, телевизионных сигналов по радиорелейным и спутниковым линиям связи и др. Предискажение заключается в подъеме уровня высокочастотных (ВЧ) составляющих в спектре сигналов D'_R и D'_B . Эффективность предискажения в системах с ЧМ объясняется характером спектра помех на выходе частотного детек-

тора (ЧД) в приемнике. Энергетический спектр флуктуационной помехи на выходе ЧД имеет параболический характер, т. е. среднеквадратичное (эффективное) напряжение помехи, пропорциональное разности частот (частоте биений f_0) между составляющими помехи и поднесущей частотой сигнала, изменяется по треугольному закону. В связи с этим помехозащищенность снижается для высших частот спектра модулирующего сигнала. Положение усугубляется еще и тем, что энергетический спектр цветоразностного сигнала имеет резко выраженный спадающий характер.

Так как $K_{НЧ}(f) K'_{НЧ}(f) = 1$ ($K'_{НЧ}(f)$ – характеристика контура корректора НЧ предискажений в приемнике), то форма сигнала не изменяется, а помехи канала связи ослабляются блоком коррекции $K'_{НЧ}(f)$. Если бы предискажения отсутствовали, то на выходе ЧД необходимо было бы устанавливать фильтр нижних частот (ФНЧ), АЧХ которого в идеальном случае имела бы прямоугольный вид. Мощность помех на выходе ФНЧ пропорциональна площади, ограниченной его АЧХ. Очевидно, что площадь под кривой $K'_{НЧ}(f)$ меньше, чем под кривой идеального ФНЧ, следовательно, в блоке коррекции предискажений помехи ослабляются в несколько раз, что эквивалентно увеличению отношения сигнала к помехе.

Преимущество применения ЧМ для передачи цветоразностных сигналов связано также с особенностями восприятия флуктуационных помех в зависимости от распределения их энергии по спектру: низкочастотные помехи более заметны, чем высокочастотные.

НЧ предискажения перераспределяют энергию цветоразностных сигналов по спектру при сохранении мощности сигнала, в результате чего увеличивается индекс модуляции для ВЧ составляющих спектра сигнала и улучшается отношение сигнала к помехе.

При подаче на фильтр НЧ предискажения сигналов D'_R и D'_B в виде импульсов прямоугольной формы на их фронтах возникают выбросы, которые в три раза превышают амплитуду сигнала на его плоских участках. ФНЧ Z3, установленный после электронного коммутатора (ЭК) S1, уменьшает выбросы, но их амплитуда все еще остается значительной. При передаче таких фронтов увеличивается девиация частоты и расширяется спектр, занимаемый сигналом цветности. Однако полоса частот, отведённая для передачи СЦ (3...6 МГц), не может быть увеличена. В связи с этим предискажённые сигналы с выхода ФНЧ Z3 подаются на двусторонний амплитудный ограничитель (АО) Z4, в котором выбросы частично ограничиваются. Амплитудное ограничение выбросов искажает переход-

ную характеристику канала цветности для некоторых цветовых переходов. При поступлении на корректор предискажений импульсов с частично ограниченными выбросами форма сигнала полностью не восстанавливается: начальный участок фронтов имеет исходную крутизну, остальной – меньшую. Это искажение при передаче деталей средних размеров (букв и цифр титров) создаёт короткое тянущееся продолжение. Поэтому степень НЧ предискажений установлена исходя из требований обеспечения необходимой помехоустойчивости передачи информации о цветности и допустимого размытия границ вертикальных цветовых переходов. Этим требованиям отвечают уровни ограничения: для сигнала D'_B – плюс 2,18 и минус 1,52; для D'_R – плюс 1,25 и минус 1,81.

Несимметричное ограничение в Z4 достигается при подаче на него специальных импульсов “пьедестала” (ИП), которые делают различной постоянную составляющую в сигналах D'_R и D'_B . Номинальное значение частоты поднесущей выбрано разным в строках D'_R и D'_B : $f_{0R} = 4,40625$ МГц; $f_{0B} = 4,25$ МГц и поддерживается с точностью ± 2 кГц. Частота поднесущей в частотно модулируемом генераторе (ЧМГ) UB1 от строки к строке изменяется автоматически за счёт наличия в сигналах D'_R и D'_B импульсов “пьедестала”.

При разных значениях поднесущей частоты в строках D'_R и D'_B , несимметричном ограничении выбросов и, следовательно, разной девиации частоты при модуляции обеспечивается почти одинаковый диапазон изменения поднесущих, равный 3,9...4,7 МГц.

В полном сигнале на задних площадках строчного гасящего импульса присутствует немодулированная поднесущая соответствующей частоты $f_{0R} = F_{0R}$ или $f_{0B} = F_{0B}$. Эти пакеты поднесущих способствуют установлению переходных процессов в канале цветности телевизионного приемника до начала активной части строки, в которой передаётся модулированная поднесущая. В противном случае в левой части раstra появляются цветовые шумы. Защитные пакеты используются и для формирования в цветоразностных сигналах плоских участков для фиксации уровня чёрного. В современных приемниках они же используются и как строчные сигналы цветовой синхронизации (СЦС_{стр}). Со временем отпадет необходимость в передаче СЦС в КГИ, по которым работают старые модели телевизионных приемников. Освободятся 18 строк (так и сделано во Франции) для передачи дополнительной информации.

Для обеспечения совместимости фаза поднесущей частоты изменяется на 180° через две строки на третью и от поля к полю в коммутаторе фазы поднесущей (КФП) U3 с помощью импульсов коммутации фазы (ИКФ). В полосовом

фильтре Z5 сигнал цветности ограничивается по полосе (3...6 МГц) и подаётся на фильтр предискажения модулированной поднесущей Z6 (ВЧ предискажение), модуль коэффициента передачи которого $K_{ВЧ}(f)$ (рисунок 3.12) равен:

$$K_{ВЧ}(f) = 10 \lg \left(\frac{1 + (16x)^2}{1 + (1,26x)^2} \right), \text{ дБ}, \quad (3.52)$$

где $x = f/f_0 - f_0/f$;

$f_0 = 4,286$ МГц;

f – текущая частота, МГц.

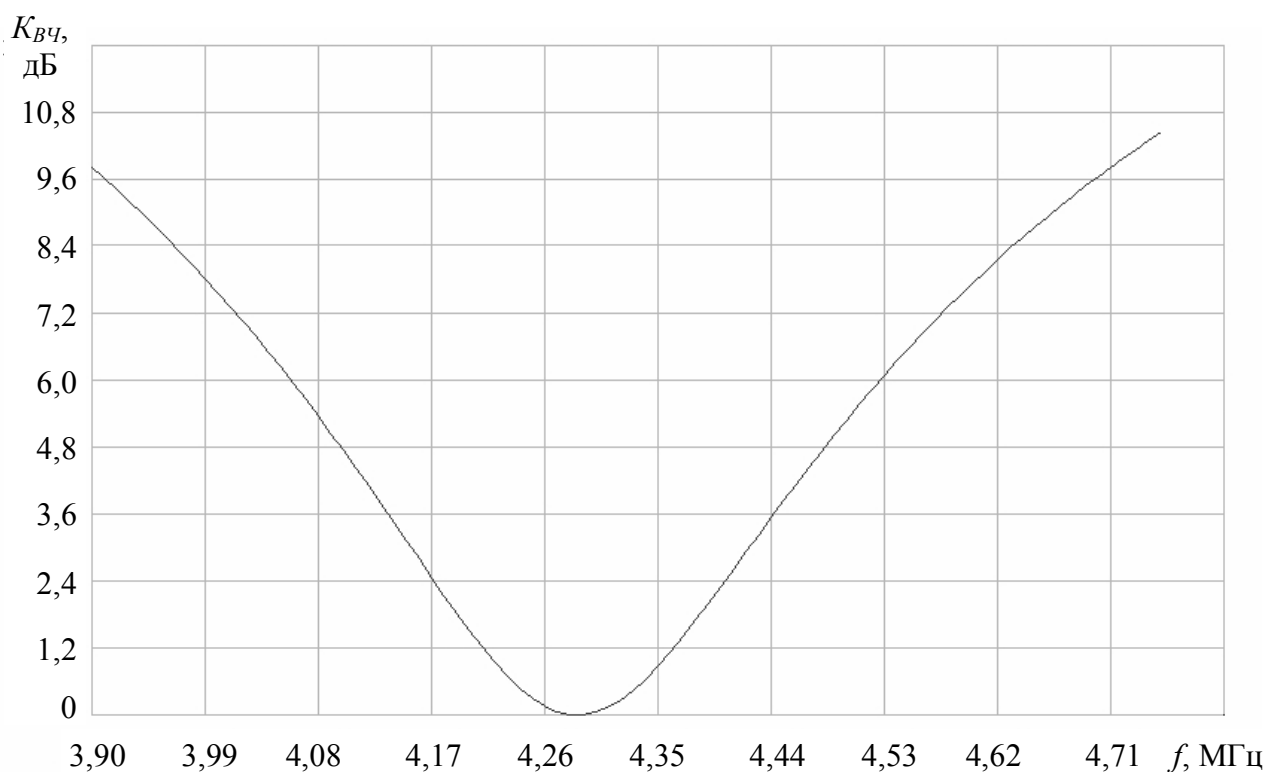


Рисунок 3.12 – Амплитудно-частотная характеристика фильтра ВЧ предискажений

В телевизоре на входе канала цветности устанавливается фильтр коррекции ВЧ предискажений с коэффициентом передачи $K'_{ВЧ}(f)$, обратным $K_{ВЧ}(f)$. При этом СЦ приобретает исходную форму, а помехи ослабляются.

Ослабление помех объясняется тем, что при отсутствии ВЧ предискажения на входе канала цветности в приемнике устанавливается полосовой фильтр, который в идеальном случае в полосе частот СЦ имеет АЧХ, прямоугольную и симметричную относительно частоты поднесущей. Мощность же помех определяется площадью, ограниченной АЧХ ПФ. Эта площадь значительно больше

площади под кривой АЧХ схемы корректора ВЧ предискажения. При этом сильнее всего подавляются высокочастотные составляющие помех, которые имеют наибольший «вес» на выходе частотного детектора.

ВЧ предискажение улучшает также совместимость системы, так как амплитуда СЦ на выходе блока $K_{ВЧ}(f)$ зависит от отклонения частоты цветовой поднесущей $f_{ЦП}$ (чем меньше отклонение, тем меньше амплитуда СЦ). Поскольку в природе преобладают слабонасыщенные цвета, амплитуда сигналов D'_R и D'_B меньше максимальной, что ведет к небольшому отклонению частоты цветовой поднесущей $f_{ЦП}$ при модуляции. Поэтому СЦ в среднем мало влияет на черно-белые телевизоры, и только при передаче насыщенных цветов совместимость ухудшается (помехозащищенность СЦ возрастает), так как при этом увеличиваются отклонение частоты $f_{ЦП}$ и, следовательно, амплитуда СЦ. Чтобы поднесущая не приводила к срыву синхронизации генераторов разверток в телевизоре, она подавляется в устройстве подавления поднесущей (УПП) S2, которое препятствует прохождению $f_{ЦП}$ в моменты времени, соответствующие передаче синхроимпульсов в полном сигнале. На этом формирование СЦ заканчивается. После суммирования СЦ с сигналом яркости образуется полный цветовой телевизионный сигнал системы СЕКАМ.

Раздел 4

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО РАДИОКАНАЛАМ И НАПРАВЛЯЮЩИМ СРЕДАМ

- [ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ
ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ](#)
- [СТАНДАРТЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ](#)
- [СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИЗОРА](#)
- [ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ТРАКТОВ ПЧ ТВ ПРИЁМНИКОВ](#)
- [СОСТОЯНИЕ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ В
РЕСПУБЛИКЕ БЕЛАРУСЬ](#)

◀ [К содержанию](#)

4.1 Особенности передачи и приема радиосигналов изображения и звукового сопровождения

В наземном вещании передача изображений и звукового сопровождения осуществляется радиосигналами вещательного телевидения (РСВТ), каждый из которых представляет совокупность радиосигнала изображения (РСИ) и радиосигнала звукового сопровождения (РСЗС). Радиосигналом изображения называется несущая изображения, модулированная полным видеосигналом $U_{\Sigma}(t)$ или полным цветным видеосигналом $U_{\text{ПЦТС}}(t)$, радиосигналом звукового сопровождения – несущая звукового сопровождения, модулированная сигналом звукового сопровождения. При этом во всех странах для передачи видеосигнала используется амплитудная модуляция (АМ) с целью сокращения полосы занимаемых радиосигналом частот и упрощения построения ТВ передатчиков и телевизоров, для передачи звукового сопровождения – частотная модуляция (ЧМ) и только в стандарте L – АМ.

На входе ТВ передатчика производится восстановление постоянной составляющей в видеосигнале, т.е. фиксация уровня гасящих или синхронизирующих импульсов. Это позволяет более эффективно использовать активные элементы (лампы и транзисторы) в каскадах передатчика, так как линейный участок модуляционной (амплитудной) характеристики значительно уменьшается, при этом выигрыш по потребляемой мощности составляет примерно 2,5 раза. На модулятор ТВ передатчика видеосигнал подается в негативной или позитивной (в стандарте L) полярности, в результате образуется РСИ с негативной или позитивной модуляцией. При негативной модуляции уровень синхроимпульса соответствует максимальному, уровень белого – минимальному значениям радиосигнала изображения.

Преимущества негативной модуляции:

- при одинаковой пиковой мощности, принимаемой за 100%, средняя мощность РСИ, а следовательно, и выходного каскада передатчика меньше, чем при позитивной модуляции, так как она изменяется примерно от 15 до 75% (при позитивной модуляции от 30 до 100%);
- допускается большая мощность в режиме максимального сигнала (при одинаковых активных элементах в выходном каскаде передатчика), так как в нелинейную область амплитудной характеристики попадут только синхроимпульсы, что приведет к уменьшению их амплитуды, а переходы от белого до черного будут передаваться без искажений;

- упрощается выполнение схемы АРУ в телевизоре, так как опорным уровнем может служить максимальное значение радиосигнала изображения, соответствующее передаче синхроимпульса и не зависящее от характера;

- уменьшается заметность импульсных помех, поскольку они создают на изображении темные точки (линии) на белом фоне, которые в силу особенностей зрения менее заметны, чем светлые на темном фоне.

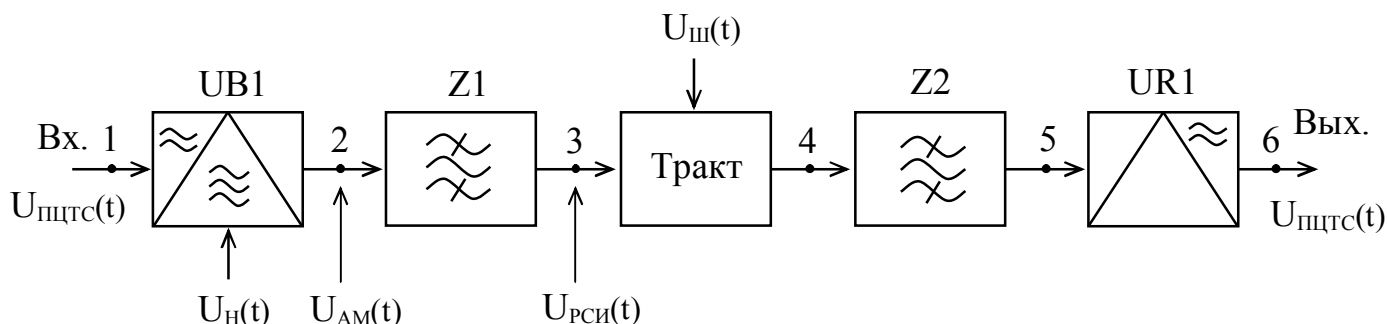


Рисунок 4.1 – Обобщенная структурная схема радиотракта вещательного телевидения.

Рассмотрим обобщенную структурную схему радиотракта вещательного телевидения (рисунок 4.1). Если на вход амплитудного модулятора UB1 подать сигнал $U_{ПЦТС}(t)$ с условно равномерным спектром (рисунок 4.2, а), на выходе образуются две боковые полосы частот и несущая изображения $f_{Н.И}$ (рисунок 4.2, б). При верхней граничной частоте спектра видеосигнала $F_B = 6$ МГц ширина полосы частот, которую займет двухполосный АМ сигнал, составит 12 МГц. Но поскольку полная информация о модулирующем сигнале содержится в каждой из боковых полос, то достаточно передавать только одну из них. Поэтому в передатчике одна боковая полоса (чаще всего нижняя) частично подавляется в фильтре Z1, на выходе которого образуется радиосигнал изображения $U_{РСИ}$. Полностью подавить боковую полосу невозможно, так как в видеосигнале нижняя граничная частота $F_H = 0$, следовательно, между боковыми полосами отсутствует частотный промежуток для их разделения. При этом идеализированная АЧХ передатчика строится так, что коэффициент передачи фильтра Z1 в области частот $(f_{Н.И} + 6) \dots (f_{Н.И} - 0,75)$ МГц равен 0 дБ, а участок $(f_{Н.И} - 0,75) \dots (f_{Н.И} - 1,25)$ МГц имеет линейно спадающий склон с подавлением на границе не менее чем на 20 дБ (рисунок 4.3, а).

Радиосигнал изображения на выходе фильтра с ЧПОБП и линейной фазовой характеристикой представляется в виде сумм двух составляющих – синфазной и квадратурной:

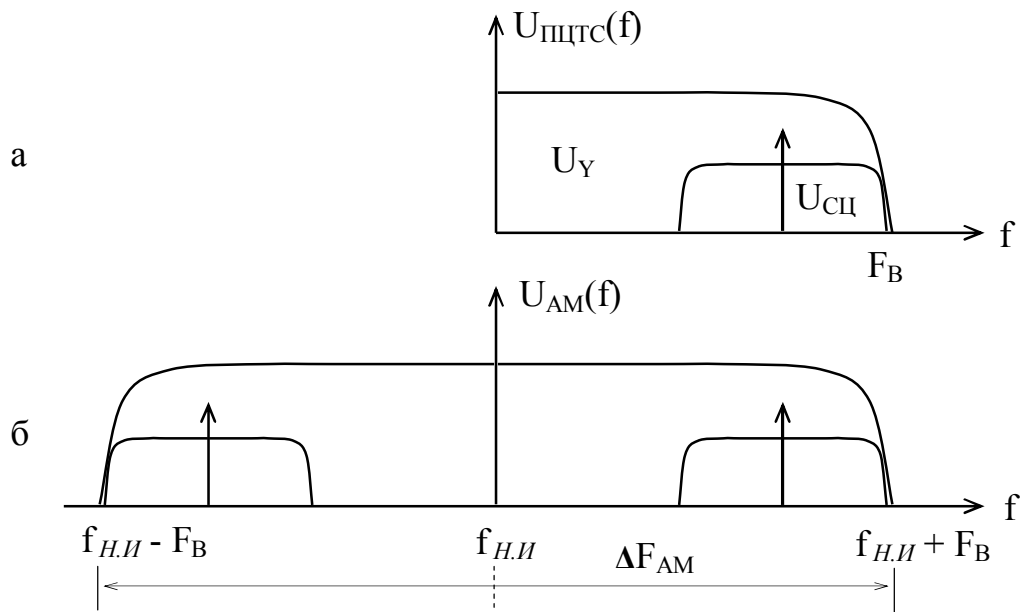


Рисунок 4.2 – Спектры сигналов на входе (а) и выходе (б) модулятора ТВ передатчика

$$\begin{aligned}
 U_{РСИ}(t) = & U_{\omega} \cos[\omega(t - \tau)] \left\{ K_{\omega} + \sum_{i=1}^n (m_i / 2) (K_{\omega - \Omega_i} + K_{\omega + \Omega_i}) \cos[\Omega_i(t - \tau)] \right\} + \\
 & + U_{\omega} \sin[\omega(t - \tau)] \left\{ K_{\omega} + \sum_{i=1}^n (m_i / 2) (K_{\omega - \Omega_i} + K_{\omega + \Omega_i}) \sin[\Omega_i(t - \tau)] \right\},
 \end{aligned} \quad (4.1)$$

где K_{ω} , $K_{\omega - \Omega}$, $K_{\omega + \Omega}$ – коэффициенты передачи фильтра на несущей, суммарной и разностной частотах соответственно;

Ω_i – частота модулирующего сигнала;

m_i – парциальная глубина модуляции;

τ – постоянное время задержки.

Необходимо отметить, что такое представление РСИ (АМ-ЧПОБП) принципиально никаких искажений не обуславливает. Так как в верхней боковой полосе частот РСИ содержится в неискаженном виде вся информация о модулирующем сигнале, то при правильном построении радиоканала приемника ее можно выделить на выходе демодулятора-видеодетектора.

Известно, что при классической АМ с двумя боковыми полосами и несущей (рисунок 4.2,б) огибающая АМ сигнала повторяет форму модулирующего и последний выделяется на приемной стороне с помощью простейшего амплитудного детектора – детектора огибающей (ДО). При этом АЧХ радиоканала приемника должна неискаженно пропускать весь спектр АМ сигнала.

Такой подход к построению радиоканала телевизора (приемника) при приеме РСИ, имеющего АМ-ЧПОБП, оказывается неверным. Изменение спектра АМ сигнала фильтром $Z1$ (см. рисунок 4.1) однозначно ведет к изменению формы радиосигнала и появлению квадратурной составляющей. Если АЧХ приемника $K_{ПР}$ (рисунок 4.3, б) неискаженно пропускает РСИ, на выходе видеодетектора UR1 в демодулированном сигнале возникают линейные, а при использовании ДО - и нелинейные искажения. Они обусловлены передачей НЧ составляющих модулирующего сигнала двумя боковыми полосами $(f_{Н.И} \pm 1,25)$ МГц, ВЧ составляющих – одной (рисунок 4.3, а) и неграмотным построением радиоканала приемника. Если спектр амплитуд на входе модулятора условно принять равномерным (рисунок 4.1,а), то на выходе ВД UR1 низкочастотные составляющие будут в два раза превышать значения высокочастотных составляющих (рисунок 4.3, в), что свидетельствует о появлении линейных искажений.

Известно, что для их устранения коэффициент передачи радиотракта между выходом амплитудного модулятора ТВ передатчика и входом ВД телевизионного приемника должен иметь кососимметричный склон $K_{КСС}(f)$ в области несущей изображения $(f_{Н.И} \pm \Delta F)$ МГц при выполнении условия:

$$K_{КСС}(f) = K_{КСС}(f_{Н.И} - \Delta F) + K_{КСС}(f_{Н.И} + \Delta F) = 2K(f_{Н.И}), \quad (4.2)$$

$$K_{КСС}(f) = K_{ПД}(f) \cdot K_{ПР}(f), \quad (4.3)$$

где $\Delta F = (0 \dots 0,75)$ МГц;

$K_{ПД}(f)$ и $K_{ПР}(f)$ – коэффициенты передачи фильтров передатчика и радиоканала приемника, представленного фильтром $Z2$ на рисунке 4.1.

Одна из возможных зависимостей $K_{КСС}(f)$, удовлетворяющая требованию (4.2) и применяющаяся на практике, приведена на рисунке 4.3, б. В этом случае спектр на выходе видеодетектора будет равномерным.

Нелинейные искажения, как следует из (4.1), можно снизить путем уменьшения глубины модуляции m . Однако на передающей стороне это недостижимо, так как ухудшится помехозащищенность ТВ системы. При использовании же в приемнике в качестве ВД синхронного детектора (СД) происходит уменьшение глубины модуляции и уровня квадратурной составляющей.

Возможны три варианта обеспечения требований (4.2) и (4.3), которые в разной степени и рассматриваются в литературе. В первом КСС реализуется фильтром передатчика, а радиотракт приемника имеет прямоугольную (идеализированную) АЧХ (см. рисунок 4.3, б). Во втором случае КСС формируется в усилителе промежуточной частоты телевизора, а АЧХ передатчика имеет прямо-

угольный вид (см. рисунок 4.3, а). В третьем КСС реализуется как произведение коэффициентов передачи одинаковых фильтров передатчика и приемника. С точки зрения устранения линейных частотных искажений все три варианта равноценны. Поэтому критерием в выборе варианта может служить отношение сигнал/флуктуационный шум (ОСШ) на выходе ВД. Если в трех вариантах обеспечивать одинаковый уровень несущей изображения в РСИ, т.е. на выходе фильтра передатчика Z_1 , (например, равный минус 6 дБ), а также уровень сигнала на выходе ВД (например, 0 дБ), то вместо ОСШ можно ограничиться рассмотрением распределения спектральной плотности напряжения шума на выходе ВД, при условии, что в тракте действует флуктуационный шум с равномерной спектральной плотностью, равной $e_{ш}$, В/Гц.

В первом варианте шум проходит через прямоугольную АЧХ приемника, приведенную на рисунке 4.3, б. Полагая коэффициент передачи ВД равным единице, получаем, что на его выходе спектральная плотность шума остается $e_{ш}$, В/Гц в области частот 0,75...6 МГц (рисунок 4.4, кривая I). Спектральные составляющие шума, расположенные симметрично относительно несущей изображения в области частот $f_{Н.И} \pm 0,75$ МГц, при детектировании образуют НЧ составляющие шума со случайными начальными фазами, поэтому их необходимо суммировать не по напряжению, как для полезных составляющих, а по мощности:

$$U_{ш.вых.вд} = \sqrt{e_{ш}^2 + e_{ш}^2} = \sqrt{2}e_{ш}, B / Гц. \quad (4.4)$$

Таким образом, первый вариант по отношению С/Ш является наилучшим. Поэтому он применяется в магистральных системах передачи по коаксиальному кабелю, в которых нельзя увеличивать уровень ТВ сигнала на входе линии ввиду возрастания нелинейных искажений в усилителях.

Второй вариант, используемый в наземном ТВ вещании, по ОСШ является самым худшим (см. рисунок 4.4, кривая II), однако в нем существенно упрощается реализация фильтра в УПЧИ телевизора – требуемая избирательность по соседнему каналу легче обеспечивается, если АЧХ фильтра имеет кососимметричный склон. Его коэффициент передачи должен иметь примерно следующие значения: 0; –6; –12; –42 дБ на частотах $f_{ПР.И} - 0,75$; $f_{ПР.И}$, $f_{ПР.И} + 0,75$ и $f_{ПР.И} + 1,5$ (3,0) МГц соответственно (рисунок 4.5, кривая 1). Необходимость сильного подавления колебания на частоте $f_{ПР.И} + 1,5$ (3,0) МГц объясняется тем, что оно соответствует несущей звукового сопровождения левого соседнего ТВ канала (3,0 МГц равно разности между несущей изображения второго и несущей звукового сопровождения первого канала $f_{Н.И2} - f_{Н.И1}$).

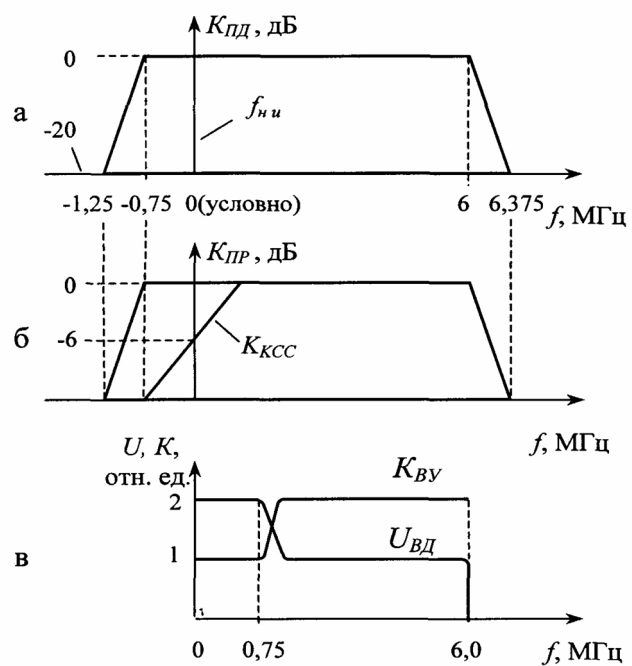


Рисунок 4.3 – Виды АЧХ телевизионного радиотракта

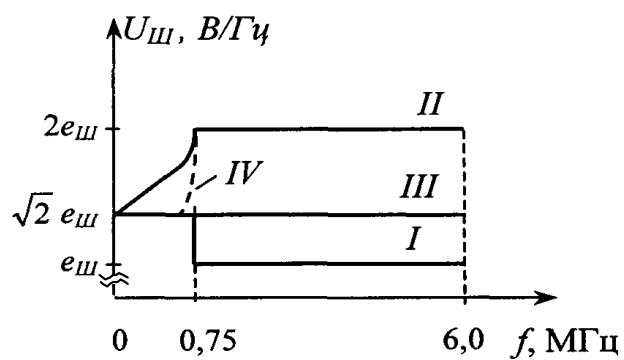


Рисунок 4.4 – Спектральная плотность напряжения шума на выходе ВД

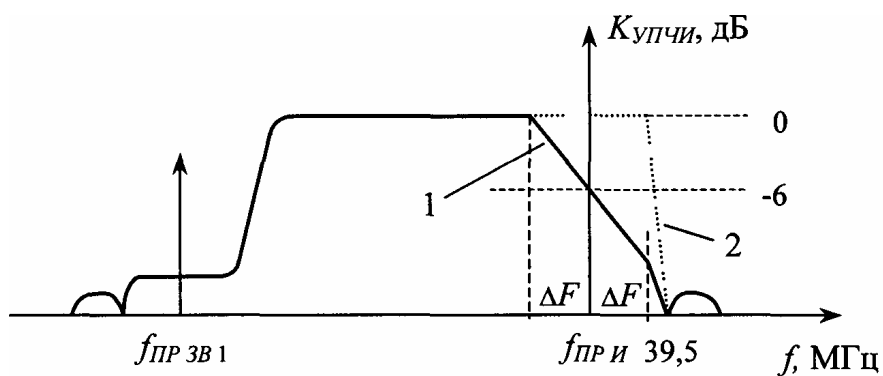


Рисунок 4.5 – Варианты АЧХ УПЧИ телевизора

В первом варианте на тех же частотах нужно иметь подавление в 0; 0; 0 (или минус 3 дБ) и минус 42 дБ (см. рисунок 4.5, кривая 2). Такие требования при использовании фильтра минимально-фазового типа на дискретных элементах можно обеспечить путем резкого его усложнения, к тому же возникла бы необходимость в коррекции ФЧХ (ГВЗ). Третий вариант на практике не используется, хотя по шумовым свойствам он уступает только первому (см. рисунок 4.4, кривая III).

Четвертый вариант устранения линейных искажений основан на том, что АЧХ ТВ передатчиков с ЧП ОБП изменить нельзя, а во вновь разрабатываемых телевизорах радиоканал делать с нестандартной АЧХ – как в первом варианте (рисунок 4.3, б, без КСС), т.е. при АЧХ УПЧИ вида 2 на рисунке 4.5. Реализация такого фильтра на поверхностно-акустических волнах (ПАВ) не вызывает особых трудностей. Ослабление же ВЧ составляющих в демодулированном ТВ сигнале предлагается компенсировать в видеоусилителе, АЧХ которого $K_{\text{ВУ}}$ должна иметь вид, приведенный на рисунке 4.3, в.

В этом случае уровень напряжения промежуточной изображения на входе ВД будет на 6 дБ (в 2 раза) большим, чем в применяемом сейчас втором варианте (минус 6 дБ). Характер распределения шума на выходе ВД для этого варианта приведен на рисунке 1.4, IV. Существенным является постоянство его спектральной плотности ($\sqrt{2}e_{\text{ш}}$) на низких частотах 0...0,75 МГц, где сосредоточена основная энергия ТВ сигнала.

Поскольку в телевидении под ОСШ понимается отношение размаха ТВ сигнала между уровнями черного и белого к эффективному напряжению шума (или взвешенному с учетом свойств зрения), то можно сделать вывод, что в этом варианте повышается ОСШ или увеличивается чувствительность, ограниченная усилением, на 6 дБ.

Дополнительным преимуществом данного варианта является отсутствие паразитной фазовой модуляции колебания с частотой $f_{\text{ПР.И}}$, возникающей вследствие его расположения на кососимметричном склоне АЧХ УПЧИ, которая ухудшает качество сигнала звукового сопровождения в телевизорах с общим трактом промежуточной частоты для изображения и звука и использующих синхронный детектор в качестве преобразователя $f_{\text{ПР.ЗВ1}}$ в $f_{\text{ПР.ЗВ2}}$. При АЧХ УПЧИ вида 2 (см. рисунок 4.5) нет необходимости в усложнении схемы и применении квазипараллельного тракта ПЧ.

Несущая звукового сопровождения $f_{\text{Н.З}}$, расположенная выше несущей изображения (на 4,5...6,5 МГц в зависимости от стандарта), модулируется по частоте

(по амплитуде для стандарта L) сигналом звукового сопровождения с полосой частот от $F_H = 30$ Гц до $F_B = 15$ кГц. Ширина полосы частот $P_{\text{ЧМ}}$ при частотной модуляции зависит от индекса частотной модуляции β , равного

$$\beta = \Delta f / F_B, \quad (4.5)$$

где Δf – девиация частоты,

F_B – высшая модулирующая частота.

При $\beta \leq 0,4$

$$P_{\text{ЧМ}} \approx P_{\text{АМ}} = 2F_B, \quad (4.6)$$

при $\beta > 1$, если пренебречь спектральными составляющими, в 100 раз меньшими, чем немодулированная несущая

$$P_{\text{ЧМ}} = 2F_B(1 + \beta + \sqrt{\beta}). \quad (4.7)$$

При передаче сигнала звукового сопровождения максимальная девиация частоты составляет ± 50 кГц (± 25 кГц в стандартах М и N), при этом $\beta > 1$, а ширина полосы частот $P_{\text{ЧМ}} = 180$ кГц (120 кГц) по уровню минус 3 дБ или 250 кГц на уровне минус 20 дБ с учетом характеристики полосового фильтра, формирующего РСЗС на выходе частотного модулятора. При использовании амплитудной модуляции (стандарт L) ширина полосы частот составляет 30 кГц. Применение частотной модуляции незначительно увеличивает общую полосу частот, занимаемую радиосигналом вещательного телевидения, но появляется возможность уменьшить мощность передатчика звукового сопровождения по сравнению со случаем применения АМ. Объясняется это тем, что ЧМ дает выигрыш в помехоустойчивости:

$$B^2 = (C/\Pi)^2_{\text{ВЫХ.ЧД}} / (C/\Pi)^2_{\text{ВЫХ.АД}} = 3\beta^2, \quad (4.8)$$

т.е. отношение сигнал/шум на выходе ЧМ приемника в $3\beta^2$ раз по мощности больше, чем на выходе АМ приемника при равных мощностях сигналов на их входах. Следовательно, применение ЧМ позволяет при меньшей мощности радиосигнала звукового сопровождения получить на выходе звукового канала телевизора такое же отношение сигнал/шум, как и при использовании АМ с большей мощностью. Поскольку несущая звука n -го ТВ канала для $n+1$ -го ТВ канала является помехой по соседнему каналу, уменьшение мощности радиосигнала звукового сопровождения способствует также и ослаблению этой помехи.

Ширина полосы частот, отводимая на радиоканал вещательного телевидения, составляет, в зависимости от стандарта, от 6 до 8 МГц, причем величина защитного интервала находится в пределах 0,125 МГц (стандарт D/K) – 1,125 МГц (стандарт G).

4.2 СТАНДАРТЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

По состоянию на 2000 г. в мире действуют десять стандартов телевизионного вещания: В, D, G, H, I, K, K1, L, M и N. Каждый стандарт характеризуется следующими основными параметрами: количеством строк разложения, частотой полей, полосой частот, занимаемой полным видеосигналом, разностью частот между несущими изображения и звука, полосой частот одного радиоканала, видом модуляции несущих изображения и звука (таблица 4.1, рисунок 4.6).

Таблица 4.1 – Основные характеристики стандартов ТВ вещания.

Стандарт	В	G	H	I	D	K	K1	L	M	N
Диапазон длин волн	МВ	ДМВ	ДМВ	МВ ДМВ	МВ	ДМВ	МВ ДМВ	МВ ДМВ	МВ ДМВ	МВ ДМВ
Число строк	625	625	625	625	625	625	625	625	525	625
Частота полей, Гц	50	50	50	50	50	50	50	50	60	50
Ширина полосы частот видеосигнала, МГц	5,0	5,0	5,0	5,5	6,0	6,0	6,0	6,0	4,2	4,2
Расстояние между несущими изображения и звука, МГц	5,5	5,5	5,5	6,0	6,5	6,5	6,5	6,5	4,5	4,5
Ширина полосы частот РСИ (радиоканала), МГц	6,875 (7,0)	6,875 (8,0)	7,375 (8,0)	9,125 (8,0)	7,875 (8,0)	7,875 (8,0)	9,325 (8,0)	9,325 (8,0)	5,875 (6,0)	5,875 (6,0)
Вид модуляции несущей частоты:	АМ	АМ	АМ	АМ	АМ	АМ	АМ	АМ	АМ	АМ
- изображения	(нег.)	(нег.)	(нег.)	(нег.)	(нег.)	(нег.)	(нег.)	(нег.)	(нег.)	(нег.)
- звука	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	ЧМ	АМ	ЧМ	ЧМ

Девять стандартов имеют 625 строк при частоте полей 50 Гц; стандарт М, применяемый в США, Канаде, Японии и ряде стран Южной Америки, - 525

строк и 60 Гц. Единственным из действующих стандартов, в котором применяется позитивная АМ несущей изображения и АМ несущей звука, является стандарт L, используемый во Франции, во всех остальных применяется негативная АМ несущей изображения и ЧМ несущей звука. В стандартах М и N ТВ сигнал передается в наиболее узкой полосе частот – 4,2 МГц, поэтому на один радиоканал отводится полоса шириной 6 МГц. Между стандартами с одинаковым числом строк в кадре (625) имеются отличия.

Стандарты В, G и Н имеют одинаковые параметры, В применяется в диапазоне МВ, G и Н – в ДМВ; аналогично стандарты D, К и K1 (D – в МВ, К – в ДМВ, K1 – в обоих диапазонах).

Разность частот между несущими звука $f_{н.з.}$ и изображения $f_{н.и.}$ равна 4,5 МГц в стандартах М и N; 5,5 МГц – в В, G, Н; 6,0 МГц – в I; 6,5 МГц – в D, К, K1 и L. При этом во всех стандартах $f_{н.з.} > f_{н.и.}$, за исключением L, в котором $f_{н.з.} < f_{н.и.}$ в первом частотном диапазоне. Во всех стандартах, используемых в ДМВ, на один радиоканал отводится полоса 8 МГц (за исключением М и N). Такое распределение упрощает проблему расположения ТВ передатчиков в соседних государствах для уменьшения взаимных помех, что особенно важно для стран Европы.

Степень частичного подавления одной боковой полосы в РСИ также различна. В стандартах В, G, D, К, М и N ширина неподавленной одной боковой полосы составляет 0,75 МГц с ослаблением на 20 дБ на частоте минус 1,25 МГц, в Н, I, K1 и L – 1,25 МГц, причем ослабление 20 дБ допускается обеспечивать на частотах минус 1,75 МГц в Н; минус 2,7 МГц в K1 и L; минус 3 МГц в I. В ряде стран для передачи стереофонического либо двуязычного звукового сопровождения используется вторая несущая звука.

В конце 1953 г. в США было начато ТВ вещание по системе цветного телевидения NTSC, а в 1967 г. во многих странах Европы – по системам PAL и SECAM. В результате появилось различие и по стандартам, и по системам ЦТВ: SECAM D/K, SECAM L, SECAM B/G (MESECAM), PAL B/G, PAL I, PAL D/K, PAL N, NTSC M и др.

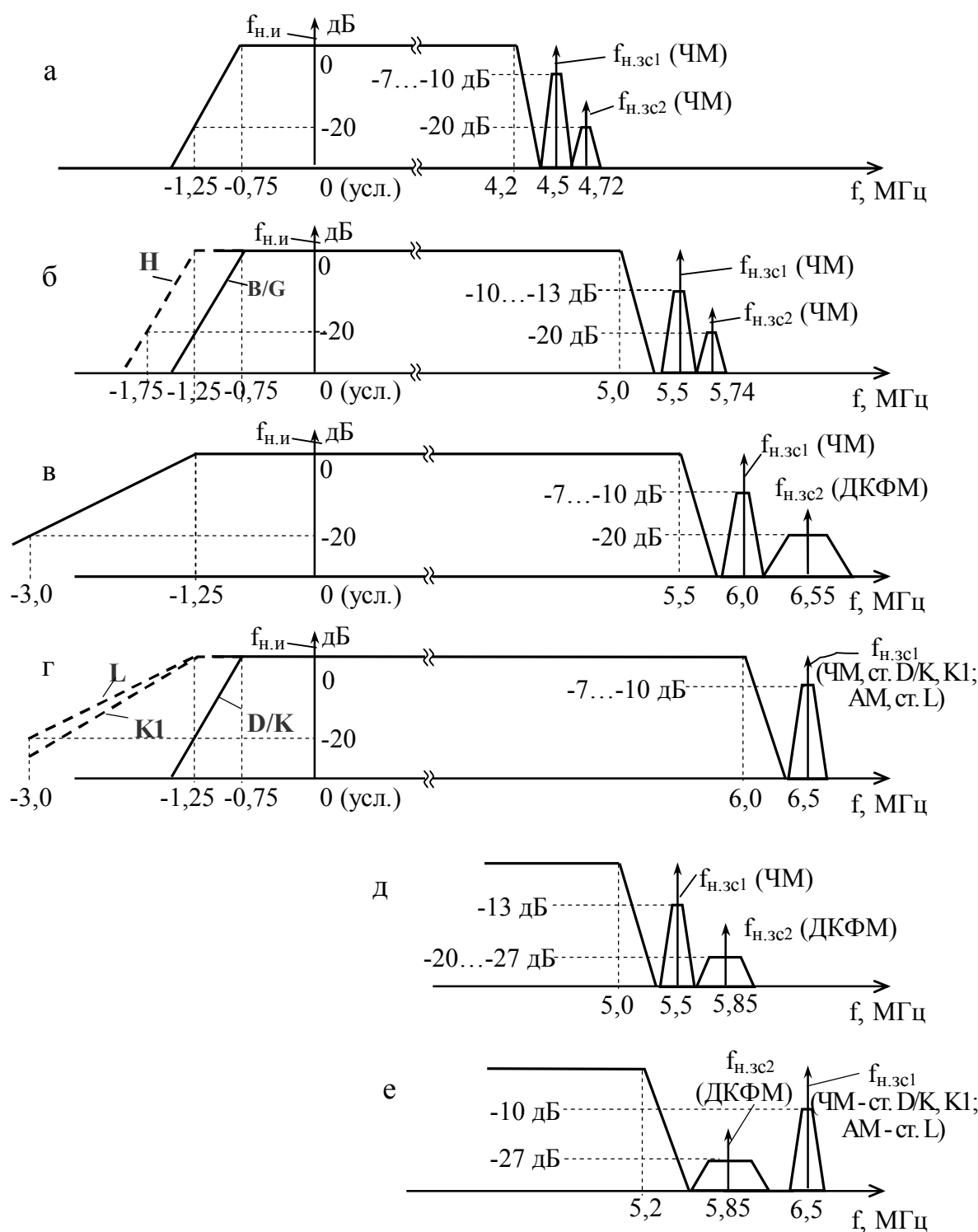


Рисунок 4.6 – Обобщенные спектры радиосигналов вещательного телевидения различных стандартов:

а – стандарты М, N; б – стандарты В/Г, Н; в – стандарт I; г – стандарты D/K, K1, L; д – стандарты В/Г с передачей стерео ЗС системы NICAM; е – стандарты D/K, L с передачей стерео ЗС системы NICAM.

4.3 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИЗОРА

Несмотря на огромное разнообразие выпускаемых в мире в настоящее время телевизионных приемников, строятся они все практически по однотипной структурной схеме (рисунок 4.7).

Селектор каналов всеволновый (СКВ) обеспечивает выделение радиосигнала вещательного телевидения U_{PCBT} , требуемого телевизионного канала и преобразования его на первую промежуточную частоту (ПЧ).

СКВ обеспечивает также избирательность по зеркальному и прямому каналам, определяет чувствительность телевизора. В настоящее время используется два типа СКВ – с настройкой на заданный канал методом синтеза напряжения (VST – Voltage Synthesizer Tuner) и с синтезатором частоты с петлей ФАПЧ (PLL – Phase Locked Loop).

Основную избирательность телевизора обеспечивает фильтр на поверхностно-акустических волнах (ФПАВ), устанавливаемых между СКВ и трактом промежуточной частоты (ТПЧ). В зависимости от схемы построения ТПЧ (с совместной либо квазипараллельной обработкой радиосигналов изображения (РСИ) и звукового сопровождения (РСЗС)) требуется один или два фильтра соответственно. В ТПЧ обеспечивается основное усиление РСИ и РСЗС, выполняется их демодуляция и формируются напряжения автоматической регулировки усиления (АРУ) U_{APY} и автоподстройки частоты гетеродина (АПЧГ) $U_{АПЧГ}$ СКВ. Строится ТПЧ, как правило, на базе отдельной ИМС, реализующей указанные выше функции, либо входит в состав более multifunctionальной ИМС.

Продетектированный полный цветовой телевизионный сигнал ($U_{ПЦТС}$) и сигнал звуковой частоты $U_{ЗЧ}$ поступают на коммутатор внешних/внутренних сигналов (режимы AV/TV). Внешние $U_{ПЦТС}$ и $U_{ЗЧ}$ могут подаваться на телевизор либо через разъем SCART – Euroconnector, либо через RCA – разъем («тюльпан»). Также через SCART возможно подключение источников сигналов основных цветов (R, G, B) и других, причем, в зависимости от функциональной насыщенности телевизора, таких разъемов может быть несколько.

Сигнал ЗЧ через усилитель звуковой частоты (УЗЧ) подается на акустическую систему (АС) BA1. В УЗЧ осуществляется регулировка громкости и тембра звукового сигнала. В телевизорах высокого класса тракт ЗЧ строится по стереофонической (двухканальной) схеме, сигналы $U_{ЗЧ}$ правого и левого каналов приходят либо с ТПЧ (если ведется ТВ вещание со стереозвуковым сопровождением – в нашей стране подобное, к сожалению, отсутствует), либо через SCART с любого внешнего источника. Если телевизор разрабатывается как основа для “до-

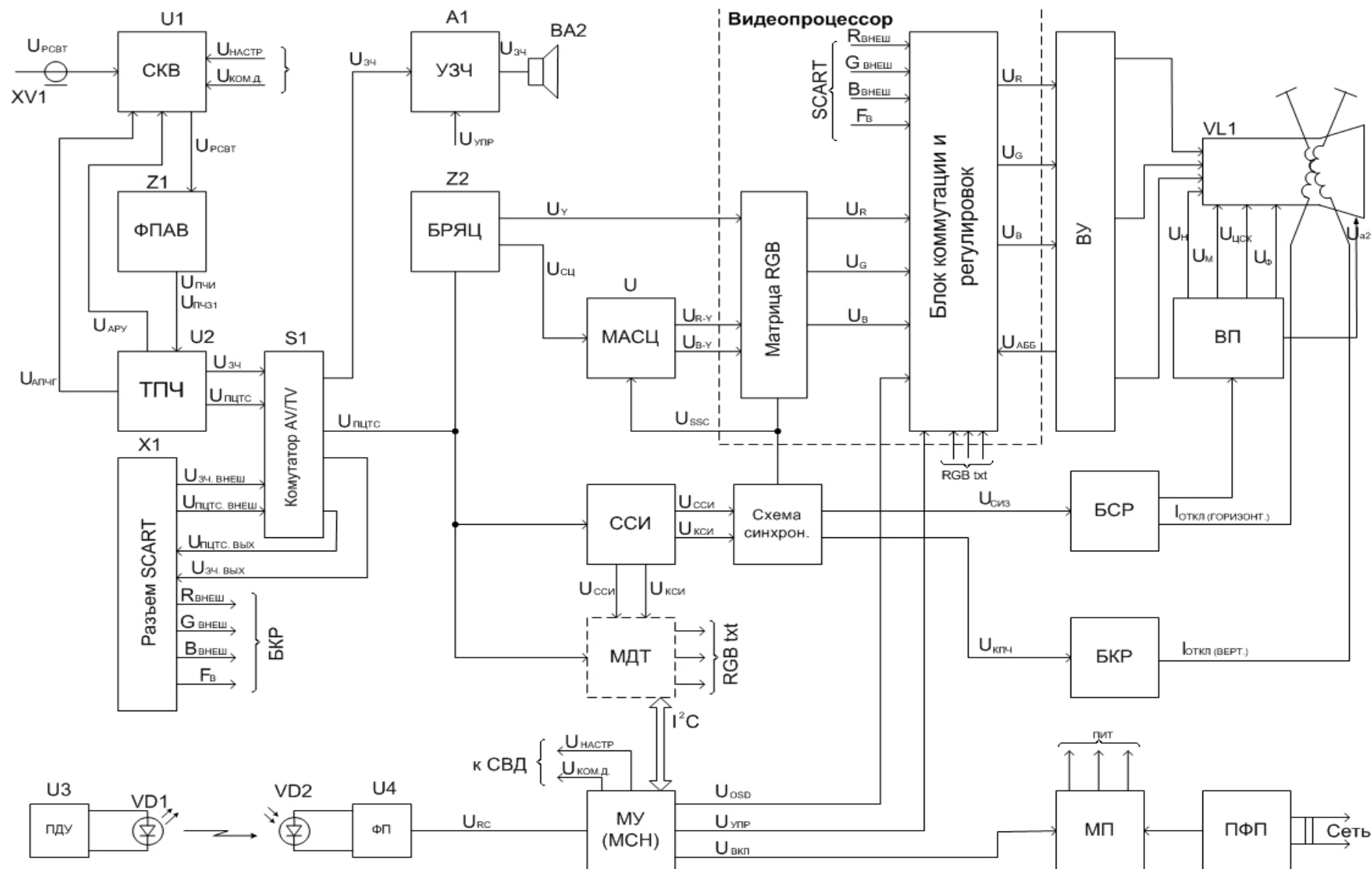


Рисунок 4.7 – Обобщенная структурная схема цветного телевизора

машнего кинотеатра”, то он может иметь 6-канальный звуковой тракт (5 основных каналов + 1 сверхнизкочастотный).

ПЦТС поступает далее на блок разделения сигналов яркости и цветности (БРЯЦ), селектор синхроимпульсов (ССИ), модуль декодера телетекста (МДТ) и т.д.

БРЯЦ обеспечивает разделение сигналов яркости U_Y и цветности $U_{CЦ}$ и имеет множество вариантов построения – начиная от простой вилки из режекторного (РФ) и полосового фильтра (ПФ) до сложных гребенчатых фильтров (ГФ) на базе линий задержки на несколько строк. Последние используются, как правило, в телевизорах с цифровой обработкой сигналов и позволяют добиться практически полного разделения сигналов яркости и цветности, особенно для систем цветного телевидения NTSC и PAL.

Многостандартный декодер сигналов цветности (МДСЦ) обеспечивает демодуляцию ЦЦ систем ЦТВ NTSC/PAL/SECAM (или, в упрощенном, “европейском” варианте, PAL/SECAM). С его выхода цветоразностные сигналы U_{R-Y} U_{B-Y} (или V , U), а также сигнал U_Y с выхода БРЯЦ поступают на матрицу RGB, обеспечивающую формирование сигналов основных цветов U_R , U_G , U_B .

Блок коммутации и регулировок обеспечивает выбор источника сигналов основных цветов (внутренние или внешние, со SCART), регулировку яркости, контрастности, насыщенности, воспроизведения сигналов экранной градации (OSD) с модуля управления и информации телетекста. Во всех современных телевизорах матрица RGB и блок коммутации и регулировок представляют собой один функционально законченный блок, реализованный на одной ИМС, получивший название «видеопроцессор». С его выхода сигналы U_R , U_G , U_B через трехканальный видеоусилитель (ВУ) подаются на катоды кинескопа VL1. В видеоусилителе путем измерения темновых тонов кинескопа формируется напряжение автоматического баланса белого цвета $U_{АББ}$.

Селектор синхроимпульсов (ССИ) обеспечивает выделение синхропоследовательности из ПЦТС и разделение ее на кадровые и строчные синхроимпульсы $U_{КСИ}$, $U_{ССИ}$. Схема синхронизации формирует из последних специальный трехуровневый стробирующий импульс U_{SSC} (SSC – Super Sand Custle – такое название этот импульс получил в зарубежной литературе за свою форму), необходимый для работы МДСЦ и видеопроцессора, импульсы запуска строчной развертки $U_{СИЗ}$ и пилообразное напряжение $U_{КПЧ}$ для схемы кадровой развертки.

Блок строчной развертки (БСР) обеспечивает в строчной отклоняющей системе ток отклонения луча по горизонтали $I_{откл.(гор)}$, а также работу высоковольтного преобразователя, формирующего напряжение накала U_H , модулятора

U_m , ускоряющее $U_{\text{уск}}$ и фокусирующее U_f , а также напряжение питания второго анода кинескопа U_{a2} .

Блок кадровой развертки совместно с кадровой отклоняющей системой обеспечивает отклонение луча (развертку) по вертикали.

Управление телевизором осуществляется из модуля управления (МУ). Достаточно часто используется другое его название: модуль синтезатора напряжений (МСН). Управление может быть либо аналоговым, с синтезом напряжений настройки и регулировок, под воздействием которых изменяются параметры основных узлов схемы, либо цифровым, когда сигналы управления подаются по двунаправленной цифровой шине. В качестве последней чаще всего используется двухпроводная шина I^2C , разработанная фирмой Philips, хотя возможны и другие варианты, например трехпроводная шина IM – BUS фирмы IT International. Возможно (и часто применяется) комбинированное аналого-цифровое управление. В последнем случае цифровая шина связывает между собой только микроконтроллер и ИМС памяти внутри модуля управления, а также модуль декодера телетекста.

Все современные телевизоры оснащаются системой дистанционного управления на ИК лучах, в состав которой входит пульт дистанционного управления (ПДУ), фотоприемник (ФП) и декодер команд, входящий в состав модуля управления. Сигналы управления чаще всего передаются в кодах RC-4 или RC-5, предложенных фирмой Philips, или в их разновидностях.

Модуль питания (МП) выполняется по импульсной схеме и обеспечивает узлы и модули телевизора необходимыми напряжениями (95...155 В для БСР, 12...26 В для БКР, 12...24 В для УЗЧ, 12 В или 8 В для большинства аналоговых устройств телевизора, 5 В для цифровых узлов). Плата фильтра питания обеспечивает подавление как сетевых помех, так и ВЧ помех источника питания.

4.4 ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ТРАКТОВ ПЧ ТВ ПРИЁМНИКОВ

Классификация трактов ПЧ

Можно выделить три основных варианта построения трактов ПЧ ТВ приемников: с совместной обработкой радиосигналов изображения (РСИ) и звукового сопровождения (РСЗС), с параллельной и квазипараллельной обработкой РСИ и РСЗС. В свою очередь, каждый из них может иметь свои конструктивные особенности, в частности, в тракте с совместной обработкой РСИ и РСЗС в качестве преобразователя частоты в КЗС может использоваться линейный детектор оги-

бающей (ЛДО) либо синхронный детектор (СД), в квазипараллельном тракте – СД или детектор разностной частоты (ДРЧ). В параллельном тракте может применяться одно- или двукратное преобразование частоты в КЗС. На основании этого будем считать, что любой тракт ПЧ строится по одной из шести типовых схем (рисунок 4.8).



Рисунок 4.8 – Классификация трактов ПЧ

Дадим определения основным вариантам построения трактов ПЧ (ТПЧ).

ТПЧ с совместной обработкой РСИ и РСЗС (совместный РК). В нем радиосигналы изображения (И) и звукового сопровождения (ЗС) обрабатываются совместно, для преобразования РСЗС с первой ПЧ на вторую используется тот же детектор, что и для демодуляции РСИ, причем напряжением гетеродина выступает колебание промежуточной частоты И (при использовании ЛДО). Если применяется СД, опорным сигналом для него служит выделенная активным или пассивным способом промежуточная сигнала И.

ТПЧ с параллельной обработкой РСИ и РСЗС. В нем радиосигналы И и ЗС после селектора каналов обрабатываются полностью отдельно и независимо друг от друга.

ТПЧ с квазипараллельной обработкой РСИ и РСЗС. В нем радиосигналы И и ЗС после селектора каналов обрабатываются отдельно, однако при преобразовании сигнала ЗС с первой ПЧ на вторую в качестве опорного сигнала для преобразователя частоты используется выделенная активным или пассивным способом несущая сигнала И.

Совместный и квазипараллельный тракты, таким образом, строятся по схеме с однократным преобразованием частоты РСИ и двукратным – РСЗС. В параллельном тракте выполняется однократное преобразование частоты РСИ и одно- или двукратное – РСЗС.

Необходимость применения двукратного преобразования частоты РСЗС вызвана следующими причинами:

- значение первой промежуточной частоты для радиосигнала ЗС находится в пределах $f_{ПР.31} = 31,5 \dots 54,25$ МГц в зависимости от используемого стандарта вещания. Данные частоты являются еще достаточно высокими и на них возникают сложности с обеспечением заданной избирательности (реализацией ФСС с требуемой крутизной склонов), а также с получением высокой крутизны демодуляционной характеристики (S-кривой) частотного демодулятора;

- при однократном преобразовании стабильность промежуточной частоты определяется стабильностью частоты перестраиваемого гетеродина селектора каналов и не является достаточно высокой. В частности, в современных ТВ приемниках даже при включенной системе автоматической подстройки частоты гетеродина допустимый уход частоты составляет $\Delta f = \pm 100$ кГц, что превышает половину полосы частот ЧМ сигнала ЗС.

В случае двукратного преобразования частоты вторая ПЧ $f_{ПР.32} = 4,5 \dots 6,5$ МГц (в зависимости от применяемого стандарта вещания) образуется в результате биений между промежуточными несущими частотами $f_{ПР.И}$ и $f_{ПР.31}$. При этом нестабильность частоты гетеродина селектора каналов не влияет на стабильность $f_{ПР.32}$. Действительно, пусть гетеродин селектора каналов имеет нестабильность частоты плюс Δf или минус Δf . Тогда $f_{ПР.И}$ и $f_{ПР.31}$ получают приращение частоты Δf с одинаковым знаком. Вторая ПЧ РСЗС в этом случае будет равна $f_{ПР.3.2} = (f_{ПР.И} \pm \Delta f) - (f_{ПР.31} \pm \Delta f) = f_{ПР.И} - f_{ПР.31}$, т. е. она не зависит от величины Δf . Поэтому последующая обработка радиосигнала звукового сопровождения возможна в узкополосном тракте второй ПЧ, что обеспечивает высокую защищенность от шумов и помех.

Тракт ПЧ с совместной обработкой РСИ и РСЗС с ВД в качестве детектора огибающей и второго преобразователя частоты

Данный тракт использовался в первых моделях ТВ приемников. Они, как правило, строились на электронных лампах, поэтому актуальной была прежде всего задача сокращения числа каскадов. Тракт ПЧ с совместной обработкой РСИ и РСЗС в наибольшей степени удовлетворял этим требованиям, ввиду того, что большинство узлов схемы использовалось и для обработки РСИ, и для обра-

ботки РСЗС (рисунок 4.9). Сигналы изображения и звука разделялись только на выходе видеодетектора.

Групповой сигнал ПЧ, поступающий с выхода селектора каналов, проходил через полосовой фильтр Z1, АЧХ которого приведена на рисунке 4.10. На выходе группового демодулятора UR1, в качестве которого применялся линейный детектор огибающей (ЛДО), выделялись полный цветовой видеосигнал $U_{ПЦТС}$ и радиосигнал звукового сопровождения $U_{РСЗС}$ на второй промежуточной частоте $f_{ПР.32}$. Пройдя режекторный фильтр Z3, подавляющий частоту $f_{ПР.32}$, сигнал $U_{ПЦТС}$ поступал на дальнейшую обработку в канал изображения, а ЧМ сигнал звукового сопровождения на частоте $f_{ПР.32}$ выделялся полосовым фильтром Z2, проходил каскад усиления-ограничения A1 и детектировался частотным детектором UR2.

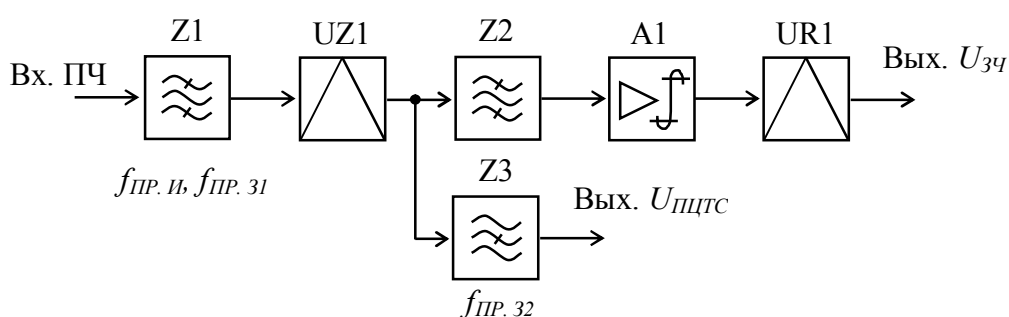


Рисунок 4.9 – Совместный тракт ПЧ сигналов изображения и звукового сопровождения с линейным детектором огибающей

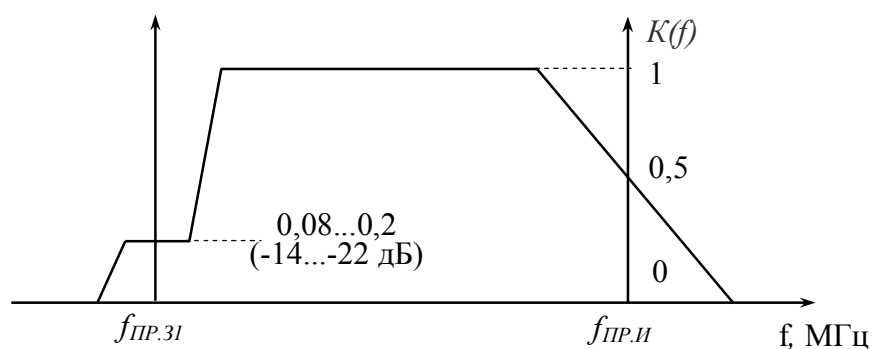


Рисунок 4.10 – Обобщенная АЧХ полосового фильтра тракта ПЧ с совместной обработкой РСИ и РСЗС

Качество обработки сигналов изображения и звукового сопровождения в таком тракте ПЧ было невысоким по следующим причинам:

Во-первых, безыскаженное детектирование радиосигнала с ЧПОБП принципиально невозможно при использовании ЛДО, так как в данном случае огибающая не повторяет форму модулирующего сигнала (возникают нелинейные искажения).

Во-вторых, из-за постоянно присутствующей на практике некоторой нелинейности видеодетектора происходит проникновение гармоник сигнала яркости в полосу частот РСЗС (перекрестные искажения из канала изображения в канал звукового сопровождения).

В-третьих, во время программ ЦТВ возникают биения между промежуточными частотами РСЗС $f_{ПР.З1}$ и сигнала цветности $f_{ПР.Ц}$, в результате чего в канал изображения попадает помеха разностной частоты:

$$f_{ПОМ} = (f_{ПР.И} - f_{Ц.П}) - f_{ПР.З1} = f_{ПР.З2} - f_{Ц.П} \quad (4.9)$$

где $f_{Ц.П}$ – частота цветовой поднесущей.

Для уменьшения помех подобного рода в полосовом фильтре УПЧИ РСЗС на первой ПЧ подавляется на 14...22 дБ. Обратной стороной такого действия является снижение чувствительности канала звукового сопровождения. Поэтому этот вариант ТПЧ применялся в черно-белых телевизорах до внедрения ЦТВ.

Вполне закономерно, что с развитием элементной базы на смену тракту ПЧ с совместной обработкой РСИ и РСЗС, выполненному на базе ЛДО, пришли более совершенные микросхемы с СД. Если рассматривать вопрос совершенствования трактов ПЧ в хронологическом порядке, то следующей была схема с квазипараллельной обработкой РСИ и РСЗС, в которой использовались ЛДО в канале изображения и детектор разностной частоты (ДРЧ) в канале звукового сопровождения.

Тракт ПЧ с квазипараллельной обработкой РСИ и РСЗС с использованием в канале звукового сопровождения детектора разностной частоты

Схемы с совместной обработкой РСИ и РСЗС с внедрением цветного телевидения перестали удовлетворять возросшим требованиям к качеству изображения и звука. Стало очевидно, что сигналы изображения и звукового сопровождения необходимо обрабатывать отдельно. Однако вариант с полностью отдельной обработкой радиосигналов был отвергнут из-за чувствительности данной схемы (в частности, канала звукового сопровождения к нестабильности частоты гетеродина селектора каналов).

На практике нашел применение другой вариант схемы, получивший название гибридного, или, в настоящее время, квазипараллельного (рисунок 4.12). В этой схеме групповой сигнал ПЧ с выхода селектора каналов поступал в канал изображения через последовательно включенные фильтры $Z1$, $Z2$, а в канал звукового сопровождения – только через фильтр $Z1$. Тем самым формировалась раз-

личная АЧХ каналов изображения и звукового сопровождения (рисунок 4.13). В канал звукового сопровождения РСИ и РСЗС на ПЧ проходили без подавления и поступали на детектор разностной частоты UR1, причем последний мог работать как в линейном, так и в квадратичном режимах, т. е. не требовал большого размаха входных сигналов.

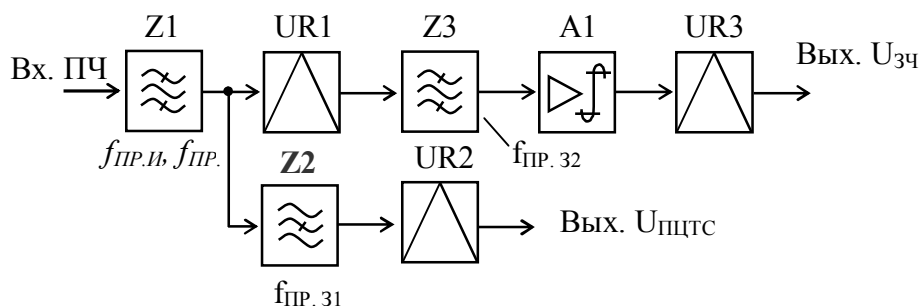


Рисунок 4.12 – Квазипараллельный тракт ПЧ на базе ЛДО в канале изображения и ДРЧ в канале звукового сопровождения

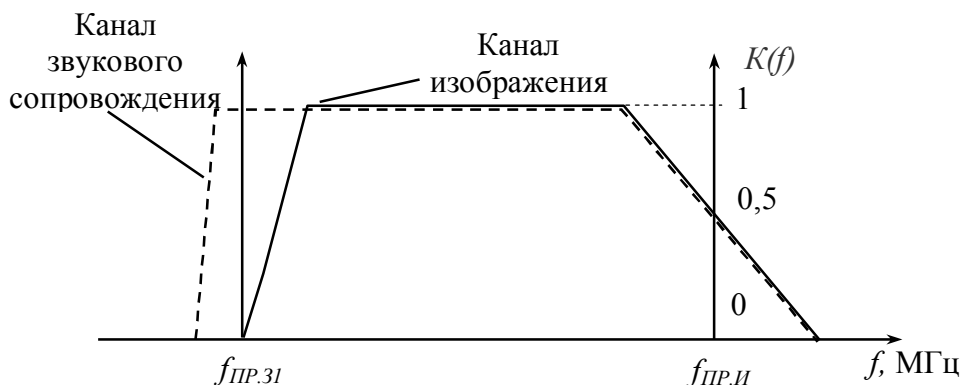


Рисунок 4.13 – Обобщенная АЧХ полосовых фильтров каналов изображения и звукового сопровождения квазипараллельного тракта ПЧ с детектором разностной частоты

Результирующая АЧХ фильтров в канале изображения выбиралась таким образом, чтобы обеспечить подавление РСЗС. Это обеспечивалось за счет включения дополнительного режекторного фильтра Z2, настроенного на первую ПЧ РСЗС $f_{ПР.31}$. Тем самым практически полностью устранялись перекрестные помехи в канал изображения от сигнала звукового сопровождения.

Однако по-прежнему оставалась нерешенной проблема обеспечения безыскаженной демодуляции РСИ. Это объясняется тем, что при прохождении РСИ через систему с частично подавленной одной боковой полосой (ЧПОБП) со стандартными АЧХ передатчика и приемника (рисунок 4.3) и эквивалентной характеристикой фильтра с кососимметричным склоном (рисунок 4.14):

$$K(f) = \begin{cases} 0, & f < f_{ПЧИ} - F_B, f_{ПЧИ} + \Delta f \\ 0,5 + \frac{f - f_{ПЧИ}}{2\Delta f}, & f_{ПЧИ} - \Delta f \leq f \leq f_{ПЧИ} + \Delta f, \\ 1, & f_{ПЧИ} - F_B < f < f_{ПЧИ} - \Delta f \end{cases} \quad (4.10)$$

где Δf – ширина кососимметричного склона (для большинства стандартов составляет 0,75 МГц);

F_B – верхняя граничная частота спектра видеосигнала, в его составе появляется, помимо полезной синфазной $U_{РСИ.синф}$, паразитная квадратурная составляющая $U_{РСИ.кв}$ (рисунок 4.15), приводящая при демодуляции к нелинейным искажениям сигнала. Величина квадратурной составляющей прямо пропорциональна индексу модуляции, а также разности коэффициентов передачи фильтра для верхней и нижней боковых полос РСИ. Наибольшие искажения возникают при передаче мелких цветных деталей изображения. При этом искажения подвергаются как уровни передаваемых сигналов яркости и цветности, так и их фазовые соотношения в зависимости от глубины модуляции m .

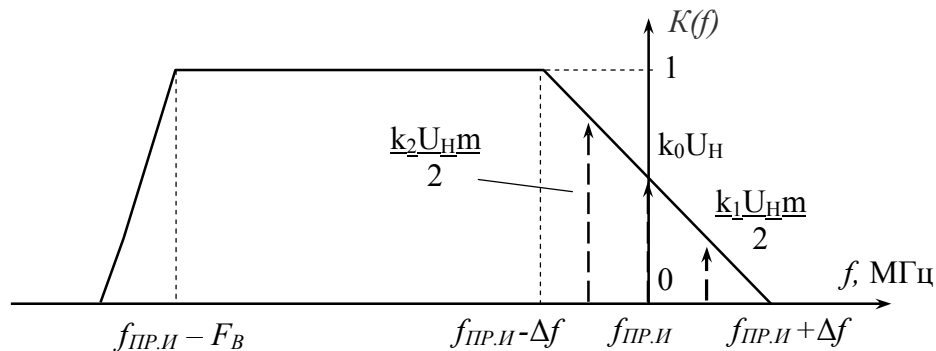


Рисунок 4.14 – АЧХ фильтра ПЧ с кососимметричным склоном

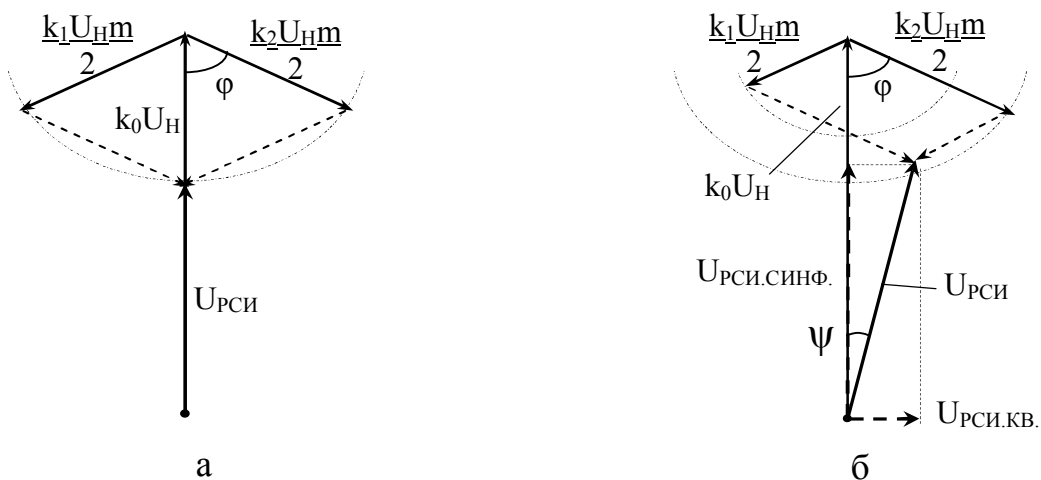


Рисунок 4.15 – Векторные диаграммы АМ сигналов:

а – с двумя БП, б – с ЧПОБП

Чувствительность КЗС при построении тракта ПЧ по гибридной схеме значительно выше, чем тракта с совместной обработкой РСИ и РСЗС, так как отсутствует подавление РСЗС на первой ПЧ, остальные параметры находятся приблизительно на том же уровне. Основным фактором, не позволяющим значительно повысить характеристики канала, остаются перекрестные искажения от сигнала изображения.

Тракт ПЧ с совместной обработкой радиосигналов изображения и звукового сопровождения на базе синхронного демодулятора

Следующим шагом на пути повышения качественных показателей трактов ПЧ ТВ приемников было применение в качестве демодулятора синхронного детектора. Большинство трактов ПЧ, имеющих в своем составе синхронный детектор, строилось по схеме с совместной обработкой РСИ и РСЗС (рисунок 4.16). Групповой сигнал с выхода селектора каналов через ПФ Z1 с АЧХ, аналогичной приведенной на рисунке 4.11, поступает на блок синхронного детектора UR1, на выходе которого выделяется сигнал изображения $U_{ПЧТС}$ и РСЗС на второй ПЧ $f_{ПР.32}$.

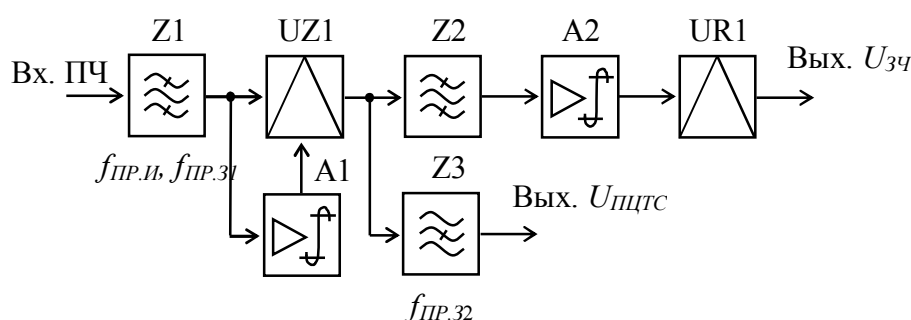


Рисунок 4.16 – Совместный канал обработки сигналов изображения и звукового сопровождения с синхронным демодулятором

Рассмотрим подробнее процессы, происходящие в синхронном детекторе. Его схема (рисунок 4.17) включает перемножитель 1 и фильтр нижних частот 2 с верхней частотой пропускания F_B , или $F_B + \Delta f_{ПР.3}$. На первый вход перемножителя поступает радиосигнал ПЧ $U_1(t)$ (или только радиосигнал изображения), на второй вход – опорное колебание в виде немодулированного (в идеале) напряжения $U_2(t) = A \cos 2\pi f_{ПР.И} t$ промежуточной изображения с амплитудой A .

Если считать, что $U_1(t)$ состоит из двух слагаемых, первое из которых характеризует ЧМ сигнал, а второе – АМ сигнал изображения с амплитудами немодулированных промежуточных звука A_3 и изображения $A_{И}$, то сигнал $U_3(t)$ после перемножителя равен

$$U_3(t) = U_1(t) \times U_2(t), \quad (4.11)$$

а напряжение $U_4(t)$ после фильтра нижних частот 2 состоит только из $U_{ПЧТС}$ и второй промежуточной звука без каких-либо дополнительных межканальных помех.

Для обеспечения линейности демодулятора необходимо, чтобы $A \gg A_{II}$, при этом $A \approx 0,3 \dots 3$ В, $A_{II} < 30 \dots 50$ мВ. При таких уровнях биения непосредственно между компонентами группового сигнала оказываются пренебрежимо малыми. Для упрощения требований к фильтру нижних частот 2, который осуществляет фильтрацию высокочастотных компонент, перемножители выполняют по балансной схеме. Недостатки такого варианта – сложность построения перемножителя и блока восстановления несущей частоты на дискретных элементах – преодолены путём выполнения их в виде интегральной схемы. Этот вариант обеспечивает более высокое качество демодулированных сигналов, к тому же упрощается построение тракта ПЧ, в котором теперь не требуются мощные высоколинейные оконечные каскады. Синхронный демодулятор используется в телевизорах начиная с 3-го (2УСЦТ и ЗУСЦТ) и заканчивая 7-м поколением, а также в большинстве зарубежных телевизионных приемников экономичного класса.

Безыскаженное детектирование РСИ и выделение РСЗС на второй ПЧ будет только в том случае, если несущая изображения в $U_1(t)$ и опорный сигнал $U_2(t)$ синфазны. Поэтому особое внимание уделяется схемам регенерации опорного сигнала. Здесь можно выделить два способа регенерации – пассивную и активную. Пассивная регенерация осуществляется в соответствии со схемой, представленной на рисунке 4.18. Полосовой фильтр 1, настроенный примерно на час-

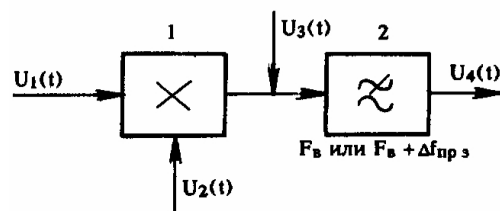


Рисунок 4.17 – Обобщённая схема синхронного детектора:
1 – перемножитель;
2 – фильтр нижних частот

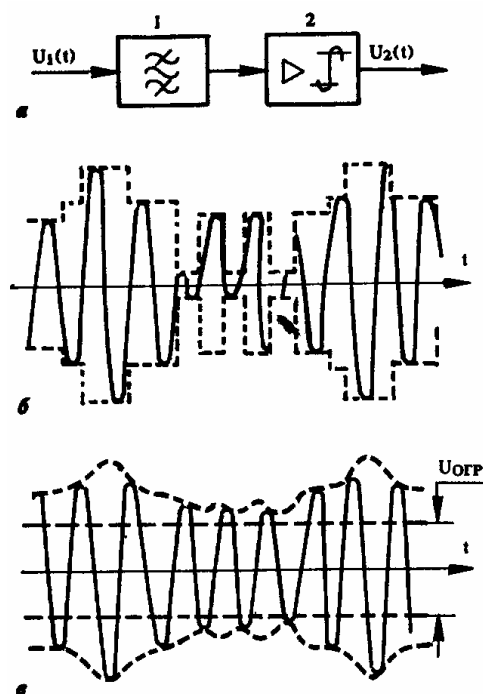


Рисунок 4.18 – Пассивная регенерация несущей частоты:
а – структурная схема регенератора
(1 – полосовой фильтр;
2 – усилитель-ограничитель);
б, в – осциллограммы сигналов на входе и выходе регенератора

тоту $f_{ПР.И.}$, имеет достаточно узкую полосу пропускания (порядка 1,0 МГц). В результате исходный радиосигнал изображения «теряет» высокочастотные компоненты модулирующего сигнала, что приводит к уменьшению глубины модуляции. После усилителя-ограничителя 2 формируется двухполярный импульсный сигнал восстановленной несущей частоты. Указанное напряжение подаётся на синхронный демодулятор (СД), который в этом случае называется квазисинхронным. Характерными особенностями пассивной регенерации являются:

- простота выделения несущей частоты;
- сохранение в регенерированном сигнале паразитной частотной модуляции (она возникает вследствие отличия от нуля производной по частоте от коэффициента передачи цепи между входом тракта ПЧ и выходом полосового фильтра 1;
- задержка сигнала $U_2(t)$ относительно $U_1(t)$ (для её компенсации сигнал $U_1(t)$, подаваемый на вход СД, задерживается с помощью простой RC-цепи);
- фазовый сдвиг восстановленного колебания несущей $U_2(t)$ относительно колебания несущей сигнала $U_1(t)$.

Как показывают теоретические и экспериментальные исследования, определённый фазовый сдвиг не только допустим, но и полезен, с точки зрения качества демодулированного сигнала изображения. Он достигается путём небольшой расстройки фильтра 1, который называется опорным контуром СД, в сторону частоты $f > f_{ПР.И.}$ При такой расстройке происходит также уменьшение переходной помехи в канале звукового сопровождения, если СД является групповым. Это объясняется уменьшением величины производной коэффициента передачи каскадного соединения блоков 1 и 2 (рисунок 4.18, а) по частоте в точке $f = f_{ПР.И.}$ где блок 1 (совокупность каскадов от входа тракта ПЧ до входа перемножителя СД) имеет АЧХ в виде, изображённом на рисунке 4.19, б, а блок 2 (полосовой фильтр) – АЧХ на рисунке 4.19, в.

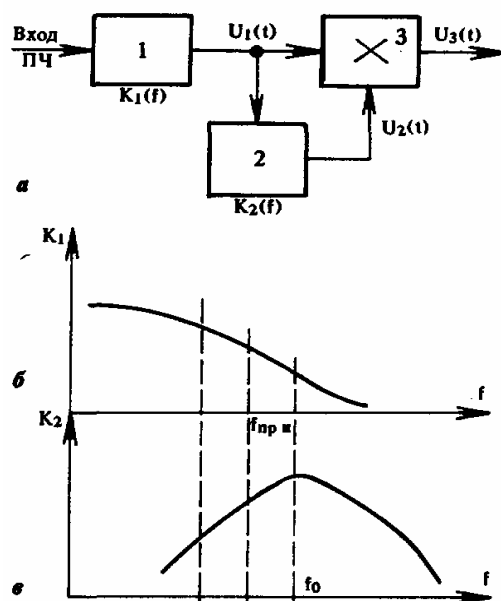


Рисунок 4.19 – Механизм образования межканальных помех:

а – упрощённая структурная схема синхронного детектора с пассивным регенератором

(1 – тракт ПЧ с кососимметричным склоном АЧХ $K_1(f)$;

2 – полосовой фильтр с АЧХ $K_2(f)$;

3 – перемножитель);

б, в – частотные характеристики отдельных блоков устройства

Следовательно, для группового СД настройку опорного контура можно производить или по минимуму межканальных помех или по максимуму качества сигнала изображения (например, по наилучшей форме ИХ и ПХ), при этом результаты настройки будут близкими. Полоса пропускания опорного контура P_{OK} выбирается из условия, что уход несущей частоты $f_{ПР.И}$ на величину Δf_G (за счёт изменения частоты гетеродина в селекторе каналов) не приведёт к уходу выбранного фазового сдвига между колебаниями исходной и регенерированной несущей $f_{ПР.И}$ на величину, большую, чем допустимая $\Delta \varphi_{CD}$. Из уравнения

$$P_{OK} \geq f_{ПР.И} / Q_{OK} = \Delta f_G / (2 \times \Delta \varphi_{CD}), \quad (4.12)$$

задаваясь типовыми значениями Δf_G и $\Delta \varphi_{CD}$, можно определить полосу пропускания и добротность опорного контура. Так, при $\Delta f_G < 0,1$ МГц, $f_{ПРИ} = 38$ МГц и $\Delta \varphi_{CD} < 2^\circ = \pi / 90$ рад получим $P_{OK} > 1,5$ МГц, $Q_{OK} < 25$. При такой широкой полосе пропускания опорного контура напряжение регенерированной несущей $U_2(t)$ оказывается модулированным по частоте составляющими сигнала яркости в полосе частот от 0 до 0,5...1,0 МГц. При условии, что

$$U_2(t) = A \cos[2 \pi f_{ПР.И} t + \varphi(t)], \quad (4.13)$$

где $\varphi(t)$ – паразитная ФМ (ЧМ) регенерированного сигнала, на выходе группового СД получим яркостный сигнал

$$A'_Я(t) = A_Я(t) \cos \varphi(t), \quad (4.14)$$

сигнал цветности

$$A'_Ц(t) = \text{Re} [A_Ц(t) e^{j\varphi(t)}], \quad (4.15)$$

сигнал звука на второй промежуточной частоте

$$A'_З(t) = \text{Re} [A_З(t) e^{j\varphi(t)}], \quad (4.16)$$

где $A_Я(t)$, $A_Ц(t)$ и $A_З(t)$ соответствуют этим же сигналам при идеальной регенерации несущей частоты, т. е. при $\varphi(t) = 0$.

Можно показать, что в первом приближении

$$\varphi(t) \cong m_n \left| \frac{dK(\omega)}{d\omega K(\omega)} \right| \times \frac{dA_{Я.И}(t)}{dt}, \quad (4.17)$$

где m_n – номинальное значение глубины модуляции РСИ сигналом яркости ($m_n \leq 0,7 \dots 0,9$);

$K(\omega)$ и $dK(\omega)/d\omega$ – коэффициент передачи и его производная по частоте от входа тракта ПЧ до выхода опорного контура СД;

$A_{ЯН}(t) \in [0; 1]$ – нормированный сигнал яркости.

Из приведённых уравнений следует, что пассивная регенерация (квазисинхронный режим детектирования) приводит:

- к нелинейным искажениям сигнала яркости;
- к межканальной помехе «яркость – цветность», размах которой на выходе цветоразностного канала пропорционален $d^2\varphi(t)/dt^2 = d^2A_{ЯН}(t)/dt^2$;
- к межканальной помехе «яркость – звук», также пропорциональной $d^2\varphi(t)/dt^2 = d^2A_{ЯН}(t)/dt^2$, но уже в полосе частот сигнала звукового сопровождения.

Активная регенерация колебаний несущей частоты осуществляется на основе схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), её упрощённый вариант показан на рисунке 4.20. Генератор восстановленной несущей G1, напряжение которого $U_2(t)$ поступает на второй вход СД, соединён через фазовращатель U1 на 90° со вторым входом фазового детектора (ФД) UR1. На первый вход ФД поступает радиосигнал промежуточной изображения $U_1(t)$. На выходе ФД образуется напряжение ошибки, пропорциональное разности фаз $U_1(t)$ и $U_2(t)$, которое через ФНЧ Z1 и усилитель постоянного тока A5 подаётся на управляющий вход генератора G1, подстраивая его частоту до значения частоты несущего колебания входного сигнала $U_1(t)$. Чем уже полоса пропускания ФНЧ Z1, тем меньше частота сигнала $U_2(t)$ отличается от несущей. Именно этим определяются фильтрующие свойства схемы ФАПЧ. Однако при узкой полосе пропускания фильтра нижних частот, которая, в принципе, может составлять единицы и даже доли килогерц (тогда как полоса контура 1 на рисунке 4.18, а не менее 1 МГц), схема ФАПЧ может работать только при условии, что она предварительно была введена в режим захвата частоты. При включении телевизора и, соответственно, системы ФАПЧ, а также при кратковременных, но значительных скачках частоты несущей $f_{ПР.И}$ система ФАПЧ может не войти в указанный режим и автосопровождение частоты не состоится.

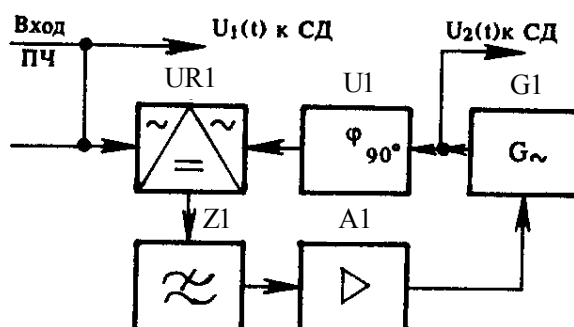


Рисунок 4.20 – Основной вариант структурной схемы активного регенератора

Чтобы этого избежать, используют один из двух основных приёмов: 1) дополняют схему ФАПЧ схемой АПЧ; 2) коммутируют полосу пропускания ФНЧ системы ФАПЧ для режима поиска и захвата частоты и для режима сопровождения. В первом случае (рисунок 4.21, а) схема ФАПЧ выполнена на элементах $A1$, $G1$, $U1$, $UR1$ и $Z1$, назначение которых то же, что и на рисунке 4.20, а схема АПЧ включает дополнительно частотный детектор $UR2$, широкополосный ФНЧ $Z2$ (его полоса несколько мегагерц), широкополосный усилитель постоянного тока $A2$ и схему сложения $U2$. Схема АПЧ работает при больших начальных расстройках частот, а когда они становятся малыми, включается схема ФАПЧ, которая частотную ошибку доводит до столь малых значений, что схема АПЧ автоматически отключается (точнее, напряжение на её выходе становится равным нулю). Второй вариант (рисунок 4.21, б) кроме известных блоков $A1$, $G1$, $U1$, $UR1$ и $Z1$ включает широкополосные $Z2$ и усилитель постоянного тока $A2$, блок анализа $U2$ и коммутатор $S1$. При больших расстройках по частоте срабатывает блок анализа (используя, например, частотную селекцию) и коммутатор включает в цепь ФАПЧ широкополосный ФНЧ $Z2$, что обеспечивает захват частоты и вхождение в синхронизм. Через некоторое время в системе произойдёт подстройка генератора $G1$ и уменьшение расстройки до определённой, но малой величины. При этом происходит переключение коммутатора и цепь ФАПЧ продолжает отслеживание через узкополосный ФНЧ $Z1$. Как показывает практика, в активных регенераторах несущей частоты полоса пропускания ФНЧ в режиме сопровождения выбирается не менее 10...15 кГц, при этом если входной сигнал $U_1(t)$ является модулированным как по амплитуде, так и по частоте (по указанным ранее причинам), то паразитная ЧМ передаётся и сигналу регенерированной несущей $U_2(t)$ в полосе от 0 до 10...15 кГц. Тогда при использовании СД как группового демодулятора радиосигнал звукового сопровождения на частоте $f_{ПР.32}$ окажется частотно-модулированным межканальной помехой (компонентами сигнала изображения в полосе 10...15 кГц). Следовательно, активные регенераторы, хотя и позволяют уменьшить полосу частот, занимаемую переходной помехой из яркостного канала в каналы цветности и звукового сопровождения, но ввиду того, что в исходном спектре сигнала яркости амплитуды НЧ составляющих много больше ВЧ составляющих, это практически не сказывается на эффективном напряжении переходной помехи. Так как активные регенераторы значительно сложнее в реализации, чем пассивные, последние используются более часто.

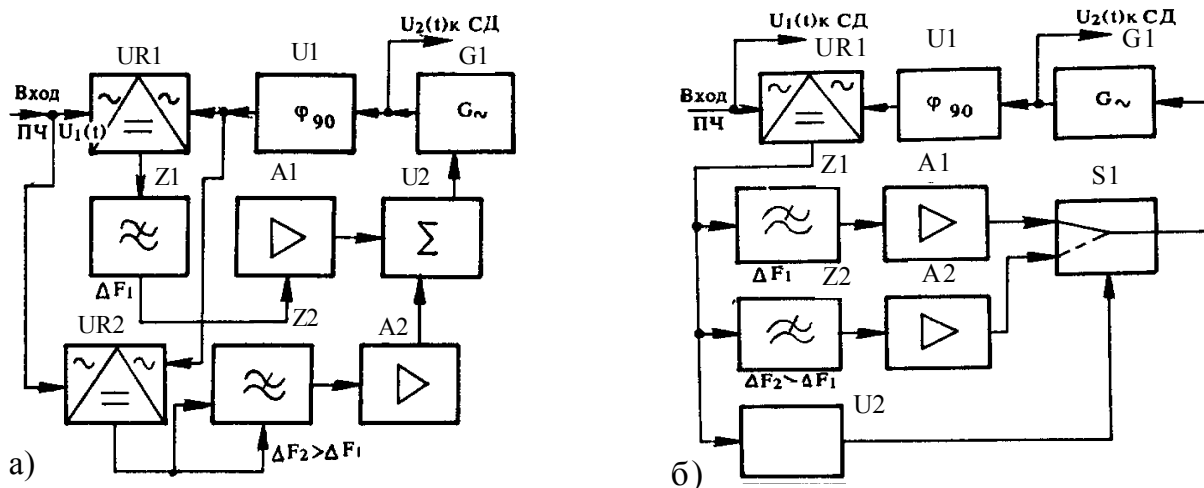


Рисунок 4.21 – Улучшенные варианты активного регенератора:
а – с блоками частотной и фазовой автоподстройки;
б – с коммутируемым фильтром нижних частот.

Итак, применение в тракте ПЧ синхронного детектора в сочетании со схемой активной регенерации опорного колебания обеспечило практически безыскаженную демодуляцию РСИ. Перекрестные искажения от сигнала звукового сопровождения в канал изображения, учитывая значительное подавление РСЗС в ПФ на первой ПЧ, сведены практически к нулю.

В то же время характеристики КЗС далеко не всегда удовлетворяли требованиям к качеству обработки сигнала звукового сопровождения. Это и пониженная чувствительность за счет ослабления РСЗС на первой ПЧ, и перекрестные помехи от сигнала изображения. Последние поражают КЗС двумя путями:

- прямое проникновение гармоник сигнала яркости (второй или третьей) в тракт второй ПЧ КЗС;
- паразитная фазовая модуляция опорного сигнала при его взаимодействии с промежуточной несущей звукового сопровождения вызывает паразитную частотную модуляцию последней, приводящую к помехам в виде шумов или рокота в звуковом сигнале.

Более сильно этому явлению подвержены схемы с пассивной регенерацией опорного сигнала, особенно в случае неточной настройки опорного контура на ПЧ изображения.

Перечисленные выше недостатки совместного тракта ПЧ привели к тому, что на смену ему пришла более совершенная схема – квазипараллельный тракт ПЧ (в современном исполнении, в отличие от упоминавшегося ранее гибридного тракта).

Квазипараллельный тракт ПЧ на основе синхронных демодуляторов в каналах изображения и звукового сопровождения

Реализация такого варианта построения тракта ПЧ стала возможной благодаря успехам в области микросхемотехники, в частности, благодаря появлению полосовых фильтров на поверхностно-акустических волнах (ПАВ). Это дало возможность реализовать ПФ со сложной АЧХ в миниатюрном исполнении.

В современном квазипараллельном тракте ПЧ (рисунок 4.22) АЧХ фильтров в каналах изображения и звукового сопровождения различны (рисунок 4.23).

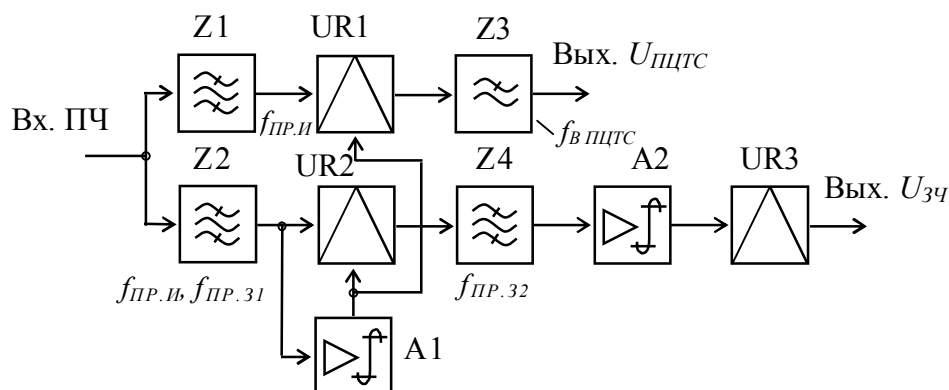


Рисунок 4.22 – Квазипараллельный тракт обработки сигналов изображения и звукового сопровождения на базе синхронных демодуляторов

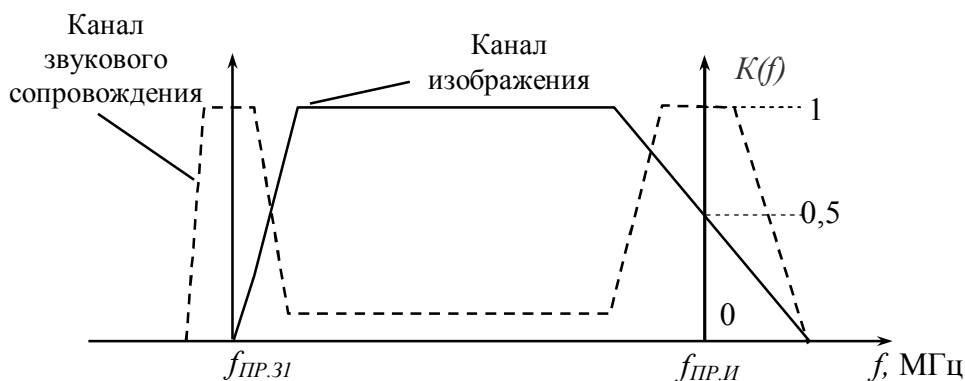


Рисунок 4.23 – Обобщенная АЧХ полосовых фильтров каналов изображения и звукового сопровождения квазипараллельного тракта ПЧ (современный вариант)

В канале изображения первая ПЧ звука полностью подавляется, следовательно, полностью устраняются перекрестные помехи от сигнала звукового сопровождения. В КЗС ПФ Z2 выделяет ПЧ изображения и звукового сопровождения без какого-либо подавления, в результате чувствительность КЗС намного выше, чем в случае совместного тракта. Несущая сигнала изображения в КЗС не расположена на кососимметричном склоне фильтра, поэтому паразитная фазовая модуляция выделенного опорного сигнала минимальна даже в схеме с пассивной регенерацией. В то же время составляющие сигнала яркости, гармоники которых могли бы попасть в КЗС, подавляются достаточно сильно (на 20...30 дБ). Все эти

меры позволяют значительно уменьшить перекрестные искажения от сигнала изображения и достичь отношения сигнал/шум (С/Ш) в КЗС порядка 50...55 дБ (в совместном тракте ПЧ С/Ш составляет 30...45 дБ, в гибридном – 40...50 дБ).

Для анализа процессов, происходящих в активных узлах квазипараллельного тракта ПЧ справедливы те же рассуждения, что были приведены в подразд. 4.5.4 для совместного тракта. Отличие лишь в том, что в рассматриваемой схеме для демодуляции РСИ и преобразования РСЗС с первой ПЧ на вторую используются два отдельных синхронных детектора (перемножителя) UR1 и UR2. Схема регенерации опорного сигнала может быть общей в случае использования активной регенерации и, естественно, отдельной при пассивной регенерации.

Качество демодуляции РСИ в квазипараллельном тракте ПЧ значительно выше, чем во всех рассмотренных выше вариантах, и такое же, как в параллельном тракте. Учитывая также достаточно высокие характеристики КЗС, можно сделать вывод, что данная схема построения пригодна для использования в телевизионных приемниках самого высокого класса, включая телевизоры повышенного качества.

Фактором, ограничивающим качественные показатели КЗС, является использование в качестве опорного сигнала при преобразовании частот выделенной несущей изображения. Можно практически полностью устранить причины возникновения паразитной фазовой модуляции несущей изображения в телевизоре (схема с активной регенерацией при малой полосе пропускания фильтров петли ФАПЧ практически обеспечивает это), однако остается паразитная ФМ, приобретенная несущей в выходных каскадах передатчика. Достаточно сложно добиться также полного подавления паразитной АМ опорного колебания, особенно при большом индексе модуляции несущей изображения, а также в зоне неуверенного приема ТВ программ.

Выходом может быть отказ от использования выделенной промежуточной несущей изображения в качестве опорного сигнала при преобразовании частоты РСЗС – переход на параллельную схему построения тракта ПЧ.

Параллельный тракт обработки РСИ и РСЗС

В данном тракте обработка РСИ и РСЗС ведется полностью отдельно, причем существует два варианта построения КЗС – с демодуляцией РСЗС на первой ПЧ либо с преобразованием на вторую ПЧ и дальнейшей обработкой на ней (рисунки 4.24...4.26). В последнем случае используется преобразователь частоты, опорным сигналом для которого служит колебание, вырабатываемое отдельным генератором (гетеродином), т. е. КЗС полностью повторяет схему радиотракта обычного супергетеродинного ЧМ приемника.

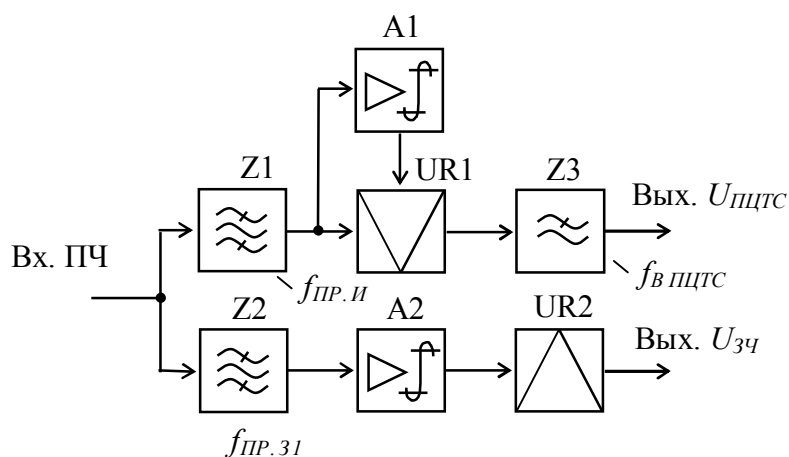


Рисунок 4.24 – Параллельный тракт обработки сигналов изображения и звукового сопровождения с демодуляцией РСЗС на первой ПЧ

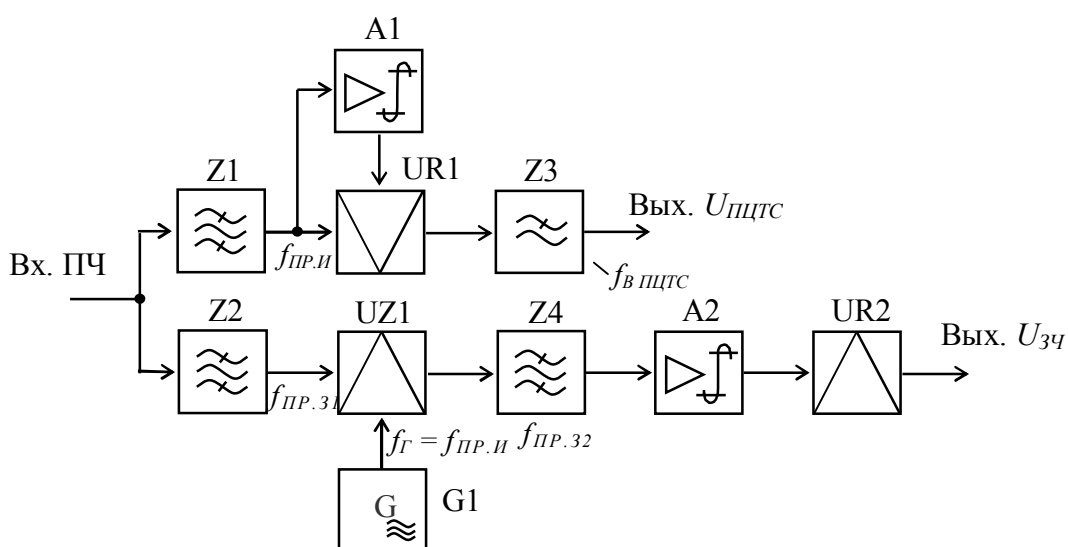


Рисунок 4.25 – Параллельный тракт с двукратным преобразованием частоты РСЗС

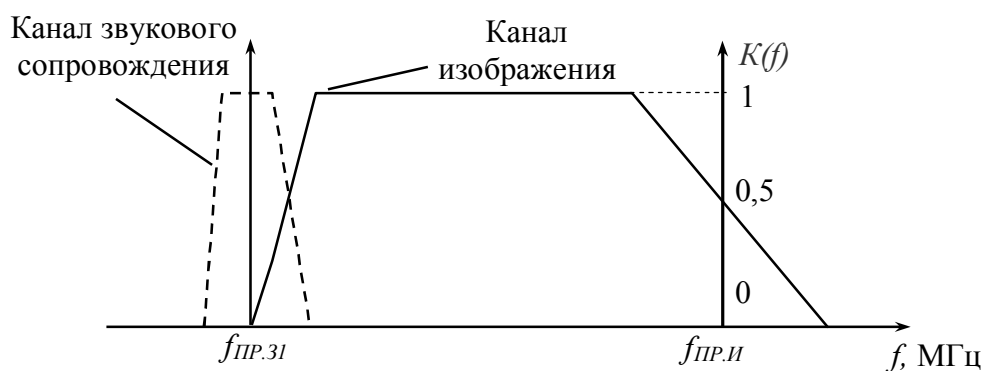


Рисунок 4.26 – Обобщенная АЧХ полосовых фильтров каналов изображения и звукового сопровождения параллельного тракта ПЧ

Единственный недостаток такого построения схемы заключается в том, что вторая ПЧ РСЗС уже не является высокостабильной, так как не определяется разностью частот несущих изображения и звука. Отсюда повышенная требова-

тельность схемы к стабильности частот местного гетеродина и особенно гетеродина селектора каналов, поскольку частота его генерации значительно выше и при одинаковой относительной нестабильности частоты с генератором КЗС абсолютный уход частоты его будет значительно большим. Исходя из этого параллельный тракт ПЧ (оба варианта) рекомендуется использовать в телевизорах, в которых обеспечивается высокая стабильность частоты гетеродина селектора каналов путем применения синтезаторов частоты либо схем ФАПЧ.

В КЗС параллельного тракта ПЧ в качестве частотного детектора целесообразно применение синхронно-фазового демодулятора (СФД). Данная схема не требует высокостабильного гетеродина в селекторе каналов, позволяет получить большее отношение сигнал/шум и меньшие искажения по сравнению с классическими схемами частотных детекторов и легко реализуется в интегральном исполнении.

Высокие параметры СФД объясняются следующим: ЧМ с большим индексом модуляции, которая используется для передачи сигналов звукового сопровождения, характеризуется тем, что скорость изменения мгновенной частоты ЧМ сигнала значительно меньше девиации частоты. Это проявляется, в частности, в том, что мгновенная энергия ЧМ сигнала, или его активный спектр, распределяется не во всей полосе радиосигнала, а локализуется в некоторой узкой полосе частот в окрестности мгновенной частоты. Данная особенность дает, в принципе, возможность реализовать приемник, радиотракт которого в каждый момент времени пропускает не всю полосу частот, занимаемую ЧМ сигналом, а только ту ее часть (определяемую удвоенной верхней частотой модулирующего сигнала), в которой в данный момент времени сосредоточена основная энергия ЧМ сигнала. Этот принцип обеспечивает, с одной стороны, демодуляцию ЧМ сигнала с малыми искажениями, так как приемник не пропускает те частоты, где в данный момент времени нет спектральных составляющих ЧМ сигнала, а с другой стороны, обладает лучшей помехоустойчивостью, поскольку мощность шума, поступающего на демодулятор, определяется только активной мгновенной полосой, которая существенно меньше всей полосы частот ЧМ сигнала.

На основе СФД выполнены практически все современные интегральные микросхемы (ИМС), предназначенные для использования в КЗС ТВ приемников. Однако все они осуществляют демодуляцию радиосигнала ЗС на второй ПЧ, в результате чего заложенные в них качественные показатели реализуются не полностью (требуется второе преобразование частоты со всеми присущими ему недостатками). Поэтому для применения в высококачественных ТВ приемниках предпочтительней будет схема параллельного КЗС с СФД, работающим на пер-

вой ПЧ, которая обеспечивает к тому же прием не только радиосигналов звукового сопровождения, но и радиосигналов МВ ЧМ вещания.

Вышеперечисленные меры позволяют повысить объективные качественные показатели КЗС (коэффициент гармоник, отношение сигнал/шум и т.п.). Так, в КЗС, построенном по параллельной схеме, можно достичь отношения С/Ш порядка 60...65 дБ и коэффициента гармонических искажений менее 0,2 %. Однако в этом случае качество звуковоспроизведения будет ограничиваться параметрами передающей стороны, которые определены ГОСТ. В системе передачи сигналов звукового сопровождения отношение С/Ш должно быть не менее 55 дБ, коэффициент гармоник – не более 1% при диапазоне воспроизводимых частот 30 Гц...15 кГц. Реальные параметры находятся приблизительно в этих пределах. Поэтому значительное превышение качественных показателей КЗС над вышеперечисленными приведет только к неоправданному усложнению схемотехники и, соответственно, к увеличению стоимости, а общее качество звуковоспроизведения системы ТВ передатчик – КЗС ТВ приемника практически не улучшится.

4.5 СОСТОЯНИЕ ТВ ВЕЩАНИЯ В РЕСПУБЛИКЕ БЕЛАРУСЬ

В Беларуси телевизионное вещание начато в 1956 г. Многопрограммным цветным телевизионным вещанием охвачена практически вся территория Республики Беларусь. Формирование программ ведётся в Минске (2 программных телецентра) и областных центрах. Распределение сигналов изображения и звукового сопровождения осуществляется по эфиру с помощью 179 аналоговых и 4 цифровых (пос. Колодищи Минского р-на, г. Могилёв, д. Трокеники Островецкого района, г.п. Шарковщина) телевизионных передатчиков. Теле- и радиовещательные передатчики (станции) входят в состав РУП “Белорусский радиотелевизионный передающий центр”. Ко всем передатчикам сигналы подаются по ВОЛС. Приём радиосигналов пользователями производится индивидуальными и коллективными антеннами и подачей их на телевизионные приёмники. Во всех крупных населённых пунктах работают государственные и коммерческие операторы сетей кабельного телевизионного вещания. Радиосигналы принимаются профессиональными антеннами головных станций кабельного телевизионного вещания (включая сигналы со спутников и собственные) с лучшим качеством (меньший уровень шумов) и с большим числом программ, распределяются по коаксиальным и/или ВОЛС к телевизорам. Для эфирного телевизионного вещания в Беларуси выделено 12 телеканалов в метровом диапазоне волн и 49 – в де-

циметровом. Минск и Минская область обслуживаются радиотелевизионным передающим центром (пос. Колодищи), из которого ведётся аналоговое телевидение программ: “1-й канал”, “Россия”, “ОНТ”, “СТВ”, “НТВ-Беларусь”, “Лад”, “ТВЦ” и “СТВ” на 1, 3, 6, 8, 27, 29, 37 и 42 телеканалах соответственно; с 2005 ведётся наземное цифровое телевизионное вещание на 48-м телеканале – передаётся цифровой пакет, содержащий 4 телепрограммы (“1-й канал”, “ОНТ”, “СТВ”, “Лад”) с монофоническим звуковым сопровождением и 1 стереофоническую программу “Первого национального канала Белорусского радио”. В Могилёве, д.Трокеники и г.п. Шарковщина также начато (2007) наземное цифровое телевизионное вещание. Из телепорта в г. Смолевичи через российский спутник ведётся трансляция (в основном на Россию) цифрового пакета, содержащего телепрограммы “Беларусь-ТВ” и “СТВ”. На территории Беларуси с различных спутников можно принимать до 20 аналоговых и более 600 цифровых телепрограмм. В Минске, Бресте, Могилёве и Гомеле телевизионное вещание ведётся и в микроволновом диапазоне (СП “Космос-ТВ”); в Минске передаются 26 программ, в кабельном телевизионном вещании – УП “Минские телевизионные информационные сети”, которое доводит до абонентов от 6 до 34 программ, при этом в магистральных распределительных сетях применяются ВОЛС. Охват наземным телевизионным вещанием населения Беларуси на 1.1.2008 приведён в таблице.

Таблица 4.2 – Телевизионное вещание в РБ (на 1.1.2008)

Программы	Всего населения		В т.ч. сельское население	
	чел.	% от общей численности	чел.	% от общей численности
Аналоговое вещание				
“1-й канал”	9 677 313	99,63	2 609 003	98,84
“ОНТ”	9 515 515	97,94	2 503 474	94,84
“Лад” +Областное телевидение	8 857 822	91,14	2 167 450	81,58
“СТВ”	7 669 253	78,94	1 615 534	57,71
“Россия”	6 200 842	63,83	1 017 221	36,12
“НТВ+ Беларусь”	5 175 305	53,27	566 125	21,45
Цифровое вещание по стандарту DVB-T				
Цифровой пакет (4 программы телевизионного вещания)	3 115 972	32,08	415 726	15,75

Раздел 5

ТЕЛЕВИДЕНИЕ ПОВЫШЕННОГО КАЧЕСТВА. ПЕРЕДАЧА ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

- [ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ](#)
- [УЛУЧШЕННЫЕ СИСТЕМЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ](#)
- [СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ КОМПОНЕНТНЫХ СИГНАЛОВ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ С ВРЕМЕННЫМ УПЛОТНЕНИЕМ \(МАС-СИСТЕМЫ\)](#)
- [ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ БЛОКА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВИДА РАЗВЕРТКИ](#)
- [СИСТЕМЫ ТЕЛЕТЕКСТА](#)

◀ [К содержанию](#)

5.1 ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ

Используемые в настоящее время системы вещательного телевидения стандартов разложения 625/50/2:1 (525/60/2:1) не удовлетворяют современным требованиям, предъявляемым зрителем к качеству телевизионного изображения. В связи с увеличением размеров экранов телевизионных приемников и их яркости стали все отчетливее проявляться недостатки систем телевидения стандартной четкости (ТСЧ) с чересстрочной разверткой:

- мерцание крупных участков изображения большой яркости с частотой полей 50 (60) Гц;
- межстрочные яркостные мерцания с частотой кадров 25 (30) Гц, особенно заметные на границах горизонтально протяженных деталей;
- дрейф строк при передаче движущихся объектов и заметность строчной структуры;
- пониженная на 20...30 % четкость изображения по вертикали по сравнению с построчной разверткой с тем же числом строк разложения.

Существенным недостатком телевидения стандартной четкости является то, что при передаче изображений, содержащих высокие пространственные частоты в вертикальном направлении, не выполняется теорема Котельникова – так как число строк, определяющие частоту дискретизации по вертикали, выбрано 625 (525) строк и не изменяется в зависимости от характера изображения, а спектр пространственных частот по вертикали в оптическом тракте ТВ передающей камеры практически ограничивается слабо. В результате воспроизведение таких изображений сопровождается муар эффектом.

Проблема повышения качества изображения усугубилась также принятием трех стандартов цветного телевидения НТСЦ, ПАЛ, и СЕКАМ (1953 и 1967 г.), получивших название композитных систем. Эти системы разрабатывались в условиях необходимости удовлетворения жесткого требования – совместимости с системами черно-белого телевидения. Это ограничение, а также уровень развития техники того времени обусловили качество воспроизводимого на приемной стороне изображения, значительно уступающее студийному даже при отсутствии помех и искажений.

Наиболее кардинальным решением проблемы качества ТВ изображения является внедрение телевидения высокой четкости (ТВЧ). Однако это требует огромных материальных затрат, освоения выпуска большого парка радиоэлектронной аппаратуры, в том числе и ТВ приемников нового стандарта. Поэтому резкий, одномоментный переход к ТВЧ невозможен.

Поскольку возможности ТСЧ далеко не исчерпаны, то ведутся работы по улучшению качества воспроизводимого изображения в каждом звене системы ТВ вещания: на телецентре, при передаче и непосредственно в телевизоре.

На этапе, переходном от действующих стандартов 625/525 к системам телевидения высокой четкости (ТВЧ) 1125/1250, широкое распространение получило телевидение повышенного качества (ТПК). Оно означает новые системы, основанные на стандартах разложения 625/525, но обеспечивающие повышенную разрешающую способность, обычный (4:3) или расширенный (16:9) формат кадра при неизменных и новых стандартах излучения радиотелевизионного сигнала.

ТПК улучшает качество воспроизводимого на экране телевизионного приемника изображения при сохранении стандартов разложения на телецентрах (625/50 или 525/50). К мерам улучшения качества на стороне студии относятся:

- применение источников ТВ сигналов повышенной разрешающей способности, что позволяет уменьшить помехи дискретизации раstra по вертикали (муар), обусловленные процессом развертки
- улучшение сигнала яркости благодаря лучшему использованию принципа постоянной яркости;
- улучшение сигнала цветности за счет предкоррекции четкости на насыщенных цветах;
- полное устранение перекрестных искажений “яркость – цветность” и “цветность – яркость” путем обработки и передачи не композитных, а компонентных сигналов, например способом МАС (Multiplication Analog Components).

К мерам улучшения качества в ТПК на стороне излучения относят:

- уменьшение влияния помех от отражений путем введения эталонных сигналов для подавления эхо-сигналов на приемной стороне;
- передача компонентных сигналов, например способом МАС, расширенными полосами частот 5,6 МГц для сигнала яркости и по 2,8 МГц для цветоразностных сигналов.

К мерам повышения качества изображения на приемной стороне относят:

- преобразование в телевизионном приемнике частоты полей 50/60 Гц в 100/120 Гц при чересстрочной развертке или переход к построочной развертке с частотой кадров 50/60 Гц, что уменьшает мерцания яркости больших участков изображения и примерно в 1,4 раза (при построочной развертке) повышает четкость изображения;
- улучшение разделения сигналов яркости и цветности при приеме композитного сигнала путем пространственно-временной фильтрации;

- уменьшение межстрочных мерцаний яркости;
- коррекция горизонтальных цветовых переходов;
- улучшение способов декодирования сигнала цветности в основном благодаря цифровой обработке;
- повышение отношения сигнал-шум и устранение влияния повторов эхосигналов;
- применение экрана с соотношением сторон 16/9.

К ТПК относят также и различные улучшенные варианты стандартных систем цветного телевидения НТСЦ, ПАЛ, СЕКАМ, например PAL-plus, Super-NTSC, Clear-vision и др.

5.2 УЛУЧШЕННЫЕ СИСТЕМЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Система PALplus

PALplus – улучшенная система передачи, обеспечивающая получение широкоэкранного изображения с уменьшенным количеством искажений, в частности перекрестных яркость/цветность, свойственных системе PAL, при сохранении совместимости с ней.

Стандарт разложения основного входного сигнала кодера и выходного сигнала декодера для PALplus – 625/50/2:1/16:9. В качестве исходного сигнала также может быть использован сигнал ТВЧ 1250/50/2:1, преобразованный в стандарт 625/50/2:1.

Для достижения совместимости с существующими приемниками, имеющими формат изображения 4:3, широкоэкранное изображение передается в ограниченном формате «letterbox» с 430 активными строками в кадре, а для восстановления исходного 574-строчного (две строки, 23 и 623, отведены под передачу управляющих сигналов) изображения предназначен вспомогательный сигнал (Helper), передаваемый в оставшихся 144 строках (выше и ниже границ картинки) методом АМ ЧПОБП поднесущей частоты 4,43 МГц. Улучшенный метод формирования сигнала цветности «Clean PAL» позволяет полностью устранить перекрестные искажения яркость/цветность в телевизорах PALplus и уменьшить их в стандартных телевизорах PAL.

Система PALplus имеет два режима работы – «фильм», использующийся только с исходными сигналами, записанными на киноплёнку, и «ТВ», который используется с источниками видеосигнала с частотой следования полей 50 Гц.

Основные этапы формирования сигнала PALplus

Для формирования сигнала изображения PALplus используются следующие процессы:

1. Преобразование исходного изображения формата 16:9 с 576 активными строками в изображение формата «letterbox» 16:9 с 430 активными строками.
2. Формирование вспомогательного вертикального сигнала, несущего информацию о точном распределении яркости по вертикали и передающегося в черных полосах выше и ниже активного изображения ограниченного формата.
3. Формирование сигнала цветности («Clean PAL»).
4. Кодирование вспомогательного сигнала.

Кроме того, в PALplus используется передача сигналов идентификации широкоэкранных программ (WSS) в соответствии с рекомендацией МСЭ-Р ВТ.1119. Также передаются сигналы для точной установки уровней входной яркости вертикальных вспомогательных сигналов.

Сигнал на выходе кодера PALplus представляет собой аналоговый композитный PAL сигнал, содержащий 430 активных строк (по 215 в каждом поле) изображения в формате «letterbox», вспомогательный сигнал, занимающий по 36 строк в каждом поле выше и ниже видимой области изображения (рисунки 5.1, 5.2), сигнальные биты в первой половине 23-й строки и опорные сигналы во второй половине 623-й строки, предназначенные для декодера PALplus.

Вертикальное преобразование

Входные яркостный Y и цветоразностные C_B C_R сигналы в 576 активных строках преобразуются в центральное изображение ограниченного формата «letterbox» с 430 строками плюс 144 строки вертикального вспомогательного сигнала, содержащего дополнительную информацию о яркости по вертикали (рисунок 5.2). В режиме «фильм» такое преобразование выполняется внутри кадра, а в режиме «ТВ» – внутри поля. Разделение яркостного сигнала на две полосы – низкочастотную, содержащую информацию о яркости изображения с ограниченным 430-строчным форматом, и высокочастотную (144 строки расширения разрешающей способности по вертикали) можно представить следующим образом: из каждых четырех строк исходного сигнала формируются три строки, соответствующие изображению ограниченного формата, и одна строка, представляющая собой разность между исходными и преобразованными строками. Здесь, когда речь идет о низко- и высокочастотных составляющих, следует помнить, что это касается пространственных частот изображения.

Строка №

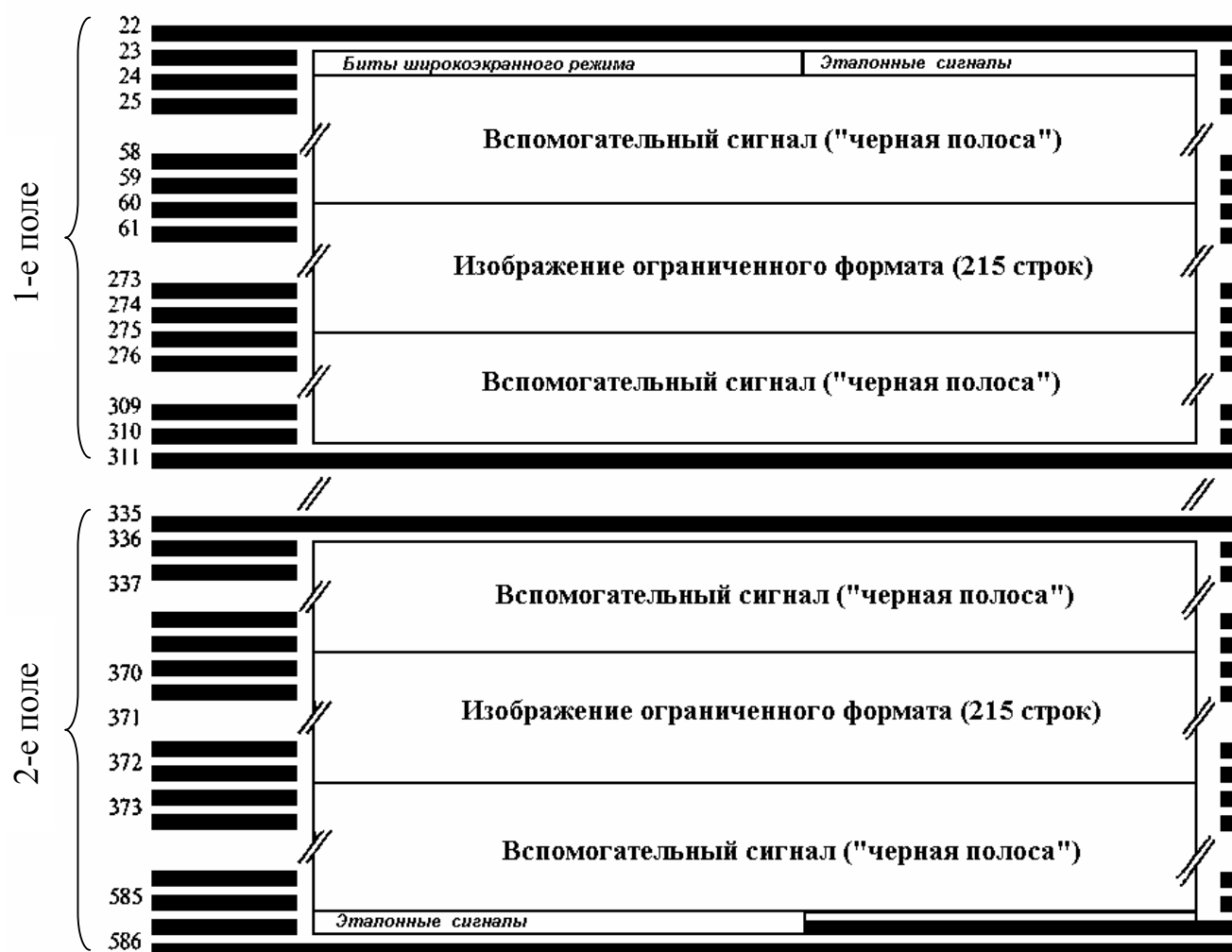
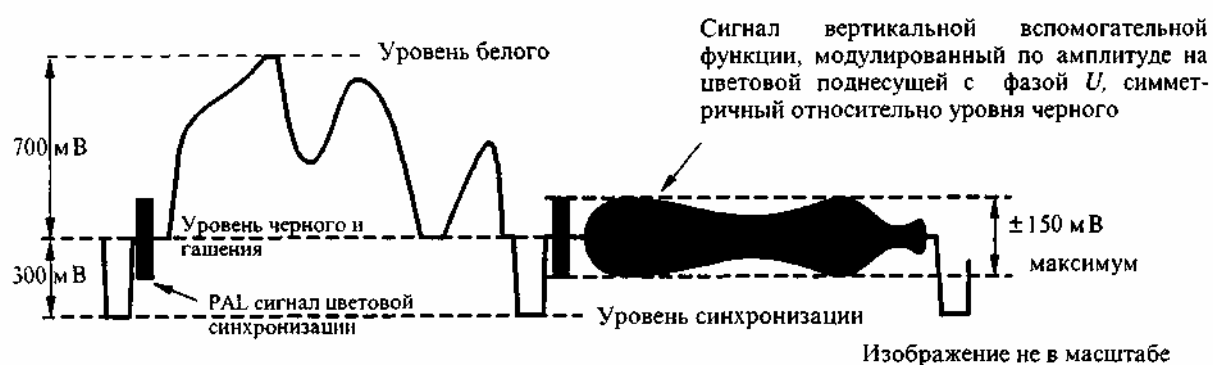


Рисунок 5.1 – Формат кадра в системе PALplus



Примечание. В строках, предназначенных для передачи вспомогательного сигнала, используется стандартное гашение строк PAL. Импульс гашения идентичен соответствующему стандартному импульсу PAL.

Рисунок 5.2 – Сигналы, демонстрирующие уровни сигнала PALplus

ЦРС для создания сигнала центрированного изображения с 430 строками также подвергаются передискретизации по вертикали, но, в отличие от СЯ, вспомогательный сигнал не формируется – считается, что цветовая разрешающая способность по вертикали и так достаточна, а усреднение строк при формировании изображения ограниченного формата способствует также уменьшению перекрестных искажений цветности – яркости в режиме «Clean PAL».

Для восстановления широкоэкранный изображения с 576 активными строками PALplus декодером выполняются процессы, взаимно обратные тем, которые описаны для кодера.

Формирование сигнала цветности («Clean PAL»)

Целями этого процесса являются повышение горизонтальной цветовой разрешающей способности и устранение перекрестных искажений яркость/цветность. Способ формирования сигнала цветности зависит от того, в каком режиме – «ТВ» или «фильм» – работает кодер. Однако общим для обоих случаев является использование вертикальной (внутриполевой или внутрикадровой) обработки ЦРС (режим «ColourPlus»).

«Colour plus» учитывает, что две точки в сигнале PAL, разделенные ровно 312 строками, например в n -й строке первого поля и $n + 312$ -й строке второго поля, имеют практически противоположную фазу поднесущей. Если эти две строки несут одну и ту же информацию о яркости и цветности, то яркость и цветность могут быть разделены путем сложения составных сигналов и вычитания их друг из друга. В результате сложения получается СЯ, а противофазные сигналы цветовой поднесущей взаимно компенсируются. В результате вычитания получается сигнал цветности (СЦ), так как противофазные сигналы цветовой поднесущей при этом складываются, а СЯ взаимно компенсируются. ЦРС U и V , свободные от перекрестных искажений, могут быть восстановлены в кадре путем последующего усреднения после демодуляции СЦ. Последний подход является предпочтительным при реализации декодера PALplus. Практически в кадре усредняются только высшие (выше 3 МГц) горизонтальные частоты СЯ, так как только эта часть СЯ использует спектр совместно с СЦ.

«Colour plus» хорошо работает в режиме «фильм». Однако простое усреднение составляющих из 312 строк может стать причиной недопустимых искажений в режиме камеры, где есть движение (изменение) между смежными полями кадра. Особую проблему может вызвать сигнал с быстро движущимися цветными областями: так как весь сигнал цветности усреднен, ошибки в движении иногда наблюдаются в виде дрожания цвета – для устранения этого используется адаптивный к движению режим MACP (*Motion Adaptive Colour plus*). В MACP

используется детектор движения и в кодере и декодере, формирующий управляющий сигнал для выбора режима кодирования – «*Colour plus*» или стандартный PAL, использующий только НЧ часть сигнала яркости (до 3 МГц). В областях с движением насыщенного цвета в спектре PALplus кодированного сигнала частоты выше 3 МГц заняты исключительно сигналом цветности без вертикального или временного ограничения. Система разработана так, что детекторы движения в декодере и кодере принимают аналогичные решения независимо от обнаруженного в кодере количества движения.

При работе в режиме «фильм» нет необходимости в адаптивной обработке движения, и процессы кодирования и декодирования цвета остаются вида «*Colour plus*».

Передача вертикального вспомогательного сигнала

Вертикальный вспомогательный сигнал передается методом амплитудной модуляции с частично подавленной боковой полосой цветовой поднесущей U, причем ее максимальный размах составляет ± 150 мВ (± 15 % от размаха ПЦТС) симметрично уровня черного (см. рисунок 5.2).

Опорные сигналы

Опорные сигналы вводятся во вторую половину строки 23 и в первую половину строки 623.

Опорный синхроимпульс вспомогательного сигнала в строке 23 является цветовой поднесущей с фазой минус 180° , соответствующей пиковой амплитуде модулированного вспомогательного сигнала.

Обязательные опорные сигналы в строке 23 должны быть сгенерированы с использованием соответствующих низкочастотных сигналов на входе кодера вспомогательного сигнала. Это делается для достижения максимальной схожести обработки эталонных и вспомогательных сигналов и для учета некоторой неидеальности характеристик в кодере вспомогательного сигнала.

Передача сигналов управления

Для передачи управляющих сигналов используется система WSS. Информация о методе кодирования цвета (стандартный PAL или MACP), наличии вспомогательного сигнала, режиме работы кодера («ТВ» или «фильм»), обязательная для PALplus, передается в первой половине 23-й строки.

Результаты экспертных оценок системы PALplus

В целом почти для всех естественных изображений, полученных из различных источников при просмотре на расстоянии 4 h и больше, система PALplus обеспечивает качество изображения, намного лучшее, чем в стандартной системе PAL, и близкое к качеству цифрового компонентного изображения формата 4:2:2

(576 активных строк). Особенно это заметно на высококачественных дисплеях формата 16:9. Еще более повысить качество изображения можно за счет использования материала от ТВЧ источника, преобразованного с понижением четкости (это же относится и к стандартным PAL системам).

Вспомогательный сигнал, формируемый в системе, обеспечивает, во-первых, более высокую четкость по вертикали и, во-вторых, делает менее видимыми ошибки между полями (межстрочное дрожание, «сползание» строк). Таким образом, использование вспомогательного сигнала является более эффективным путем уменьшения заметности строчной структуры изображения, чем любое преобразование стандартов развертки, вносящее собственные искажения, или простое вертикальное расширение размера картинки.

Улучшение, обеспечиваемое МАСР, заметно прежде всего на большом экране ($> 32''$) формата 16:9 при просмотре с расстояния примерно 4 h. Это происходит потому, что потолок качества PAL ограничен скорее перекрестными искажениями «яркость – цветность», чем разрешающей способностью. Однако использование вспомогательных функций обеспечивает улучшение изображения, которое становится более заметным с увеличением размера экрана.

Качество изображения, получаемое на стандартном приемнике PAL, в случае, когда ведется передача PALplus менее чем на 12 % отличается от качества сигнала PAL с ограниченным форматом. Вспомогательный сигнал фактически невидим в условиях нормального расстояния просмотра (6 h или больше).

Прием изображений с МАСР на PAL-приемники такой, что не наблюдается никаких дополнительных искажений. Изображения получены того же или лучшего качества, как они были бы со стандартными PAL кодированием и декодированием. Таким образом, система может рассматриваться как PAL-совместимая.

Система Супер-SECAM

Основная причина относительно низкого качества воспроизводимого на приемной стороне системы SECAM цветного изображения обусловлено неполным перемежением спектральных составляющих СЯ и СЦ, а также изменяющимися от строки к строке значениями частоты покоя цветовой поднесущей.

В связи с этим возникает много проблем с разделением СЯ и СЦ в телевизорах. Во-первых, нельзя воспользоваться гребенчатыми фильтрами, учитывающими только пространственную корреляцию сигналов, учет же временной корреляции был практически невозможен, так как малогабаритные и приемлемые по стоимости блоки памяти на поле (кадр) появились совсем недавно. Во-вторых, в многосистемных ТВ приемниках необходимо по-разному разделять СЯ и СЦ в

зависимости от вида принимаемого сигнала – системы NTSC-4,43, PAL или SECAM, что еще больше усложняет приемник.

При использовании наиболее простых фильтров – полосового (ПФ) для выделения СЦ и режекторного (РФ) – для частичного подавления СЦ в спектре СЯ также возникают трудности с реализацией схемы. Они связаны с тем, что максимум энергии в спектрах СЦ в системах NTSC-4,43 и PAL сосредоточен вокруг частоты 4,43 МГц поднесущей, а в SECAM – на частотах 4,68 МГц и 4,02 МГц в «красной» и «синей» строках соответственно. Необходимо использовать разные РФ в зависимости от системы ЦТВ и к тому же при приеме сигнала SECAM построчно коммутировать РФ_R и РФ_B .

Для этого нужна информация о том, сигнал какой строки – «красной» или «синей» принимается, что требует дополнительного усложнения модуля цветности. Если же фильтры РФ_R и РФ_B не подключать поочередно, а включить оба, то «двугорбая» АЧХ канала яркости существенно увеличивает фазовые искажения и на яркостных переходах возникают выбросы и повторы и, как следствие, ухудшается четкость изображения. Также в этом случае оказываются сильно ослабленными и искаженными составляющие спектра СЯ в диапазоне частот примерно 3,8...4,8 МГц, а ВЧ участок – 4,8...6,0 МГц – лежит на пределе разрешающей способности цветного кинескопа.

Качество изображения по системе SECAM можно было бы существенно улучшить, если увеличить значения частот цветовых поднесущих на 1 МГц (5,25 и 5,40625 МГц), а полосу частот канала яркости ограничить значением 4,5 МГц. Такая модернизированная система SECAM имеет следующие преимущества:

- четкость телевизионного изображения повышается с 270 до 350 твл;
- устраняются цветовые муары на изображении;
- полностью реализуется разрешающая способность масочного кинескопа;
- существенно улучшается форма переходного процесса в канале яркости, устраняются повторы и выбросы, вызванные режекторным фильтром.

Качество изображения, получаемого на экране приемника, оказывается таким же, как в стандарте S-VHS. Поэтому модернизированная система SECAM получила название «Супер-SECAM», однако ее внедрение затрудняется из-за несовместимости с действующей системой SECAM.

Предложен также совместимый вариант системы Супер-SECAM, в котором учтена особенность спектра SECAM и то, что при плохом разделении СЯ и СЦ наиболее заметны перекрестные искажения «цветность – яркость». Они создают цветовые муары на неокрашенных участках изображения с мелкой вертикальной структурой.

В кодере Супер-SECAM сигнал яркости формируется из НЧ ($0...3,5$ МГц) и ВЧ ($3,5...4,5$ МГц) составляющих. Высокочастотная составляющая переносится по частоте в область $5,5...6,5$ МГц. В освободившемся участке спектра $3,5...4,5$ МГц, где нет спектральных составляющих сигнала яркости, передается сигнал цветности со стандартными значениями частот цветowych поднесущих. В усовершенствованном приемнике составляющие полного цветового сигнала легко разделяются фильтрами. Сигнал цветности демодулируется обычным образом. ВЧ составляющая сигнала яркости возвращается в исходный диапазон частот $3,5...4,5$ МГц и складывается с низкочастотной составляющей, образуя сигнал со спектром $0...4,5$ МГц. В результате повышается четкость изображения и полностью устраняются перекрестные искажения «яркость/цветность» и «цветность/яркость».

Система SECAMplus

Основные принципы формирования сигнала в системе SECAMplus аналогичны системе PALplus. Различие обусловлено тем, что в SECAM ЦРС передаются поочередно через строку методом частотной модуляции цветовой поднесущей, значения частот покоя которых f_{0R} и f_{0B} в «красной» и «синей» строках различны, кроме этого применяются коммутация фазы поднесущих по строкам и по полям, а также НЧ предискажения ЦРС и ВЧ - сигнала цветности. Поэтому в системе SECAMplus требуется иной способ для передачи вспомогательного сигнала. Для уменьшения перекрестных искажений между составляющими яркости и цветности возможно (как и в PALplus) применение специальных методов обработки этих сигналов при кодировании и декодировании. В их основе лежит двумерное (вертикально-временное) разделение сигналов яркости и цветности с помощью адаптивными пространственно-временных фильтров, использующих задержку на поле.

Система SECAMplus в принципе могла бы стать технической основой широкоформатного вещания в странах, где используется система ЦТВ SECAM, но в связи с тем, что работы по ней были начаты значительно позже (когда система PALplus была уже разработана) и в настоящее время практически прекращены, а также учитывая наметившийся переход на цифровые системы телевидения, очевидно, что дальше лабораторных экспериментов с SECAMplus дело не пойдет. То же самое касается и системы Супер-SECAM – она также останется «теоретической». Тем не менее обе эти системы стоит рассматривать как этап в решении проблемы повышения качества изображений в совместимых системах ЦТВ.

5.3 СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ КОМПОНЕНТНЫХ СИГНАЛОВ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ С ВРЕМЕННЫМ УПЛОТНЕНИЕМ (МАС-СИСТЕМЫ)

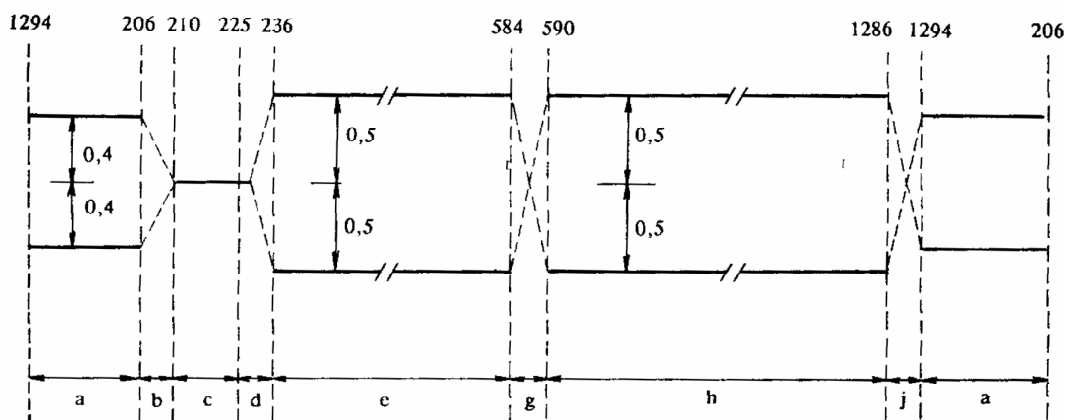
Метод временного уплотнения сигналов яркости и цветоразностных стал возможен благодаря развитию цифровых и цифро-аналоговых методов обработки сигналов. Развитие систем ЦТВ с временным уплотнением сигналов стимулировалось растущими потребностями спутникового вещания. В результате было разработано несколько вариантов ТВ систем с временным уплотнением аналоговых ТВ сигналов — систем МАС. Во всех системах МАС используются преобразование временного масштаба СЯ и ЦРС; последовательная по строкам передача ЦРС; цифровая передача звука и дополнительной информации. Преимущества систем с временным уплотнением сигналов типа МАС:

- устраняются перекрестные искажения «яркость-цветность» и «цветность-яркость»;
- улучшается реальное горизонтальное разрешение по яркости (благодаря устранению частотной режекции) и по цветности (благодаря расширению эффективной полосы частот цветоразностных сигналов);
- улучшается общая помехоустойчивость приема (за счет улучшения помехоустойчивости канала цветности);
- уменьшается чувствительность к интермодуляционным (например, дифференциальным) искажениям;
- появляется возможность обусловленного доступа к видеoinформации путём скремблирования видеосигналов;
- вводится цифровой канал большой пропускной способности для передачи нескольких высококачественных сигналов звука и сигналов данных (для реализации различных информационных служб);
- обеспечивается возможность передачи изображения расширенного формата и высокой четкости.

Общий формат передачи

В системах семейства МАС все сигналы передаются с временным уплотнением, так что цветовые поднесущие и звуковые несущие не используются. Общий формат передачи представлен на рисунке 5.3. Строка сигнала состоит из 4 интервалов: синхронизации, звука и данных; фиксации уровня; цветоразностных сигналов; яркостного сигнала. Суммарная длительность интервалов одного из ЦРС и СЯ соответствует длительности активного интервала строки $T_{СТР.А}$ в обычных ТВ системах. Длительность интервалов синхронизации, данных и звука

вместе с интервалом фиксации равна длительности интервала СГИ в обычных системах. Различия между вариантами систем семейства МАС определяются базовыми стандартами ТВ-развёртки и способом уплотнения, а также скоростью передачи цифровых данных, включающих синхронизацию, звук и дополнительную информацию.



a – 208 тактовых периодов (105 бит данных и синхронизации); b – 4 периода (защитный интервал – переход к интервалу фиксации); c – 15 периодов (интервал фиксации (0,5 В)); d – 11 периодов (защитный интервал – переход к ЦРС); e – 348 периодов (349 отсчётов ЦРС); g – 6 периодов (защитный интервал перехода к СЯ); h – 696 периодов (697 отсчётов СЯ); j – 8 периодов (защитный интервал перехода к сигналу данных следующей строки).

Рисунок 5.3 – Формат сигналов МАС в масштабе строки

Общим для всех вариантов систем МАС является способ передачи СЯ и ЦРС с предварительным временным сжатием, причем СЯ сжимается в 1,5 раза, а ЦРС – в 3 раза.

В документах МСЭ-Р описано 5 вариантов систем МАС: С, D, D2 (для ТВ-систем на 625 строк) и В (для систем на 625 и 525 строк). В системах МАС для 625-строчного телевидения для преобразования масштаба времени используются запись цифрового видеосигнала в ЗУ и считывание с различными тактовыми частотами. При кодировании в системах С, D, D2 в процессе записи сигналов используется тактовая частота 13,5 МГц для сигнала яркости и 6,75 МГц для цветоразностных сигналов R-Y и B-Y. При считывании используется опорная тактовая частота $13,5 \cdot 1,5 = 20,25$ МГц, так что сигнал Y сжимается в 1,5 раза, а сигналы R-Y и B-Y в 3 раза. В системе В на 525 строк опорная тактовая частота выбирается как $1,5 \cdot 4 \cdot f_{ЦП} = 1,5 \cdot 4 \cdot 227,5 \cdot f_{СТР} = 1365 \cdot 15734 \text{ Гц} = 21,477 \text{ МГц}$. В системе В на 625 строк опорная тактовая частота выбирается как гармоника строчной частоты с тем же номером, что и в системе на 525 строк: $1365 \cdot 15625 \text{ Гц} =$

= 21,328 МГц. Здесь $f_{ЦП}$ – частота цветовой поднесущей НТСЦ, а $f_{СТР}$ – строчная частота системы на 525 строк. Эти же опорные тактовые частоты или их половинные значения используются в цифровой части систем.

Передача видеосигналов

В каждой передаваемой строке содержатся сжатый сигнал яркости Y и один из двух цветоразностных сигналов R-Y и B-Y, а также интервал фиксации уровня. На рисунке 5.3 представлено детальное разбиение активной строки кадра для систем C, D и D2. Строка состоит из 1296 периодов частоты 20,25 МГц (сквозная нумерация периодов указана в верхней части рисунка). Весь диапазон уровней сигнала лежит от чёрного (0 В) до белого (1 В). Уровень фиксации соответствует серому и составляет 0,5 В. В каждом интервале указана собственная нумерация периодов тактовой частоты.

Интервал СЯ составляет 696 периодов (расположенных между 697 отсчетными импульсами), а интервал ЦРС – 348 периодов (между 349 отсчётными импульсами) тактовой частоты. Интервал фиксации составляет 15 периодов (0,74 мкс). Интервалы переходов имеют длительность 4...10 периодов (0,2 - 0,5 мкс). В этих интервалах должны формироваться трехточечные «почти косинусквадратичные» переходы; три переходных отсчёта получаются путем интерполяции отсчетов слева и справа от перехода с весами 7/8, 1/8, 1/2, 1/2, 1/8, 7/8. Такое цифровое формирование переходов позволяет исключить нежелательные колебания и выбросы в фильтрах нижних частот, ограничивающих полосу частот сигнала в разных точках тракта.

В исходном аналоговом сигнале при развертке 625 строк/50 полей $T_{СТР.А}$ равно 52 мкс. При частоте дискретизации 13,5 МГц на этот интервал приходится 702 ее периода. Таким образом, при формировании СЯ по системе МАС остаются неизменными 696 отсчетных интервалов, а остающиеся краевые отсчеты относятся к интервалам переходов и модифицируются. Аналогичные соотношения выполняются и для ЦРС.

Сжатие СЯ во времени в 1,5 раза и ЦРС в 3 раза приводит к такому же расширению полосы частот этих сигналов. При полосах частот исходного видеосигнала яркости 5 МГц, 5,5 МГц и 6 МГц (соответственно для ТВ-стандартов В/Г, I и D/К, L) результирующие полосы частот составили бы 7,5 МГц, 8,25 МГц и 9 МГц. В системах C, D и D2 номинальное значение полосы видеочастот любого из сжатых сигналов составляет 8,4 МГц, что обеспечивает передачу сигнала яркости с исходной полосой видеочастот 5,6 МГц.

Исходная полоса частот ЦРС приблизительно вдвое уже полосы для СЯ и составляет 2,8 МГц, а после сжатия в 3 раза – 8,4 МГц. Однако номинальное зна-

чение полосы частот этих сигналов установлено равным 2,4 МГц. Это упрощает реализацию предфильтра с плавным спадом АЧХ и предотвращает выбросы на переходах в ЦРС. Но и при такой полосе частот цветовая чёткость по горизонтали оказывается выше, чем в системах SECAM и PAL.

В системах MAC используется последовательная по строкам передача ЦРС R-Y и B-Y, как и в системе SECAM. Отличие состоит в том, что в системе SECAM образуется непрерывная (и не зависящая от полей) последовательность сигналов R-Y и B-Y, а в системе MAC последовательность чередующихся сигналов прерывается по полям. Благодаря этому обеспечивается фиксированная структура цветовых строк в каждом поле, начинающаяся по условию всегда со строки R-Y, отпадает надобность в цветовой синхронизации и информационный цикл сокращается с четырёх полей (в системе SECAM) до двух, что упрощает монтаж фрагментов при производстве программ.

Последовательная передача ЦРС приводит к снижению вертикальной чёткости вчетверо по сравнению с яркостной и к возникновению цветных муаров и мерцаний при передаче горизонтальных и наклонных границ и групп линий. В отличие от традиционного для системы SECAM восстановления пропущенных цветовых строк при декодировании путем повторения предшествующей строки в системе MAC предусматривается линейная интерполяция предшествующей и последующей строк. Со спектральной точки зрения эта интерполяция эквивалентна вертикальной гребенчатой постфильтрации с косинусквадратичной АЧХ.

Для интерполяции необходима задержка ЦРС относительно СЯ на одну строку. Компенсация этой задержки предусматривается при кодировании путем передачи СЯ с задержкой на одну строку относительно ЦРС. Благодаря этому возникающее при декодировании вертикальное рассовмещение устраняется без введения дополнительной линии задержки на строку в декодере.

Для предотвращения муаров при кодировании должна использоваться вертикальная (например, косинусквадратичная) предфильтрация, хотя стандарты допускают выбор вертикального предфильтра за разработчиками аппаратуры. Но даже при идеальных вертикальных пред- и постфильтрах цветовая вертикальная чёткость не может превысить четверти исходной чёткости яркостной составляющей.

Цветоразностные сигналы нормируются по размаху значением 1 В, но нормирующие множители выбираются в расчёте на максимальную насыщенность по сигналу 77 %, что соответствует насыщенности по изображению 98 %. Передаваемые сигналы записываются в виде $V = 0,927U_{R-Y}$, $U = 0,733U_{B-Y}$.

Всего в системах МАС передаются 574 строки видеосигнала (по 287 строк в каждом поле) – в отличие от систем цветного телевидения с частотным уплотнением, где число активных строк составляет 575.

Общий формат передачи ТВ-кадра в системах С, D и D2 показан на рисунке 5.4. Вся информация о синхронизации передаётся в составе цифровых данных.

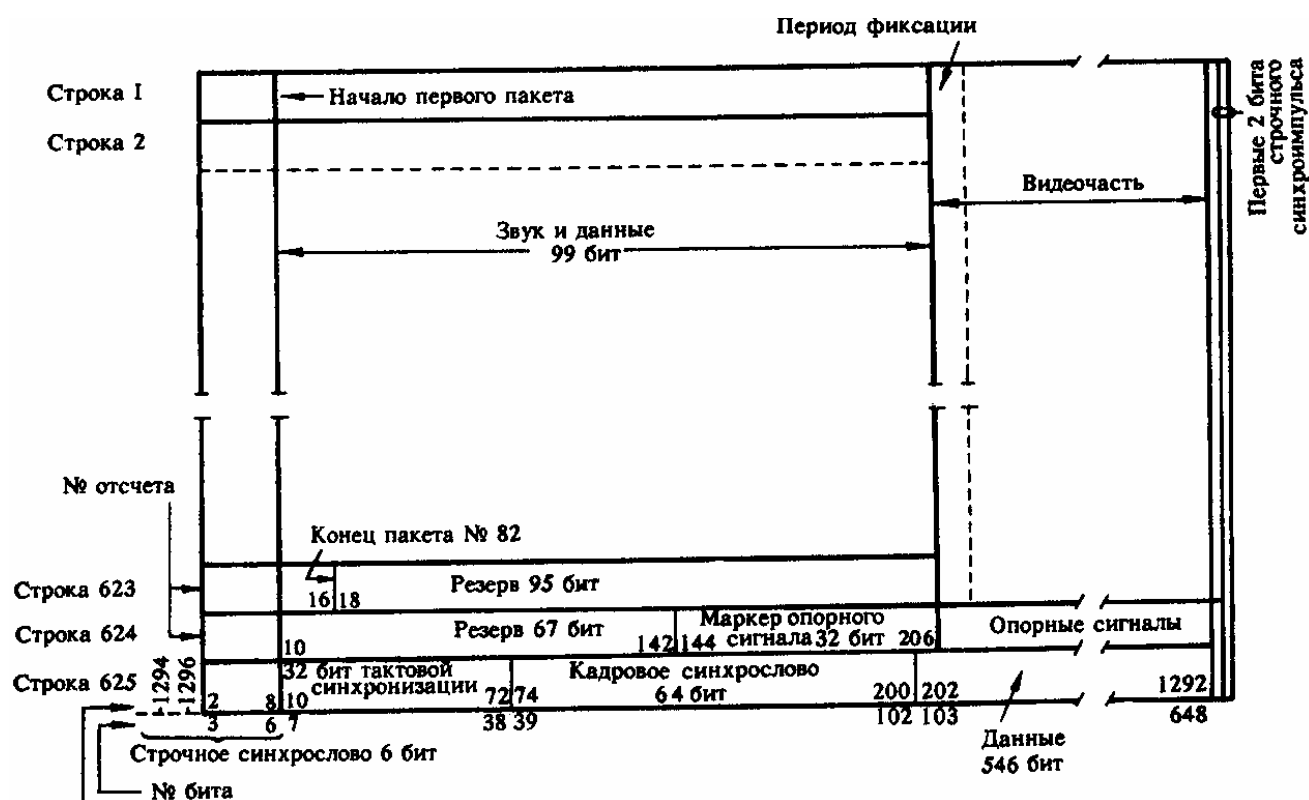


Рисунок 5.4 – Общий формат ТВ кадра в системе МАС

Передача цифровых данных

Системы семейства МАС различаются между собой способами или параметрами передачи цифровой информации. Первое отличие относится к самому процессу мультиплексирования данных и видеоинформации. В системе С видеосигнал и сигнал данных независимо модулируют несущую спутникового канала, т.е. мультиплексирование производится на радиочастоте. В системах D и D2 мультиплексирование видеосигнала и сигнала данных производится по видеочастоте. Второе различие относится к скорости передачи данных. Для системы D2 она составляет 10,125 Мбит/с, а для систем С и D – 20,25 Мбит/с. Отсюда вытекает различие в возможном числе высококачественных каналов звука: 4 для системы D2 и 8 для С и D. Все остальные расхождения в параметрах обуславливаются этими основными различиями. В то же время системы С, D и D2 имеют большое число одинаковых или кратных параметров.

Цифровая информация передаётся в виде пакетов. В системе D2 за период ТВ-кадра передаётся 82 пакета, в системах С и D – 2×82 пакета, каждый из которых содержит 751 последовательный бит. Эта информация размещается в интервалах гашения 623 строк в виде «вспышек» по 99 бит в системе D2 и 2×99 бит в системах С и D; в двух остающихся строках кадра передаётся служебная информация. Отличие формата для систем С и D состоит в том, что в каждом интервале гашения передаётся удвоенная «вспышка» данных 2×99 бит. Средняя скорость передачи составляет 1,54 Мбит/с (или 2050 пакет/с) для системы D2 и 3,08 Мбит/с (2×2050 пакет/с) для систем С и D.

Для системы D2 пакет из 751 бита делится на поле заголовка и поле данных. Заголовок содержит 23 бита: 10 бит адреса соответствующей вещательной службы, позволяющей определять до 1024 разных служб; 2 бита указателя непрерывности последовательности пакетов, относящихся к одной службе; 11 бит для помехозащитного кодирования адреса и указателя непрерывности. Остальные 91 байт (728 бит) служат для передачи полезной информации. В 623-й строке передаётся лишь остаток (4 бита) последнего в данном кадре 82-го пакета, а 95 бит составляет неиспользованный резерв. В 624-й строке 67 бит «вспышки» не используются, а 32 бита служат маркером эталонных уровней (серого, белого и чёрного), передаваемых в активной части этой строки. Перед началом каждой «вспышки» информации на каждой строке передается 6-битовое слово строчной синхронизации, так что полная длина цифровой «вспышки» на первых 624 строках кадра составляет 105 бит (при этом начало строки соответствует началу третьего бита слова синхронизации). В 625-й строке (рисунок 5.5) передаются данные о кадровой синхронизации (102 бита): 6 бит строчной синхронизации, 32 бита тактовой синхронизации и 64-битовое слово кадровой синхронизации. Далее следуют данные о единой дате и времени (5 бит), один блок «статических» данных (71 бит) и 5 блоков (по 94 бита) «чередующихся» данных. Последние 14 бит в блоках статических и чередующихся данных служат для обеспечения помехоустойчивости.

Данные о дате и времени передаются по 5 бит в кадре в течение 25 кадров. «Активные» 57 бит блока статических данных используются для передачи номера спутникового канала (от 0 до 99), положения на орбите (от 179 до 180), вида поляризации, страны источника, вида службы (телевидение, радиовещание, теле-текст, службы с эфирной адресацией), вида канала звука (моно- или стереофонический, высокого или среднего качества), данных об использовании и виде системы обусловленного доступа к видеоинформации (о наличии и виде скремблирования) и др.

В блоках «чередующихся» данных передаются импульсы счёта кадров (по модулю 256), данные о структуре временного уплотнения, виде службы телетекста (с фиксированным или переменным форматом), структуре информационного субкадра (номер начальных и конечных строк и тактовых периодов субкадра) и другая служебная информация. Период повторения передачи соответствующих групп информационных символов определяется их приоритетом и может изменяться (в среднем) от 6 до 37 кадров.



Рисунок 5.5 – Организация данных в 625-й строке

Передача звука

В системах МАС возможна передача 3 типов звуковых сигналов: высококачественной стереофонии, высококачественной монофонии (полоса частот 15 кГц) и монофонии среднего качества (полоса частот 7 кГц). При кодировании с широкой полосой частот используется частота дискретизации звукового сигнала 32 кГц, а с уменьшенной полосой – 16 кГц. Точность аналого-цифрового преобразования составляет 14 бит/отсчёт.

Предусмотрено 2 способа кодирования: линейное кодирование сигнала 14 бит/отсчёт и кодирование с компандированием 10 бит/отсчёт; в обоих случаях для кодирования отрицательных значений сигнала используется дополнительный код. Возможно применение 2 уровней защиты. При первом уровне для линейного 14-битового кодирования помехозащищённость обеспечивается введением одного бита проверки на чётность для 11 старших разрядов кода. Для кодирования с компандированием бит проверки на чётность вводится для защиты 6 старших разрядов кода. При втором уровне защиты старшие 11 разрядов при линейном кодировании и старшие 6 разрядов при кодировании с компандированием защищаются кодами Хэмминга.

Для передачи звука используются блоки длиной 64 отсчёта – по 15 бит/отсчёт при линейном кодировании и первом уровне защиты и кодировании с компандированием и втором уровне защиты (всего 120 байт) либо по 11 бит/отсчёт при кодировании с компандированием и первом уровне защиты

(всего 90 байт). Блоки длиной в 90 байт непосредственно укладываются в цифровые пакеты, имеющие информационную ёмкость 91 байт, с добавлением одного начального байта для интерпретации информации. Блоки длиной 120 байт укладываются по три в 4 последовательных пакета. В результате в системе D2 можно передавать 4 компандированных сигнала звука (либо 2 стереосигнала) с защитой по чётности либо 2 линейно кодированных сигнала с защитой по Хэммингу, либо 3 линейно кодированных сигнала с защитой по чётности, либо 3 компандированных сигнала с защитой по Хэммингу. В каждом случае требуется передавать не более 2012 пакетов в секунду. Для систем С и D число передаваемых звуковых сигналов удваивается. Вместо любого звукового сигнала могут передаваться сигналы других служб. Во всех строках интервалов гашения полей (т.е. в строках 2 – 22 и 314 – 334, исключая строку 16) могут передаваться сигналы телетекста.

Система обусловленного доступа к информации (засекречивание)

Вся передаваемая информация (содержащаяся в сигналах изображения, звука и данных) может быть преобразована в форму, обеспечивающую только обусловленный доступ к ней. В этом режиме информация скремблируется, т.е. перемножается с последовательностью псевдослучайных двоичных чисел. На приемной стороне производится обратный процесс дескремблирования с помощью местного генератора псевдослучайных последовательностей, задаваемых принимаемым управляющим словом. Само управляющее слово может либо запоминаться в приёмнике, либо регенерироваться с помощью системы дешифровки. В первом случае в приёмник должен быть введён специальный ключ.

Скремблирование видеоинформации в стандарте MAC может осуществляться одним из двух способов, названных «перестановка компонент с двухкратным рассечением» (double-cutcomponen rotation) и «перестановка рассечённых компонент цветоразностного сигнала» (single-cut-in-colour-differenceline rotation). Скремблированию подвергаются только активные строки кадра.

При свободном доступе к каналу целью скремблирования является улучшение дисперсионных свойств группового сигнала MAC при передаче по спутниковому каналу связи.

Параметры передачи

Перед частотной модуляцией несущей спутникового канала видеосигнал подвергается предискажению с помощью цепи с характеристикой передачи

$$H(jf) = A[1+j(f/f_1)]/[1+j(f/f_2)], \quad (5.1)$$

где $A = 1/\sqrt{2}$; $f_1 = 0,84$ МГц; $f_2 = 1,5$ МГц.

Характеристика затухания этой цепи представлена на рисунке 5.6. Затуханию 0 дБ соответствует частота 1,37 МГц, для которой и определяется номинальная девиация несущей 13,5 Гц на 1 В модулирующего сигнала. При этом девиация на низких видеочастотах составляет 9,54 МГц (для размаха видеосигнала яркости, соответствующего чёрно-белому переходу). Подразумевается, что перед частотной модуляцией осуществляется также фиксация уровня (серого).

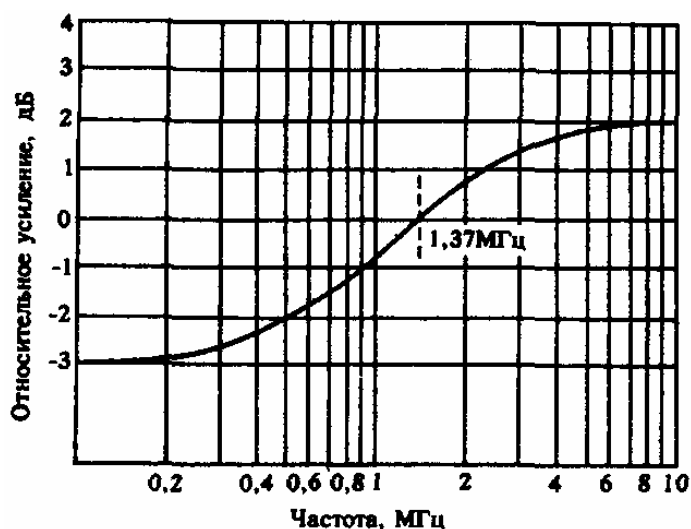


Рисунок 5.6 – Характеристика затухания цепи предыскажений видеосигнала

Для передачи цифровой информации в системах D и D2 используется двоубинарный цифровой сигнал, уплотняемый во времени с видеосигналом, и составной сигнал модулирует несущую по частоте. Для предотвращения выбросов размах цифрового модулирующего сигнала составляет 80 % от размаха сигнала изображения. В системе С используется относительная фазовая манипуляция (2-4 ОФМ) несущей. При этом логической единице соответствует изменение фазы на $+90^\circ$, а логическому нулю – изменение фазы на -90° .

Стандарты систем МАС

Методы передачи цифрового потока в составе полного сигнала МАС определяют ряд вариантов систем МАС (таблица 5.1). В системах С-, D-, D2-МАС объединение цифровых потоков, соответствующих отдельным звуковым каналам, осуществляется пакетным методом, что нашло отражение в полном названии этих систем (например, D-МАС/packet). Но способ передачи пакетов совместно с видеосигналом для этих систем различен. В стандарте С-МАС используется фазовая манипуляция несущей частоты сигналом данных в интервале строчного гасящего импульса, что позволило увеличить пропускную способность системы. Однако применение такого метода передачи цифровой информа-

ции приводит к несовместимости полного сигнала стандарта С-МАС по занимаемой полосе частот с существующими в Европе и проектируемыми сетями кабельного телевидения и ограничивает его использование только областью непосредственного спутникового приёма. Цифровая часть сигнала С-МАС не проходит через кабельные сети вообще, а аналоговая – существенно ограничивается по полосе.

Проблему сопряжения позволяет решить стандарт D-МАС, разработанный для последующей передачи сигналов, принятых с ИСЗ, по перспективным широкополосным сетям, а его разновидность – D2-МАС – пригоден для существующих кабельных сетей. В системе D-МАС двоичный цифровой поток преобразуется в дуобинарный (трехуровневый), в котором логическому «0» соответствует импульс нулевой амплитуды, а логической «1» – импульс положительной или отрицательной полярности. Алгоритм перекодирования построен таким образом, что переход от минимального к максимальному значению сигнала происходит за время не менее 2 тактовых интервалов, что приводит к сокращению вдвое требуемой полосы частот. Дальнейшее сокращение занимаемой цифровым сигналом полосы частот в стандарте D2-МАС достигается снижением вдвое скорости цифрового потока и, соответственно, пропускной способности до 4 звуковых сигналов вместо 8 в D-МАС. Объединение видеосигнала с пакетами данных в системах D-МАС и D2-МАС осуществляется по видеочастоте. С целью выравнивания спектра видеосигнал подвергается предискажениям по закону $H(jf)$ (5.1). Это, наряду с использованием дополнительного сигнала дисперсии, представляющего собой сигнал треугольной формы с частотой 25 Гц, синхронизированный с частотой кадров, позволяет выполнить нормы для уровня ЧМ-сигнала в любом участке шириной 4 кГц в пределах полосы пропускания радиоканала при передаче со спутника.

Операции перекодирования сигнала С-МАС в D- или D2-МАС на приеме требуют громоздкого и дорогостоящего оборудования, поэтому многие европейские страны, использующие стандарт МАС, приняли решение с целью упрощения приемного оборудования применить стандарт D2-МАС (или D-МАС) и на спутниковом участке, но не с амплитудной, а с частотной модуляцией. При этом перекодирование резко упрощается и сводится только к частотной демодуляции полного составного сигнала и последующей амплитудной модуляции.

В системе В-МАС параметры сигнала изображения близки к принятым в других странах семействам МАС. Коэффициенты сжатия сигналов яркости и цветности такие же, различаются лишь тактовые частоты и форма кривой предискажений ($f_1 = 1,87$ МГц, $f_2 = 3,75$ МГц).

Таблица 5.1 – Параметры МАС – систем

Параметр	C-МАС	D-МАС	D2-МАС	B-МАС (625 строк)	B-МАС (525 строк)
Общие параметры					
Стандарт разложения	625/60/2:1/4:3				525/60/2:1/4:3
Полоса частот сигналов до сжатия: СЯ / ЦРС, МГц	5,6/2,4			5,0/2,1	4,2/2,1
Коэффициент сжатия сигналов: СЯ / ЦРС	3:2/3:1				
Частота дискретизации, МГц: – СЯ – ЦРС	13,5 6,75			14,218 7,109	14,318 7,159
Номинальная тактовая частота, МГц	20,25			21,328	21,477
Число тактовых интервалов в строке	1269				1365
Полоса частот видеосигнала МАС, МГц	8,4			7,5	6,3
Кодирование звука					
Максимальное число каналов	8		4	6 или 3	
Характеристика предсказаний	В соответствии с Рекомендацией 17 МСЭ-Т			Адаптивная	
Метод кодирования	Линейный (14 бит/отсчет) или компандированный (10 бит/отсчет)			Адаптивная дельта-модуляция	
Структура уплотнения данных и видеосигнала					
Принцип уплотнения	По радиочастоте			По видеочастоте	
Кодирование данных	ИКМ	Дуобинарное		Четырех- или двухуровневое	
Скорость передачи символов, Мбод	20,25		10,125	7,11	7,16
Полоса частот, занимаемая сигналом данных, МГц	–	10,0	5,0	7,11	7,16
Количество бит в строке	2×99		99	102 или 51	
Уплотнение данных	Пакетное (751 бит/пакет)			Непрерывное	
Организация потока данных, пакетов/кадр	2×82		82	6 каналов ×203 кб/с	6 каналов ×204,5 кб/с
Средняя скорость потока данных, Мбит	3,08		1,54	1,59	1,6
Восстановление тактовой частоты	Восстанавливается из дискретного потока			По опорному пакету из 20 символов	
Опорный уровень привязки видеосигнала	Постоянный уровень			Средний уровень опорного пакета	

Продолжение таблицы 5.1

Параметр	C-МАС	D-МАС	D2-МАС	В-МАС 625 строк	В-МАС 525 строк
Параметры модуляции					
Полоса пропускания радиосигнала, МГц	27			24	
Способ модуляции несущей:					
– сигналом данных	2–4 ФМ	ЧМ			
– видеосигналом	ЧМ	ЧМ			
Девияция, МГц	13,5			16,5	17,5

5.4 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ БЛОКА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВИДА РАЗВЕРТКИ

Одним из направлений повышения качества изображения являются изменение стандарта разложения изображения. Эту операцию в телевизионном приемнике выполняет блок преобразования вида развертки (БПВР), обеспечивающий переход от стандарта разложения 625/50/2:1, принятого на передающей стороне телевизионной системы в нашей стране, к стандарту воспроизведения 625/100/2:1 при чересстрочной развертке или 625/50/1:1 при строчной. Очевидно, что изменение временного масштаба ТВ сигнала наиболее просто реализуется с использованием цифровых методов обработки.

Чересстрочная развертка с частотой полей 50 Гц создает выраженную строчную структуру изображения. Это вызвано тем, что к моменту появления изображения второго поля яркость изображения первого поля успевает заметно снизиться. При большой яркости становятся хорошо заметными мерцания крупных участков изображения с частотой полей, а также горизонтальных границ на изображении с частотой кадров. Значительны искажения на участках с горизонтальной и наклонной структурой. Чтобы уменьшить искажения, преобразуют сигнал так, чтобы длительность строки сократилась в 2 раза. Соответственно вдвое увеличивают скорость строчной развертки. Простейший способ такого преобразования – использование двух запоминающих устройств на строку ЗУС1, ЗУС2 (рисунок 5.7).

В то время как очередная строка записывается в ЗУС1 с нормальной скоростью, предыдущая строка дважды считывается из ЗУС2 с удвоенной скоростью. В следующий строчный интервал запись производится в ЗУС2, а считывание – из

ЗУС1 (рисунок 5.8). В результате число строк в каждом поле удваивается, что устраняет строчную структуру изображения и уменьшает мерцание яркости. При этом сохраняются чересстрочное разложение и искажения наклонных линий. Кроме того вдвое снижается разрешающая способность по вертикали.

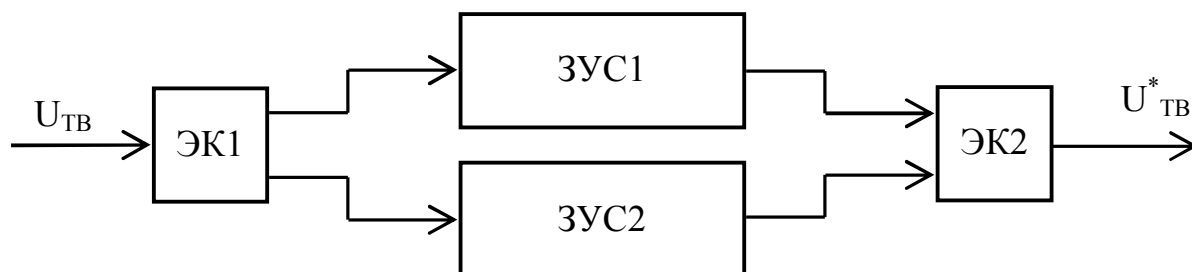
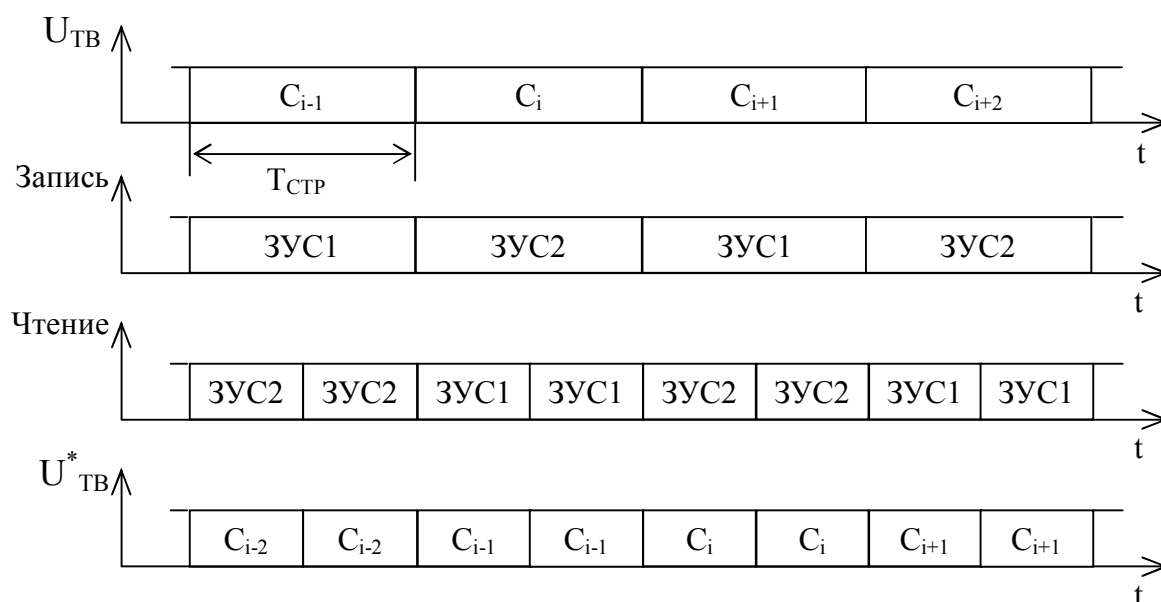


Рисунок 5.7 – Преобразователь стандарта воспроизведения с двумя ЗУ на строку



C_i – i -я строка телевизионного сигнала

Рисунок 5.8 – Временные диаграммы работы преобразователя стандарта воспроизведения с двумя ЗУ на строку

Более совершенный метод – преобразование чересстрочного воспроизведения в прогрессивное. Основным элементом такого преобразователя является память на поле. Одна из возможных схем преобразователя показана на рисунке 5.9. Основу преобразователя составляет память на поле ЗУП. Чтобы упростить требования к быстродействию ЗУП, преобразование стандарта воспроизведения осуществляется двумя памятьми на строку – ЗУС1 и ЗУС2. Строка принимаемого поля C_i и строка предшествующего поля C'_{i-1} , считанная из ЗУП, выполняющие функции устройства задержки на поле, записываются в ЗУС1 и ЗУС2, а затем

поочередно считываются с удвоенной скоростью (рисунок 5.10). В результате два поля исходного чересстрочного изображения воспроизводятся за время $1/50 \text{ Гц} = 20 \text{ мс}$ как одно поле с прогрессивным разложением. При этом устраняется заметность строчной структуры изображения, искажения наклонных линий, но заметность мерцаний яркости крупных объектов устраняется не полностью.

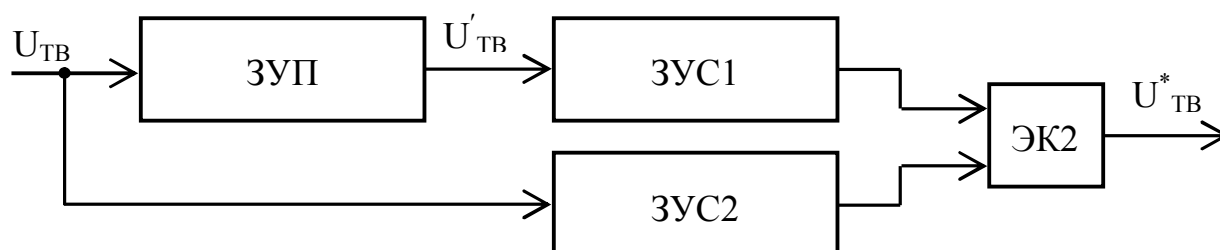
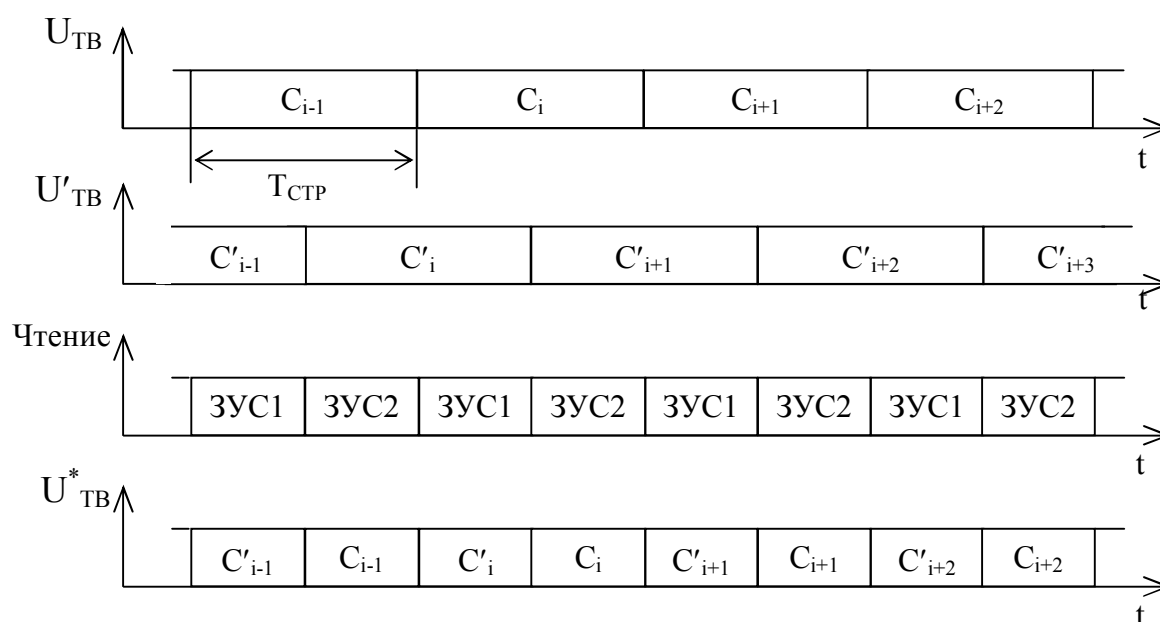


Рисунок 5.9 – Преобразователь стандарта воспроизведения с памятью на поле



C_i – i -я строка текущего поля телевизионного сигнала

C'_i – i -я строка предшествующего поля телевизионного сигнала

Рисунок 5.10 – Временные диаграммы работы преобразователя стандарта воспроизведения с памятью на поле

Работа преобразователя нарушается, если воспроизводится движущееся изображение. Так как на передающей стороне сигнал формируется как чересстрочный, смещение изображения за время смены полей вызывает искажения на экране телевизора. Чтобы уменьшить искажения, преобразователь делают адаптивным к движению. Специальный детектор движения при воспроизведении движущихся объектов уменьшает составляющие сигнала, соответствующие предыдущему полю.

В настоящее время широко применяются преобразователи, обеспечивающие переход к стандарту воспроизведения 625/100/2:1, при котором сохраняется чересстрочная развертка, но частота полей увеличивается с 50 до 100 Гц.

В простейшем случае при использовании однопортовых ЗУ требуются две памяти на поле. В то время как в одну из памяти записывается текущее поле, из другой дважды воспроизводится предшествующее. Такой алгоритм обработки обозначается ААВВ, где А и В соответственно первое и второе поля исходного ТВ сигнала. Так как чересстрочность обработки сохранена, не требуется детектор движения. Увеличение вдвое частоты полей полностью устраняет мерцание участков изображения с большой яркостью. Если использовать двухпортовое ЗУ, то данную обработку сигнала можно осуществить с одним блоком памяти на поле.

Во втором случае используется запоминающее устройство на кадр и алгоритм работы АВВВ, он устраняет как мерцания яркости полей, так и мерцания строк, но требует использования детектора движения, так как в движущемся изображении содержание соседних полей неодинаково.

Известен алгоритм работы преобразователя вида развертки, позволяющий полностью устранить мерцания не только крупных участков изображения, но и межстрочные. Последовательность полей в этом случае имеет вид АВ*А*В, в которой А и В – поля исходного сигнала (с частотой полей 50 Гц), а А* и В* дополнительно вставленные поля. Поля А и В не изменяются в процессе обработки и не смещены во времени. Содержание же полей А* и В* зависят от характера принимаемого изображения, с этой целью в блок преобразования введены два режима: “движущейся сцены” (ДС) и “стационарной сцены” (СС). В режиме ДС поле В* заполняется данными поля А, а поле А* – содержанием поля В (повторение полей). В режиме СС поле В* заполняется данными поля В, а поле А* – данными поля А (повторение кадров). Переключение между двумя режимами осуществляется при помощи либо детекторов движения, либо детекторов контуров.

Возможен вариант с использованием нелинейной интерполяции усредняющим вертикальным фильтром. В этом случае обработка сигналов полей осуществляется по закону:

$$\text{для поля } A - \{a_{x,y}\} = \{a_{x,y}\};$$

$$\text{для поля } B^* - \{b^*_{x,y}\} = \{\text{med}(a_{x,y}; a_{x,y+1}; b_{x,y})\};$$

$$\text{для поля } A^* - \{a^*_{x,y}\} = \{\text{med}(b_{x,y}; b_{x,y+1}; a_{x,y+1})\};$$

$$\text{для поля } B - \{b_{x,y}\} = \{b_{x,y}\},$$

где a , b^* , a^* , b – элементы полей А, В*, А*, В соответственно;

x , y – горизонтальные и вертикальные координаты элемента поля;

med – операция усреднения.

Пространственная интерполяция вертикальным фильтром несколько снижает четкость изображения по вертикали. Для естественных сцен такая обработка сигнала приводит к хорошему качеству картинки, но на тестовых изображениях заметны искажения.

Также известен алгоритм преобразования, заключающийся в том, что отсчеты сигнала полей A^* и B^* получают путем усреднения сигналов двух соседних кадров с использованием временного фильтра по закону:

для поля $A - \{a_{x,y,i}\} = \{a_{x,y,i}\};$

для поля $B^* - \{b_{x,y,i}^*\} = \{\text{med}(b_{x,y,i-1}; b_{x,y,i})\};$

для поля $A^* - \{a_{x,y,i}^*\} = \{\text{med}(a_{x,y,i}, a_{x,y,i+1})\};$

для поля $B - \{b_{x,y,i}\} = \{b_{x,y,i}\},$

где i – номер кадра.

Достоинством данного алгоритма является то, что для неподвижных участков изображения реализуется режим АВАВ (повторение кадров), а на подвижных участках промежуточные поля обеспечивают более плавное воспроизведение движения без потери вертикальной четкости.

В зависимости от заложенного алгоритма обработки сигналов блок преобразования вида развертки будет отличаться требуемым объемом памяти и подключением других блоков телевизионного приемника, но в любом случае он базируется на обработке ТВ сигналов в цифровом виде. Поэтому обобщенная структурная схема БПВР может быть представлена в виде, приведенном на рисунке 5.11. Она содержит: аналого-цифровой преобразователь (АЦП); запоминающее устройство с требуемым объемом памяти; интерполятор (при необходимости); цифро-аналоговый преобразователь и блок управления. Входными сигналами для БПВР в общем случае являются компонентные ТВ сигналы: сигнал яркости и два цветоразностных или же три сигнала основных цветов. АЦП осуществляет преобразование входных сигналов в цифровой вид с частотами дискретизации, определяемыми их полосой частот, и разрядностью, обеспечивающей требуемую точность представления. Отсчеты записываются в ЗУ, где хранятся в течении строки, поля или кадра, в зависимости от принятого алгоритма обработки. Далее требуемые цифровые отсчеты ТВ сигнала считываются из ЗУ с удвоенной скоростью, при необходимости обрабатываются интерполятором и подаются на ЦАП, осуществляющий обратное их преобразование в аналоговый вид. Блок управления в соответствии с выбранным алгоритмом обеспечивает управление адресацией и режимами работы ЗУ и интерполятора, а также формирование тактовых частот аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразова-

ния. Данные процессы осуществляются синхронно со строчными (ССИ) и кадровыми (КСИ) синхронизирующими импульсами преобразуемого ТВ сигнала.

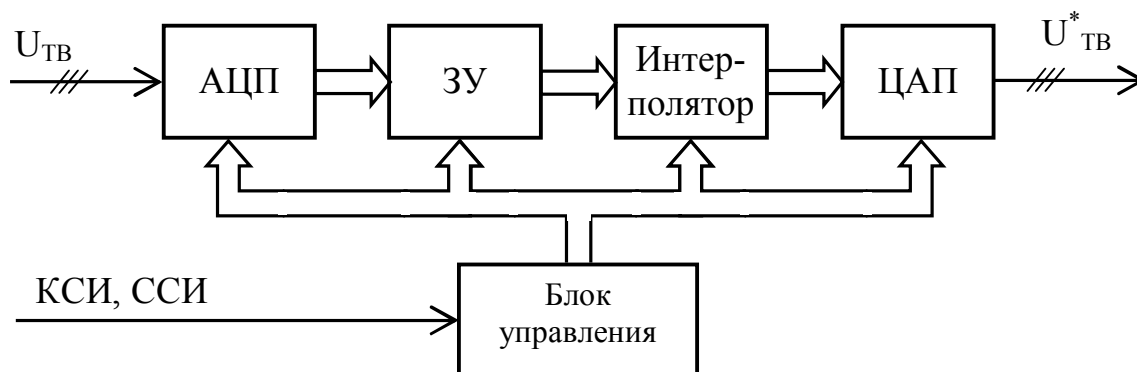


Рисунок 5.11 – Обобщенная структурная схема БПВР

При аналоговой концепции построения канала обработки сигналов телевизионного приемника повышенного качества АЦП входят в сам блок преобразования вида развертки. На БПВР подаются сигналы яркости и цветоразностные в аналоговом виде. В блоке преобразования вида развертки исходные сигналы обрабатываются и преобразуются, с выхода блока сигналы в аналоговой форме подаются на видеопроцессор.

При цифровой концепции построения канала обработки сигналов возможны два варианта. В первом варианте АЦП устанавливаются на выходе видеодетектора, так как этого требуют цифровые многосистемные декодеры. На выходе декодера получаем сигналы яркости и два цветоразностных сигнала в цифровой форме. Эти сигналы поступают на блок повышения качества и далее на БПВР. После преобразования с выхода БПВР сигналы поступают на цифровую схему матрицирования. Данный блок осуществляет преобразование отсчетов сигнала яркости и двух цветоразностных сигналов в отсчеты сигналов основных цветов R, G, B. Последние с выхода схемы матрицирования поступают на ЦАП, с выходов которых снимаем аналоговые сигналы R, G, B. В данном случае ни АЦП, ни ЦАП в состав БПВР не входят.

Во втором варианте построения цифрового канала обработки сигналов (его точнее можно характеризовать как смешанный) ЦАП входит в состав БПВР, и уже с его выходов аналоговые сигналы яркости Y и цветоразностные R-Y и B-Y поступают на схему аналогового видеопроцессора.

Применение преобразователя стандарта воспроизведения усложняет выполнение строчной развертки и видеоусилителей, полоса пропускания которых должна быть увеличена в 2 раза.

5.5 СИСТЕМЫ ТЕЛТЕКСТА

В настоящее время наметилась тенденция повышения информативности ТВ систем за счет более полного использования пропускной способности ТВ канала. Во многих странах осуществляется передача дополнительной информации совместно с ТВ сигналом. При этом чаще всего используется передача цифровых данных методом временного разделения каналов, когда данные передаются в свободных интервалах импульсов гашения ТВ сигнала.

Применение методов временного уплотнения позволяет передавать дополнительную информацию без расширения номинальной полосы частот цветного ТВ сигнала и не исключает возможности уплотнения канала связи частотным методом, что существенно повышает эффективность его использования. Цифровая передача данных используется для представления таких услуг, как телетекст, телеигры, передача субтитров, неподвижных ТВ изображений, дополнительное звуковое вещание с сопутствующей графической информацией, вещание текущего времени и даты в кодированной форме. Передача аналоговых сигналов в составе ТВ сигнала получила меньшее распространение и используется в основном в измерительных целях.

Значительная часть дополнительной информации, передаваемой совместно с ТВ сигналом, носит визуальный характер и предназначена для отображения в форме страниц текста или графических изображений на экране соответствующим образом оборудованных ТВ приемников. Такой вид массового информационного обслуживания и соответствующая ему служба вещания цифровых данных, из которых реконструируются текст или изображение, получили название вещательной видеографии или телетекста. Служба телетекста позволяет телезрителю получить разнообразную информацию. Полный перечень передаваемой информации весьма обширен и в каждом конкретном случае определяется техническими возможностями системы и социальным заказом общества.

Телетекст, представляет собой систему информационного вещания, в которой страницы текста или графики передаются в кодированной форме. Кодированная информация восстанавливается с помощью специального декодера и отображается на экране телевизионного приемника. Зритель может выбрать конкретную страницу и отобразить ее на экране. Страница может располагаться вместо или поверх обычного телевизионного изображения. В виде телетекста могут также передаваться экстренные сообщения и субтитры (для лиц с нарушениями слуха или субтитры, переведённые на другие языки), которые можно вставить в изображение.

Типовая страница телетекста, отображаемая на экране ТВ приемника, содержит до 24 строк по 40 символов в каждой строке в виде букв, цифр и графических символов. Каждый телевизионный канал способен передавать до восьми групп страниц, называемых журналом. Каждый журнал содержит до 100 страниц, что обеспечивает общий объем информации 800 страниц. Графические символы можно объединять, создавая простые картинки, например карты прогноза погоды, графики и диаграммы.

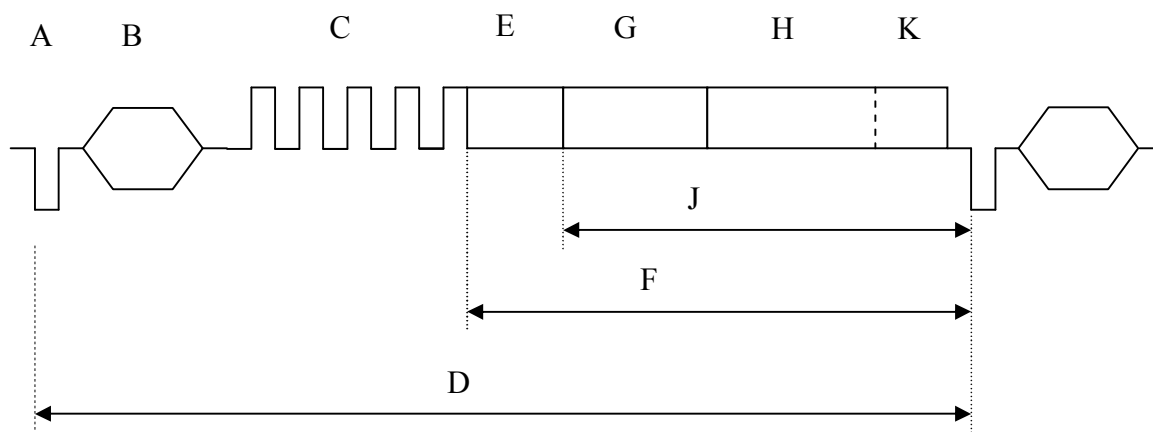
В настоящее время функции системы передачи данных в составе ТВ-сигнала существенно расширились и вышли за рамки собственно телетекста. Они получили обобщающее название «Системы передачи дополнительной информации» и теперь используются в интересах служб телетекста, субтитрования на нескольких языках, вещательной аудиографии, программного управления абонентскими техническими средствами, идентификации программ телетекста и ТВ-вещания, передачи сигналов точного времени, звукового сопровождения (включая синтез звуковых фрагментов), передачи неподвижных полутоновых изображений и т.п.

Международная стандартизация в области телетекста

В связи с широким распространением в мире систем телетекста и необходимостью обеспечения их совместимости при международном обмене ТВ программами, а также с системами видеотекста, МСЭ-Р была принята Рекомендация ВТ. 653, которая определила пути международной стандартизации в области систем телетекста. Рекомендовано странам, желающим создать службу телетекста, выбирать одну из систем, обозначенных как системы А, В, С, D и разработанных соответственно Францией, Великобританией, Канадой и Японией.

Логическая структура различных элементов данных телетекста и их соотношения с ТВ-сигналом представлены на рисунке 5.12.

Строка данных – это ТВ-строка, активная часть которой предназначена для передачи цифровых данных. Под пакетом данных понимается идентифицируемая упаковка информации, включающая в себя: префикс, предназначенный для обеспечения таких функций, как индикация размера, непрерывности пакета и его предназначения; блок данных, содержащий сигналы управления или информацию для пользователя; суффикс в некоторых системах, который выполняет функцию обнаружения или исправления ошибок на уровне пакета. Группа блоков данных, содержащих информацию от одного источника, носит название группы данных.



- A – строчный синхронизирующий импульс;
- B – сигнал цветовой синхронизации (для системы ЦТВ PAL);
- C – сигнал тактовой синхронизации;
- D – строка данных;
- E – сигнал байтовой синхронизации;
- F – вставка данных;
- G – префикс данных (адресная информация);
- J – пакет данных;
- H – блок данных;
- K – суффикс (если есть).

Рисунок 5.12 – Логическая структура элементов данных телетекста

В Рекомендации 653 приводятся 5 видов кодирования источника и определено, что кодовые таблицы знаков и команд отображения рисунков должны быть идентичны соответствующим кодовым таблицам видеотекста. Это обеспечивает возможность сопряжения систем телетекста и видеотекста, высокую степень унификации оборудования, баз данных и абонентских декодеров.

1. Буквенно-цифровое кодирование. Используется для отображения текста. Полный набор знаков включает буквы алфавита, слоговые и идеографические (иероглифы) знаки, знаки препинания, цифры, специальные символы.

2. Мозаичное кодирование. Используется для создания рисунков средствами блочной и сглаженной мозаики и рисуночных образов из линий. Каждый элемент определяет часть узора и занимает на экране одно знакоместо. Возможны две формы представления: раздельная, когда каждый элемент в блоке отделен от соседнего окантовкой, окрашенной в цвет основного фона; непрерывная, когда элементы смыкаются друг с другом.

3. Динамически переопределяемый набор знаков (ДПНЗ). Это набор знаков, форма и число которых могут быть определены на передающей стороне и загружены в память знакогенератора приёмника, который будет использовать их в качестве графических элементов.

4. Геометрическое кодирование. Используется для создания рисунков различных типов из таких элементов, как точки, линии и поверхности.

5. Фотографическое кодирование. Эти коды используются для отображения индивидуальных элементов при воспроизводстве изображений картинного типа. Они включают в себя изображения как полутоновые, так и в виде узоров.

В системах телетекста различные виды кодирования источника используются в сочетаниях. В настоящее время различают три основных типа видеографических систем: буквенно-мозаичные, буквенно-графические и буквенно-фотографические. Для расширения возможностей представления информации с каждым из перечисленных видов кодирования может применяться метод ДПНЗ. Формат отображения информации в первую очередь определяется возможностями ТВ-экрана. В 625-строчных системах на экране можно получить максимум 25 рядов (10 ТВ строк на ряд) по 40 знаков, причём нулевой ряд нельзя использовать для видеографической информации. Поэтому в полезной части экрана можно расположить 960 определенных знакомест. С точки зрения взаимодействия аппаратуры формирования и выдачи данных телетекста и аппаратуры передачи этих данных по ТВ-каналу системы телетекста делятся на синхронные и асинхронные. В синхронных системах положение знака или графического символа на экране жёстко связано с положением байта кода этого знака в пакете данных, введённых в ТВ-строку. В асинхронных системах этой взаимосвязи нет. Поэтому данные системы являются более гибкими с точки зрения возможностей отображения информации, но в то же время более сложными в технической реализации.

Система А

Система А рекомендована для применения в системах телевидения с разрешением 625/50. Основанием для этого стандарта послужила используемая во Франции система телетекста Antiope-Didon, обеспечивающая асинхронную передачу пакетов данных любых источников информации в интервалах свободных строк ТВ-сигнала. В этой системе используется буквенно-мозаичная схема кодирования с применением метода ДПНЗ. Репертуар знаков включает примерно 300 буквенно-цифровых символов и 128 элементов мозаики. ДПНЗ используется для алфавитного расширения нелатинских алфавитов, повторяющихся графических символов и видеографических надписей. Передача данных осуществляется однополярными синусквадратичными импульсами с двоичным кодированием без возврата к нулю (БВН) со скоростью 6,203125 Мбит/с. Строка данных включает 320 битов (байты 1...40), из них первые 16 чередующихся битов из единиц и нулей служат для тактовой синхронизации. Начало данных отстоит на 10,5 мкс от переднего фронта строчного синхроимпульса. Цикловая синхронизация осуще-

свляется по байту 3, причём структура этого байта и определяет длину последующего префикса: 11100111 – длинный префикс, 10110100 – короткий. Во всех байтах данных телетекста проводится проверка на нечетность с целью обнаружения ошибок. Длинный префикс пакета данных содержит 3 байта номера журнала, байт индекса непрерывности и байт формата, определяющий размер пакета. Короткий префикс содержит один байт номера журнала и байт формата. Все эти байты кодируются по Хеммингу кодом 8/4. Величина индекса непрерывности увеличивается на 1 для каждого пакета посылаемого по каналу, что позволяет проверить на приёмной стороне, не был ли потерян из-за помех какой-либо пакет передаваемого журнала.

В системе Antiope-Didon группа данных (страница) передаётся посредством логической единицы, называемой «Запись». Каждая из этих записей состоит из 4 последовательных зон: старт записи, заголовок записи, данные, конец записи. Старт записи кодируется 3 байтами (начало заголовка – старт записи), конец записи – 2 байтами (символ конца текста – конец передачи). Заголовок записи представляет собой серию кодированных по Хеммингу байтов и включает номер страницы (3 байта), байт связанности и последовательность интерпретации. Величины, определяемые байтами номера страницы, дополнительно определяют предварительную классификацию типа сообщения, содержащегося в записи: величины между 0 и 9 – видеографическое сообщение, между 10 и 15 – запись связана с передачей другого вида (например, управление, данные для независимой службы). Байт связанности позволяет осуществить передачу групп данных с размером более 1920 байтов путём их разбиения на несколько соединённых записей. Интерпретирующая последовательность, длина которой динамично изменяется в зависимости от её содержания, доводит до приёмника информацию о типе передаваемого сообщения и его общих характеристиках. Таким образом, в пакете данных системы Antiope-Didon не устанавливается заранее фиксированное место для информации об отображаемом знаке и поэтому существует возможность получать ряды текста любой длины.

Система В

Прототипом её является английская система телетекста WST (World System Teletext), относящаяся к типу синхронных. Буквенно-мозаичное кодирование позволяет передать 128 буквенно-цифровых символов и 88 символов мозаичной графики. Применяется также и метод ДПНЗ. Атрибуты знаков передаются последовательно, что вызывает наличие пробелов в изображениях на этих позициях. Передача информации осуществляется сглаженными импульсами со скоростью 6,9375 Мбит/с с использованием двоичных кодов БВН. Строка данных со-

держит 360 бит (биты 1...45) из них первые 2 байта используется для тактовой синхронизации и представляют собой последовательность единиц и нулей, а байт 3 для байтовой синхронизации – 11100100. Байты 4 и 5 (префикс в пакете данных) несут информацию о номере журнала (3 бита) и номере ряда (5 битов) и дополнительно защищены помехоустойчивым кодом Хемминга 8/4, исправляющим одну ошибку. Используя 3 бита номера журнала, можно организовать 8 независимых журналов, а 5 битов номера ряда позволяют описать каждую страницу с помощью 32 пакетов. Из них 24 пакета используются для отображения ряда знаков (в строке страницы телетекста), а 8 – для передачи различных контрольных и управляющих сигналов, а также вспомогательных данных, расширяющих возможности системы телетекста.

Группа блоков данных, соответствующая странице, начинается с пакета заголовка страницы. Блок данных этого пакета включает в себя 2 байта номера страницы, 6 байтов номера подстраницы и кодов управления, 24 байта изображения ряда заголовка и 8 байтов для передачи текущего времени. Следующие 24 пакета содержат блоки из 40 байтов изображения рядов страницы. Пакеты с номерами 26...29 используются для задания последовательности групп данных, передачи дополнительных атрибутов, обнаружения и исправления ошибок на уровне блоков, организации при необходимости условного доступа к странице. В пакетах 30...31 передаётся информация в интересах независимых служб данных. Все эти пакеты могут не передаваться, и окончание группы данных определяется декодером при поступлении пакета заголовка следующей страницы.

Система С

Основой для этого стандарта послужила канадская система телетекста Telidon, использующая асинхронный принцип передачи, аналогичный применяемому в системе Antiope-Didon, и буквенно-геометрическое кодирование источника. При этом методе команды построения изображения определяют геометрические элементы набора: точка, линия, дуга, прямоугольник и многоугольник. Предусмотрена возможность передачи знаков и графики методом ДПНЗ. По умолчанию формат отображения основан на воспроизведении 20 рядов по 40 знаков. Передача информации осуществляется сглаженными импульсами со скоростью 5,734375 Мбит/с с использованием двоичного кодирования БВН. Строка данных включает 288 битов начинающихся через 10,48 мкс относительно переднего фронта строчного синхроимпульса. Первые 16 битов чередующихся единиц и нулей образуют тактовый синхросигнал, и синхронизация по байтам осуществляется по цикловому коду 11100111. Все байты строки проверяются на нечётность. Пакет данных состоит из пятибайтового префикса, блока данных и одно-

байтового суффикса. Префикс содержит 3 байта номера журнала, байт индекса непрерывности и байт формата пакета. Данные суффикса используются для коррекции одиночных и обнаружения всех двойных ошибок в блоке данных. Группа данных начинается с заголовка, который последовательно передаёт информацию о типе группы (1 байт), её непрерывности (1 байт) и размере (4 байта). Группа данных полностью ограничивает запись – группу блоков информации от одного источника. Запись содержит заголовок, за которым следуют управляющие или информационные данные. Первые 5 байтов заголовка являются обязательными и определяют тип записи (1 байт), длину заголовка (1 байт) и номер страницы в журнале (3 байта). Последующие байты заголовка записи, если они присутствуют, служат для организации дополнительных функций системы и содержат байты расширения номера страницы, классифицирующие последовательности и поле расширения заголовка. Все байты префикса, заголовков группы данных и записи защищены от ошибок кодом Хемминга 8/4.

Система D

Основывается на японской системе телетекста Japanese Teletext и рекомендована для применения в ТВ системах с разложением 525/60. В этой системе могут быть реализованы все 5 методов кодирования источника. Передача данных осуществляется сглаженными импульсами (двоичный код БВН) со скоростью 5,727272 Мбит/с. Строка данных содержит 296 бит (байты 1...37), из которых первые 16 используются для тактовой синхронизации. Байт 3 для цикловой синхронизации имеет вид 11100101. Пакет данных в 272 бита, вводимый в строку, содержит 190 информационных и 82 проверочных бита, что позволяет надёжно защитить его от ошибок. Данные о номере журнала и ряда передаются в префиксе (14 битов), за которым следует блок данных объёмом 22 байта. Последовательно передаваемые по каналу блоки образуют группу данных (программу), полностью описывающую команды управления и данные. Начало группы (заголовки группы данных) идентифицируется по состоянию байта 5 префикса и байта 1 блока данных. Остальные 6 байтов заголовка несут информацию о длине группы, о разграничении последующих данных на блоки страниц, общих командах управления и о классификации программы.

Обобщенная структурная схема системы телетекста

Обобщенная структурная схема системы телетекста приведена на рисунке 5.13. Она включает технические средства формирования пакетов данных, определяемых конкретным стандартом телетекста и средства передачи пакетов данных цифровыми методами по ТВ каналу в составе ТВ сигнала.

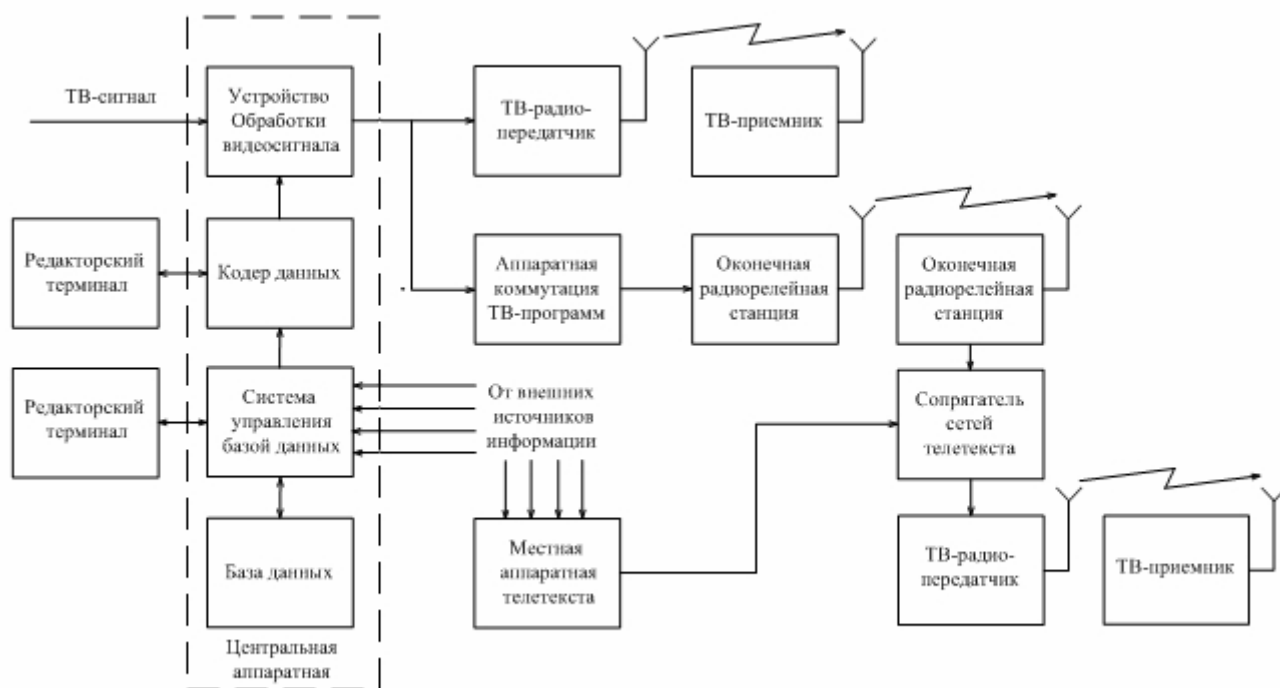


Рисунок 5.13 – Структурная схема построения системы телетекста

Информация, предназначенная для передачи, поступает от заинтересованных организаций и корреспондентов в аппаратную системы телетекста, где записывается в базу данных. Эта изначальная информация преобразуется в форму страниц телетекста с использованием редакторских терминалов (РТ) – специализированных компьютеров, расширенная клавиатура которых позволяет осуществить набор и корректировку страницы в соответствии с принятым протоколом представления информации на экране ТВ-приёмника. Оператор РТ имеет возможность, подключившись к базе данных, просматривать и выбирать информацию, необходимую для формирования страниц. Изменения в исходной информации отражаются и в содержании страниц. Сформированные страницы комплектуются в журнал и хранятся в базе данных. При вещании страницы поступают в кодер, где происходит их преобразование в пакеты импульсов в соответствии с принятым протоколом передачи. В устройстве обработки видеосигнала пакеты импульсов вводятся в заданные строки ТВ сигнала. Устройство обработки также обеспечивает формирование полного цветового ТВ сигнала страниц телетекста в случае выделения под телетекст полного ТВ канала (например, после окончания передачи ТВ программы). Последнее позволяет отображать страницы на обычных телевизорах без декодера телетекста. На выходе устройства обработки присутствует объединённый сигнал телевидения и телетекста, который передается потребителю.

Из приведённого выше краткого перечня информации системы телетекста видно, что часть информации представляет интерес для населения всей страны (региона), а часть носит локальный характер. Поэтому при междугороднем обмене или при вещании на удалённые районы из передаваемого журнала может быть удалена часть страниц, не представляющих интереса для жителей данной местности, а вместо них могут быть введены другие страницы, сформированные в местной аппаратной телетекста. Эту операцию выполняет сопрягатель сетей. Для доступа к информации, передаваемой в системе телетекста, в составе ТВ-приёмника необходимо иметь декодер, который осуществляет выделение пакетов данных страницы, запрошенной пользователем, из ТВ-сигнала программы, обрабатывает их в соответствии с принятым протоколом передачи, формирует R, G, B сигналы знаков телетекста и выводит их на экран ТВ-приёмника.

Раздел 6

ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

- [ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЦИФРОВОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИГНАЛА](#)
- [АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА](#)
- [ФОРМАТЫ ЦИФРОВОГО КОДИРОВАНИЯ ВИДЕОСИГНАЛОВ](#)
- [ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЗВУКОВОГО СИГНАЛА](#)
- [МЕТОДЫ УСТРАНЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ](#)
- [СТАНДАРТЫ МРЕГ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ](#)
- [КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ](#)
-

◀ [К содержанию](#)

6.1 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 $0 \dots F_B$) 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

$$f_D \geq 2F_B \quad (6.1)$$

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 6.1, а), а на второй – импульсы дискретизации (рисунок 6.1, б) с периодом T_D длительностью τ . 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 6.1, в), т. е. промодулированные по амплитуде импульсы. Теоретически длительность τ 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 (рис. 6.1, 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. Если аналоговый сигнал имеет спектр, приведенный на рисунке 6.1, 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 6.1, з) 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 6.1, 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 Δf) 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.

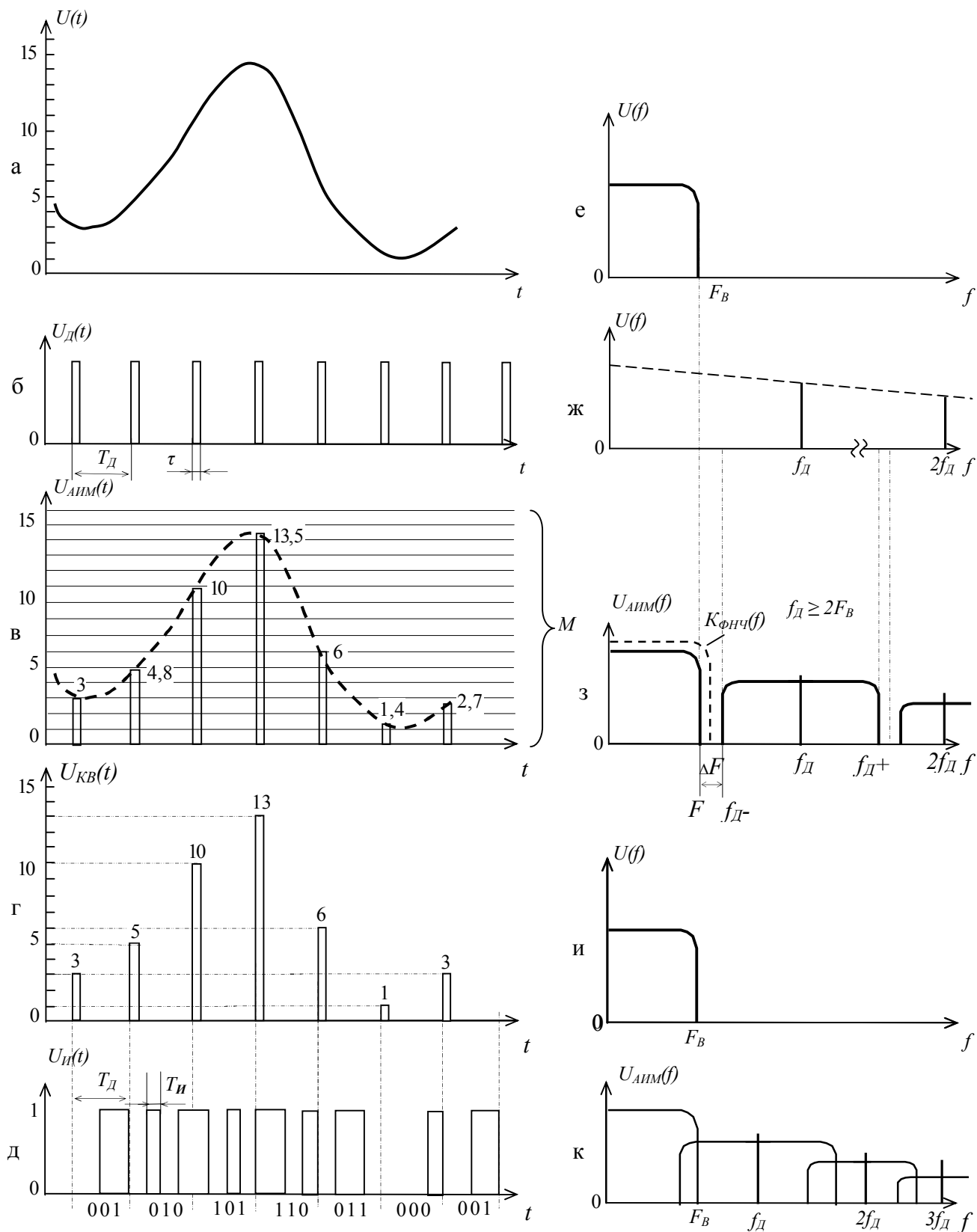
При нарушении условия (6.1) спектры дискретизированного сигнала перекрываются (рисунок 6.1, к) и безыскажённое восстановление аналогового сигнала невозможно. Этот вывод правилен только для дискретизируемых (т.е. аналоговых) сигналов со сплошным спектром, например, звуковых. ТВ сигнал, как известно, имеет дискретный спектр. Поэтому при $f_D < 2F_B$ и выполнении условий:

$$f_D < F_B \text{ и } f_D = (2x+1)(f_{стр}/2), \quad (6.2)$$

где $f_{стр}$ – 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. 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



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 кодированные 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 6.1. – Преобразование аналогового сигнала в цифровой

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 6.1, в, число уровней M взято равным 16 с учётом нулевого и с шагом квантования ΔU_{KB} , в результате амплитуды импульсов (6,9; 9,4; 13; 14,5; 4,6; 1,0; 2,7 на рисунке 6.1, в) принимают ближайшие разрешённые значения (7, 9, 13, 15, 5, 1 и 3 на рисунке 6.1, г). Придание величинам импульсов «округлённых» (квантованных) значений делает сигнал дискретным и по уровням. Величина округления – ошибка квантования – есть разность между передаваемой квантованной величиной и истинным значением аналогового сигнала в момент дискретизации (для рассматриваемого примера Δ_{KB} равно 0,1; 0,4; 0; 0,5; 0,4; 0; 0,3).

Ошибка квантования не может превышать половину шага квантования ΔU_{KB} , ($\Delta_{KB} \leq \Delta U_{KB} / 2$), 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 6.1, 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 τ (рисунок 6.1, г) и не повторяет форму аналогового сигнала. В противном случае могут возникнуть ошибки при форми-

ровании кодовой комбинации. Как следует из рисунка 6.1, д, при ИКМ частота следования двоичных символов («единиц» и «нулей») в цифровом сигнале, называемая тактовой частотой f_T , равна

$$f_T = 1/(T_D/m) = mf_D = 1/T_T \text{ Гц}, \quad (6.3)$$

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

Кодовые слова (комбинации) можно передавать в параллельной или последовательной форме. Для передачи в параллельном коде надо использовать m линий связи (в примере, показанном на рисунке 6.2, $m = 4$). Символы (импульсы) кодового слова одновременно передаются по линиям в пределах интервала дискретизации T_D . В параллельном цифровом потоке по каждой линии в пределах T_D передаётся 1 бит 4-разрядного слова. Для передачи в последовательной форме интервал дискретизации делят на m подынтервалов – тактов. В этом случае символы слова передаются по одной линии, причём на передачу одного символа отводится один такт.

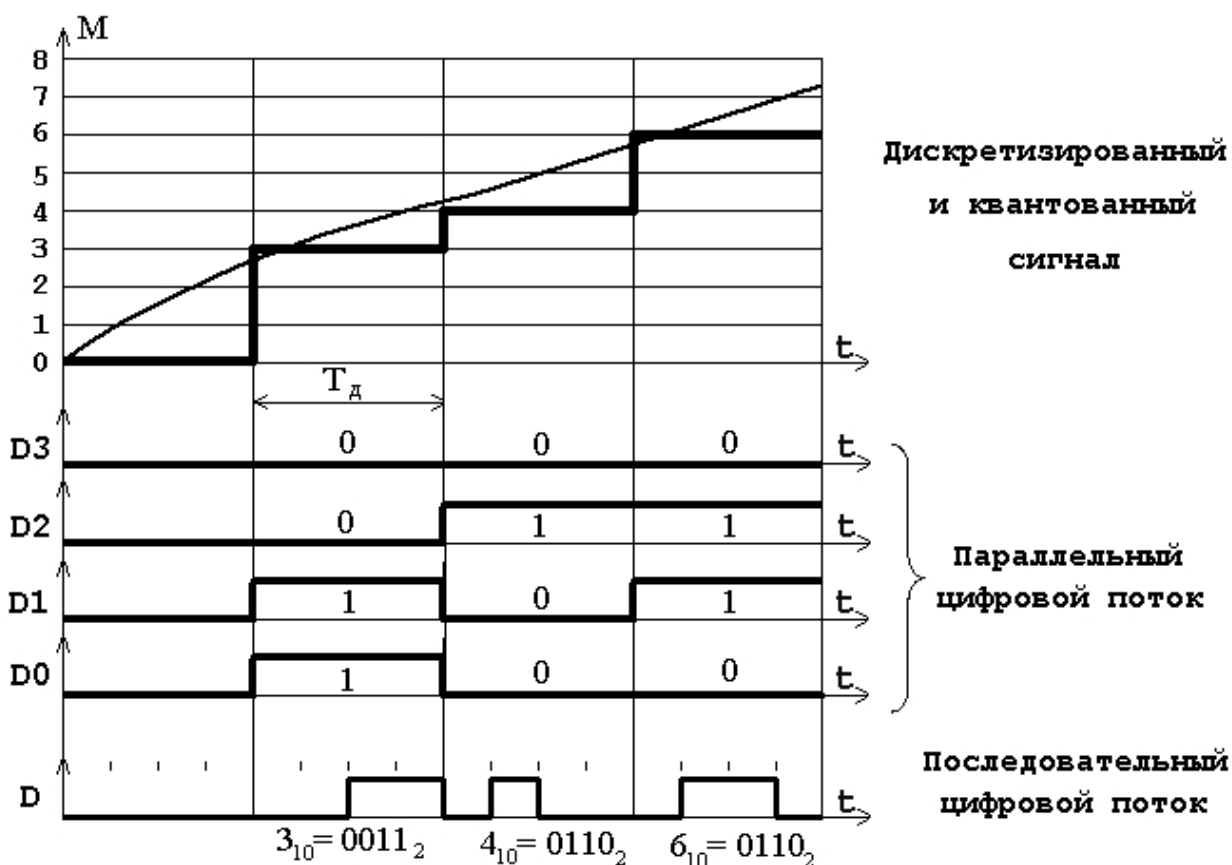


Рисунок 6.2 – Аналого-цифровое преобразование

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

$$f_{Tn} = 1 / (T_D / m \times n) = 1 / (T_T / n) = n f_T,$$

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:

$$C = f_D \times \log_2 M = f_D \times m, \text{ бит/с.} \quad (6.4)$$

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 $C = f_D \times m = 64$ кбит/с (таблица 6.1).

Таблица 6.1 – 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; 0,02...20	32; 44,1	12; 16
Цифровой магнитофон R-DAT и S-DAT	0,02...20; 0,02...14,5; 0,02...22	48 32 44,1	16 16, 12 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; 0,05...10 0,01...6,3	32	16
Цифровое радиовещание DAB	0,02...20	44,1	16
Цифровое телевидение DVB	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 квантования. При равномерной шкале квантования и равновероятных значениях уровней сигнала отношение (в дБ) мощности сигнала P_C к мощности шума квантования $P_{ш.кв.}$ определяется выражением:

$$P_C/P_{ш.кв.} = 6,02m - 20 \lg K + 4,8 \text{ дБ},$$

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

$$P_C/P_{ш.кв.} = 6,02m - 8,2, \text{ дБ}. \quad (6.5)$$

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, так как приращение $\Delta(P_C/P_{ш.кв.})$ пропорционально $6,02m$. Скорость цифрового потока при переходе, например, от 14 разрядов кодирования к 15 увеличивается всего на 7 %, так как приращение $\Delta C = f_D (m_2 - m_1)$, что в процентах составляет $\Delta(C/C_1) \cdot 100\% = [(m_2 - m_1)/m_1] \cdot 100\%$. 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: $C = 48 \times 16 = 768$ кбит/с; при $f_D = 32$ кГц $C = 32 \times 16 = 512$ кбит/с. Полоса частот канала связи, необходимая для передачи цифрового сигнала, приблизительно определяется выражением $\Delta f_K \cong 0,7 C$.

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 цифрового 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 $C = f_D \cdot m$ (6.4), определяемую числом бит/с и характеризующую количество передаваемой информации, и техническую скорость передачи (модуляции), определяемую количеством элементов дискретного сигнала, переданных в секунду:

$$R = 1/\tau, \quad (6.6)$$

где τ – 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.

Дискретизация как АИМ 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 ,

$$U_D(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_D). \quad (6.7)$$

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 (6.1), 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 (6.7),

$$U_{AИМ}(t) = U(t) \cdot U_D(t) = U(t) \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_D) = \sum_{-\infty}^{\infty} U(kT_D). \quad (6.8)$$

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

$$S_{AИМ}(\omega) = S(\omega) \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_D) = \sum_{-\infty}^{\infty} S(k\omega_D \pm \omega). \quad (6.9)$$

На практике вместо δ -импульсов применяют периодическую с периодом T_D последовательность прямоугольных импульсов длительностью τ . 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

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-T_D/2}^{T_D/2} U_D(t) e^{-jk\omega_D t} dt. \quad (6.10)$$

Учитывая, что $e^{-j\omega_D t} = \cos \omega_D t - j \sin \omega_D t$, комплексный спектр представляется в виде косинусоидальной (действительной) и синусоидальной (мнимой) составляющих для каждой компоненты с номером k . При переходе к тригонометрической форме понятие “отрицательная частота” теряет свой смысл и остается только вещественная функция

$$U_D(t) = C_0 + \sum_1^{\infty} 2|C_k| \cos(k\omega_D t + \Theta_K), \quad (6.11)$$

где $C_0 = U_{D,0} \tau / T_D$ – постоянная составляющая,

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

Амплитуда вещественных коэффициентов равна

$$C_k = \left(\frac{U_{D,0} \tau}{T_D} \right) \frac{\sin(k\omega_D \tau / 2)}{(k\omega_D \tau / 2)}. \quad (6.12)$$

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

$$U_{AИМ}(t) = U(t) \left(C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k\omega_D t \right) \quad (6.13)$$

со спектром

$$S_{AИМ}(\omega) = C_0 S(\omega) + \sum_{k=1}^{\infty} C_k S(k\omega_D \pm \omega), \quad (6.14)$$

т.е. в виде суммы спектра исходного сигнала в “весом” C_0 и побочных спектров вокруг k -й гармоники 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 $S(k\omega_D \pm \omega)$ одинаковы для всех $k \geq 1$.

Из (6.14) 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 $f_D, 2f_D$ и т.д., т.е. является суммой повторяющихся с периодом f_D смещенных копий исходного спектра $U(f)$ (см. рисунок 6.1, з). Из рассмотрения этого спектра следует также, что, если выполнено условие $f_D \geq 2F_B$, 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 $K_\Phi(f)$ с полосой пропускания $-f_D/2 \dots +f_D/2$ (а точнее $-F_B \dots +F_B$), спектр сигнала после фильтра $U_\Phi(f)$ совпал бы со спектром исходного сигнала

$$S_{БЫХ. \Phi}(\omega) = K_\Phi(\omega) \cdot S_{AИМ}(\omega) = S(\omega), \quad (6.15)$$

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

а выходной сигнал фильтра был бы копией аналогового сигнала на входе дискретизатора. Однако ФНЧ с идеальной АЧХ нереализуем (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

$$g(t) = \frac{\sin(\omega_D t)}{\omega_D t}. \quad (6.16)$$

Выходной сигнал такого фильтра есть свертка выражений (6.8) и (6.16)

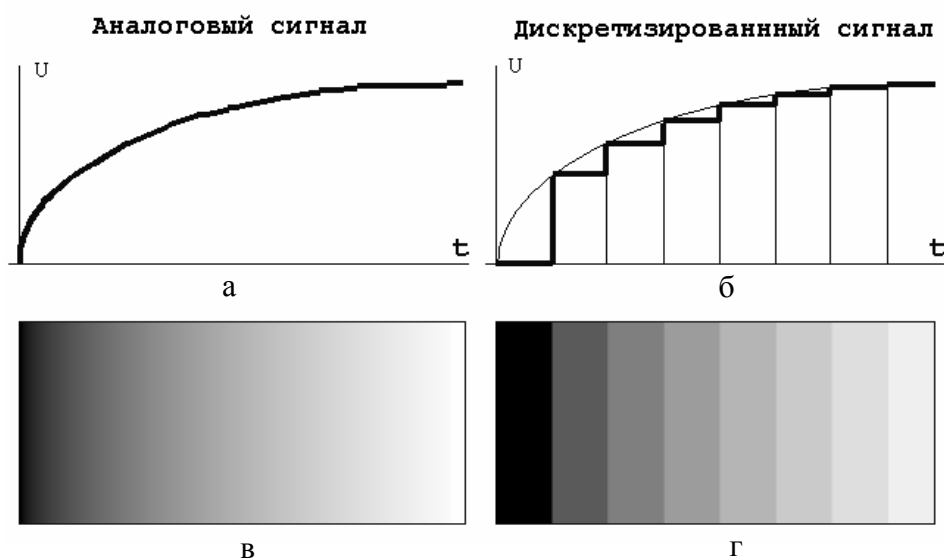
$$U_{\text{ВЫХ.ФНЧ}} = \sum_{-\infty}^{\infty} U(kT_{\text{Д}}) \frac{\sin k\omega_{\text{Д}}(t - kT_{\text{Д}})}{k\omega_{\text{Д}}(t - kT_{\text{Д}})}. \quad (6.17)$$

Из (6.17) следует, что для вычисления одного промежуточного значения функции при $t \neq kT_{\text{Д}}$ нужно просуммировать члены бесконечного ряда. На практике берут $f_{\text{Д}} > 2F_{\text{В}}$ для того, чтобы с помощью ФНЧ с реальной крутизной склона АЧХ можно было бы восстановить аналоговый сигнал (см. рис. 6.1,з). Для ТВ сигнала в соответствии с международными нормами частота дискретизации принята равной $f_{\text{Д}} = 13,5$ МГц. При этом цветоразностные сигналы (ЦРС) можно дискретизировать с меньшей частотой: например при $F_{\text{ВЦРС}} = 3$ МГц берут $f_{\text{Д.ЦРС}} = 6,75$ МГц.

Дискретный характер спектра ТВ сигнала, любая частотная составляющая которого определяется как $mf_{\text{смп}} \pm nf_{\text{пол}}$ в пределах полосы частот $0 \dots F_{\text{В}}$, позволяет в общем случае взять частоту дискретизации $f_{\text{Д}} < 2F_{\text{В}}$ (см. рисунок 6.1, к). Тогда в спектре дискретизированного сигнала побочные спектры будут перекрываться, а побочный спектр вокруг первой гармоники частоты дискретизации – нижняя боковая полоса $f_{\text{Д}} \dots (f_{\text{Д}} - F_{\text{В}})$ будет перекрывать основной $0 \dots F_{\text{В}}$. Степень перекрытия спектров определяется выбранным значением $f_{\text{Д}}$. Ясно, что при восстановлении сигнала с помощью ФНЧ, имеющего частоту среза $F_{\text{В}}$, уже не удастся выделить исходный спектр: к нему будут примешаны компоненты побочных спектров. Тем не менее рассмотренный случай, при котором $f_{\text{Д}} < 2F_{\text{В}}$, 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 $\pm f_{\text{смп}}$ энергия практически близка к нулю, то, выбрав частоту дискретизации из условия (6.2), т.е. $f_{\text{Д}} = \pm f_{\text{смп}}$, можно обеспечить перемежение спектральных составляющих основного и побочного спектров в дискретизированном сигнале. Последнее обстоятельство и позволяет разделить эти спектры гребенчатым фильтром 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 6.3 показан для простейших ТВ сигналов, повторяющихся в каждой строке. Ступенчатая структура дискретизирован-

ного сигнала может быть сглажена (при восстановлении аналогового сигнала) при помощи ФНЧ, если выполняется условие (6.1).



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

Рисунок 6.3 – Дискретизация ТВ сигнала

На рисунке 6.4 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 ($f_D - F = 3 - 2,5 = 0,5$).

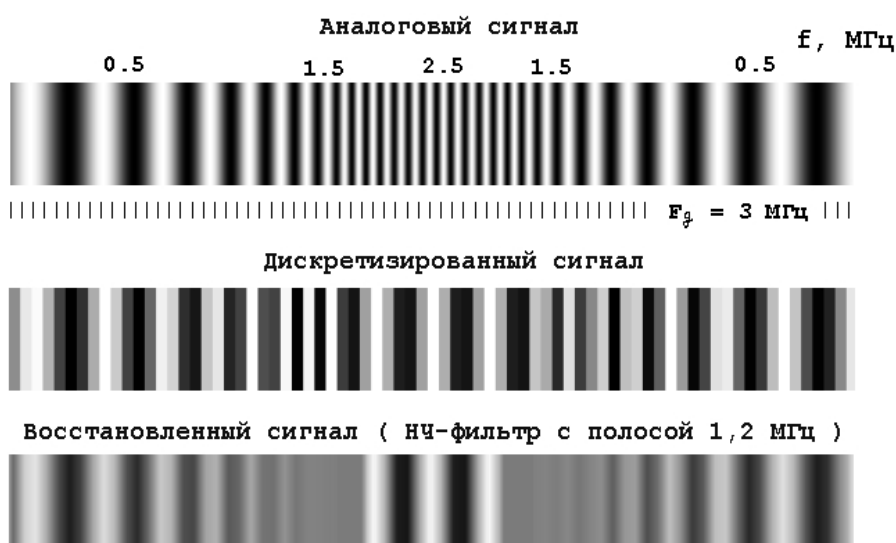


Рисунок 6.4 – Искажение дискретизации

Дискретизация и восстановление аналогового сигнала на временном языке

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

Будем полагать что аналоговый ТВ сигнал дискретизируется с шагом Δt , который в соответствии с (6.1) равен $\Delta t = T_d \leq 1/2F$. Пусть выполняется теоретический предел (рисунок 6.5, а)

$$\Delta t = T_d = 1/2F, \quad (6.18)$$

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:

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (6.19)$$

где комплексный спектр ограничен значениями $-F \dots +F$, т.е., 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 (6.19) целесообразно учесть эти особенности подынтегральной функции и ограничить пределы интегрирования значениями $-F$ и $+F$:

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (6.20)$$

Сначала найдем значение сигнала в дискретные моменты времени $U(k/2F)$, а затем получим формулу для спектра $S(\omega)$ выраженную 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

$$t = k/2F = kT_d, \quad k=1, 2, 3 \dots, \quad (6.21)$$

следующих с шагом (6.18).

Для этого подставим (6.21) в (6.19):

$$U(k/2F) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega(k/2F)} d\omega. \quad (6.22)$$

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

$$S(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{-j\omega(k/2F)}, \quad (6.23)$$

где

$$C_k = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega(k/2F)} d\omega. \quad (6.24)$$

Сравнивая (6.24) и (6.22), видим, что коэффициенты разложения C_k пропорциональны отсчётам функции $U(t)$ в дискретные моменты времени (6.21):

$$C_k = \frac{1}{2F} U(k/2F). \quad (6.25)$$

Тогда сумма (6.1.23) выражается через отсчёты исходной функции

$$S(\omega) = \frac{1}{2F} \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(k/2F) e^{-j\omega(k/2F)}. \quad (6.26)$$

Это значение спектра подставим в (6.20) для определения исходной функции в любой момент времени, тогда

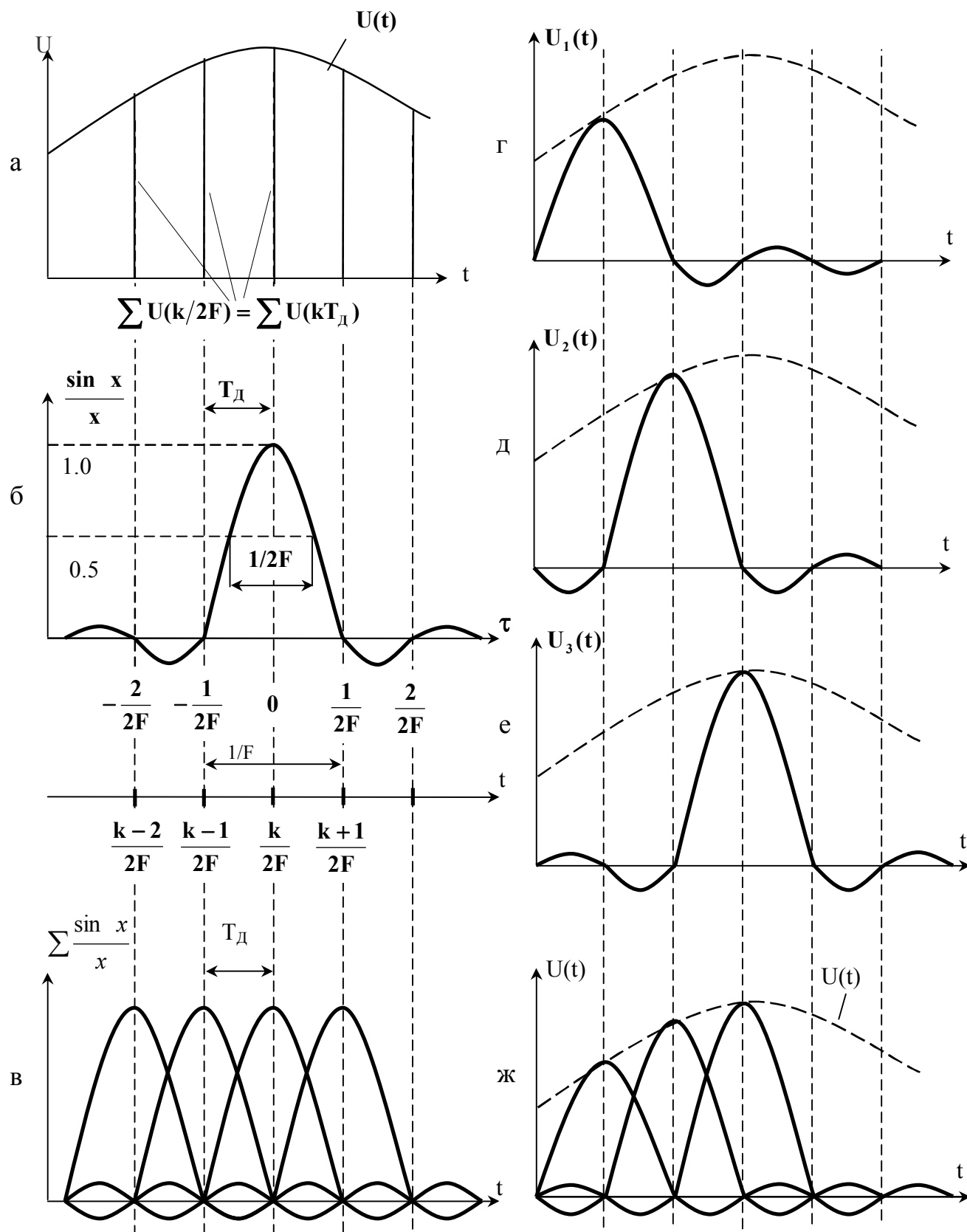
$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(k/2F) e^{-j\omega(k/2F)} \right\} e^{j\omega t} d\omega. \quad (6.27)$$

Изменим порядок суммирования и интегрирования и, произведя интегрирование по круговой частоте ω , получим

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F} \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(k/2F) \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{j\omega(t-k/2F)} d\omega. \quad (6.28)$$

Найдём значение интеграла

$$\begin{aligned} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{j\omega(t-k/2F)} d\omega &= \frac{1}{j(t-k/2F)} e^{j\omega(t-k/2F)} \Big|_{-2\pi F}^{2\pi F} = \frac{\cos \omega \tau + j \sin \omega \tau}{j\tau} \Big|_{-2\pi F}^{2\pi F} = \\ &= \frac{\cos 2\pi F \tau + j \sin 2\pi F \tau - \cos(-2\pi F \tau) - j \sin(-2\pi F \tau)}{j\tau} = \frac{j 2 \sin 2\pi F \tau}{j\tau}, \end{aligned} \quad (6.29)$$



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

Рисунок 6.5 – Разложение сигналов в ряд Котельникова

$$\text{где } \tau = t - k / 2F. \quad (6.30)$$

Подставляя (6.1.29) в (6.1.28), получим

$$U(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} U(k / 2F) \frac{\sin 2\pi F(t - k / 2F)}{2\pi F(t - k / 2F)} = U_1(t) + U_2(t) + U_3(t) + \dots \quad (6.31)$$

Ранее аналогичная формула (6.17) была получена другим путем. Зависимость (6.31) 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 $U(k/2F)$ – отсчетов сигнала и $\sin 2\pi F \tau / 2\pi F \tau$ – функции отсчетов.

С учётом (6.30) начало координат в функции отсчетов смещено в точку $k/2F$, тогда при $\tau \rightarrow 0$ из (6.31) следует неопределенность $\sin 0/0$ для функции отсчетов. После её раскрытия путем взятия производных имеем

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \left[(\sin 2\pi F \tau)' / (2\pi F \tau)' \right] = \lim_{\tau \rightarrow 0} [(2\pi F \cos 2\pi F \tau) / 2\pi F] \rightarrow 1. \quad (6.32)$$

Таким образом, в момент времени $t = k / 2F$ функция отсчетов принимает максимальное значение, равное 1, а в моменты времени $t = (k \pm v)/2F$ при $v = 1, 2, 3 \dots$ – $\sin[2\pi F((k + 1)/2F - k/2F)] / 2\pi F((k + 1)/2F - k/2F) = \sin \pi / \pi$, т.е. функция отсчетов обращается в нуль (рисунок 6.5, 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.

Следовательно, при воздействии суммы δ -импульсов с шагом T_d на ФНЧ на его выходе получается постоянное напряжение (рисунок 6.5, в).

После дискретизатора амплитудные значения δ -импульсов будут пропорциональны мгновенным амплитудам аналогового сигнала в моменты времени (6.21), а после ФНЧ – огибающая $U(t)$ (рисунок 6.5, ж), будет повторять форму аналогового сигнала (т.е. равна сумме $U_1(t)$, $U_2(t)$, $U_3(t)$ и т.д. на рисунке 6.5, г-е), что наглядно показывает физический смысл разложения $U(t)$ в ряд Котельникова (6.31).

6.2 АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА

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 f_d выбирают $f_d > 2F_{\text{с}} = 13,5$ 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

$$f_{\text{СТР}} = z_K \cdot f_K = z_K \cdot f_{\text{ПОЛ}} / 2, \quad (6.34)$$

и для двух стандартов разложения при чересстрочной развертке равна

$$625/50: f_{\text{СТР},1} = 625 \cdot 50 / 2 = 15625 \text{ Гц}, \quad (6.35)$$

$$525/59,94: f_{\text{СТР},2} = 525 \cdot 59,94 / 2 = 15734,25 \text{ Гц}. \quad (6.36)$$

При выборе f_d исходят из двух условий. Во-первых, частота дискретизации должна удовлетворять теореме отсчетов (6.1), т.е. быть равной не менее 12 МГц. Во-вторых, она должна быть кратной частоте строк

$$f_d = n_1 f_{\text{СТР},1} = n_2 f_{\text{СТР},2}. \quad (6.37)$$

Выполнение условия (6.37) 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 $f_{\text{НОК}}$ для 15625 Гц и 15734,25 Гц является

$$f_{\text{НОК}} = k_1 \cdot 15625 = k_2 \cdot 15734,25 = 144 \cdot 15625 = 143 \cdot 15734,25 = 2,25 \text{ МГц}. \quad (6.38)$$

Ближайшим значением f_d , удовлетворяющим условиям (6.1) и (6.37), т.е. $f_d \geq 2F_B$ и $f_d = n f_{\text{СТР}}$, является

$$f_d = k_3 f_{\text{НОК}}, \quad (6.39)$$

* В цветном ТВ по стандарту NTSC частота полей должна равняться 59,94 Гц

в котором $k_3 > 5$ для выполнения требования (6.1).

Таким образом, значение частоты дискретизации равно

$$f_D = 6 f_{\text{НОК}} = 6 \cdot 2,25 = 13,5 \text{ МГц} \quad (6.40)$$

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

Тогда по выражению (6.37) находим значения n_1 и n_2 :

$$n_1 = f_D / f_{\text{СТР.1}} = 13,5 \cdot 10^6 / 15625 = 864; \quad (6.41)$$

$$n_2 = f_D / f_{\text{СТР.2}} = 13,5 \cdot 10^6 / 15734,25 = 858. \quad (6.42)$$

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-R 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 раздельного кодирования яркостного (Y) и цветоразностных (ЦРС) сигналов (таблица 6.2).

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

$$f_{\text{ОП.Д}} = k_4 f_{\text{НОК}} = 1,5 \cdot 2,25 = 3,375 \text{ МГц}. \quad (6.43)$$

Таблица 6.2 – Иерархия цифровых стандартов для раздельного 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 S 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

$$n_{\Sigma} = n_Y + 2 n_{\text{ЦРС}} = 864 + 2 \cdot 432 = 1728 \quad (6.44)$$

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 $n_{\Sigma} / T_{\text{СТР1}}$ кодовых слов или

$$C_{\text{К.С.}} = n_{\Sigma} \cdot f_{\text{СТР.1}} = 1728 \cdot 15625 = 27 \text{ М код. слов/с.} \quad (6.45)$$

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

$$C = C_{\text{К.С.}} \cdot m = 27 \cdot 8 (10) = 216 (270) \text{ Мбит/с.} \quad (6.46)$$

Варианты 4:1:1 и 4:2:0 имеют одинаковые скорости C цифровых потоков, равные $C_{4:1:1} = 13,5 \cdot 8 + 3,375 \cdot 8 + 3,375 \cdot 8 = 162 \text{ Мбит/с}$ и $C_{4:2:0} = 13,5 \cdot 8 + 6,75 \cdot 8 = 162 \text{ Мбит/с}$, 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.

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 известному выражению

$$M = \ln K / \ln (1 + \delta), \quad (6.47)$$

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

δ – пороговый контраст. Его значение 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 (контур), особенно заметные на участках постоянной или медленно изменяющейся яркости необходимо выполнить условие

$$(L_{i+1} - L_i) < \Delta L, \quad (6.48)$$

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

ΔL – 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:

$$\delta = \Delta L / L_{\phi} = \text{const}, \quad (6.48)$$

где L_{ϕ} – яркость фона или яркость участка сравнения, т.е. L_i .

Если в (6.47) подставить значение $K = 100$ и $\delta = 0,02$, то получается значение, равное 230, что соответствует обычно предлагаемой норме

$$M = 2^m = 2^8 = 256, \quad (6.49)$$

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

Необходимо отметить, что $\delta = 0,02$ достигается в условиях адаптации глаза к выбранной освещенности фона при достаточно длительном рассматривании, что в телевидении редко 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-, 7- и только потом 8-разрядное кодирование.

Однако квантование по логарифмической шкале тоже обладает избыточностью, если при этом фиксируется пороговый контраст δ . Столь значительное число уровней квантования, которое было определено по выражению (6.47), 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

$$H_{\text{ср}} = H_{\text{макс}} = \sum_1^M p(L_i) \log \frac{1}{p(L_i)} = \log_2 M, \text{ бит/э}, \quad (6.50)$$

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

Пороговый контраст δ увеличивается на порядок и даже на 2 порядка при уменьшении размеров ΔS 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 $(1...2)\tau_{эл} - \phi p$; групповые структуры – *гс*). Экспериментально установлены следующие значения δ для этих 3-х структур изображения: $\delta_{ня} = 0,02...0,05$; $\delta_{\phi p} = 0,2...0,5$; $\delta_{гс} = 0,8...1,1$.

Определим значения M и H находим по выражениям (6.47) и (6.50) для указанных структур изображения:

$$\begin{aligned} M_{ня} &= 256, & H_{ня} &= 8 \text{ бит/э}; \\ M_{\phi p} &= 8...14, & H_{\phi p} &= 3...4 \text{ бит/э}; \\ M_{гс} &= 4...5, & H_{гс} &= 2...3 \text{ бит/э}. \end{aligned} \quad (6.51)$$

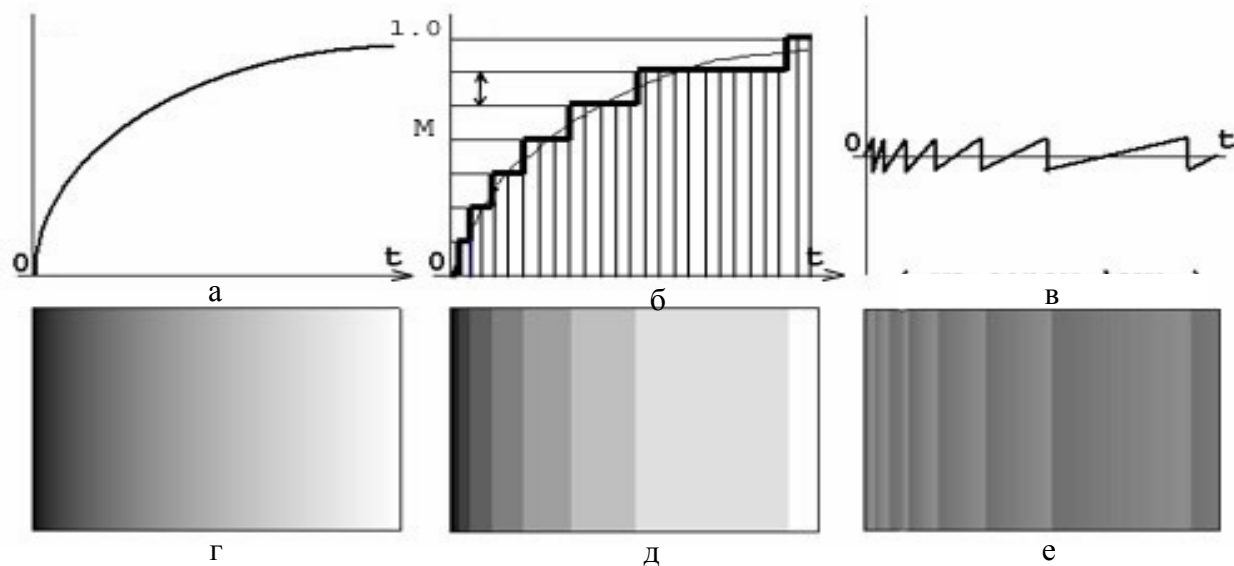
Таким образом, учёт зависимости $\delta = \varphi(\Delta S)$ позволяет уменьшить количество информации на элемент (отсчет) в $H_{\max} / H_{\phi p} = 2,7$ и $H_{\max} / H_{гс} = 4$, т.е. в среднем в 3 раза, при этом на участках постоянной или плавно изменяющейся яркости скорость также может быть уменьшена в 3 раза, если дискретизировать с частотой $f_d/3$, что вполне объяснимо. В качестве примера на рисунке 6.6 представлены 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 6.7 на котором приведены квантованные на 4 и 128 уровней изображения и соответствующие им картинки 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 6.7, г увеличен в 128 раз.

Шумы квантования. Мощность шумов квантования.

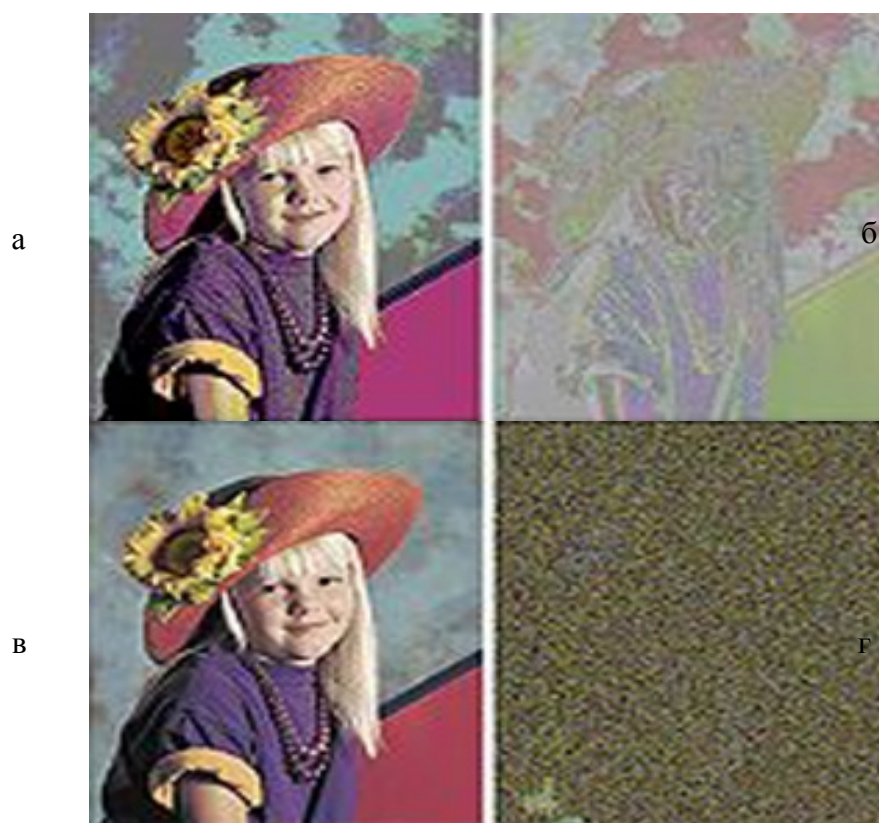
Расчет защищенности от шумов квантования

Операция квантования с шагом $\Delta U_{кв.}$ в результате которой аналоговые по уровням отчеты заменяются на близлежащие разрешенные уровни, ведет к появ-



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

Рисунок 6.6 – Квантование ТВ сигнала и шумы квантования



а, в – квантование на 4 и 128 уровней соответственно;
 б, г – картинки шумов квантования

Рисунок 6.7 – Влияние числа уровней квантования на качество изображения

лению ошибок квантования. Мощность и эффективное напряжение шума квантования определяются по известным выражениям

$$P_{ш.кв} = \Delta U_{KB}^2 / 12, \quad (6.52)$$

$$U_{ш.кв} = \sqrt{P_{ш.кв}} = \Delta U_{KB} / \sqrt{12}. \quad (6.53)$$

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

$$U_C = \Delta U_{KB} M, \quad (6.54)$$

где M – количество уровней квантования.

На основании (6.53) и (6.54) запишем формулу для расчета отношения сигнал/шум квантования ТВ сигнала при линейной шкале

$$\left(\frac{U_C}{U_{ш.кв}} \right)_{дБ} = 20 \lg \frac{\Delta U_{KB} M}{\Delta U_{KB} / \sqrt{12}} = 20 \lg \frac{2^m}{(\sqrt{12})^{-1}} = 6,02m + 10,8 \text{ дБ}, \quad (6.55)$$

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

Результаты расчета по (6.55) сведены в таблицу 6.3.

Таблица 6.3 – Результаты расчета отношения сигнал/шум квантования

Число бит/отсчет, m	Отношение сигнал/шум квантования, дБ
8	58,8
9	64,8
10	70,8
11	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, видеомэгнитофона и т.п.). 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 шумы датчика сравнивались с $U_C/U_{ш.кв}$ (рисунок 6.8, а). При этом, если ПЗС-датчик и АЦП имеют одинаковое отношение сигнал/шум, то результирующее значение будет на 3 дБ меньше.

ся для представления сигнала между уровнями черного и 100% номинальным уровнем белого, а остальные примерно 3 бита отводятся для кодирования пикового уровня белого (рисунок 6.9, а). Сжатие переэкспонированных сигналов полностью осуществляется в цифровом виде.

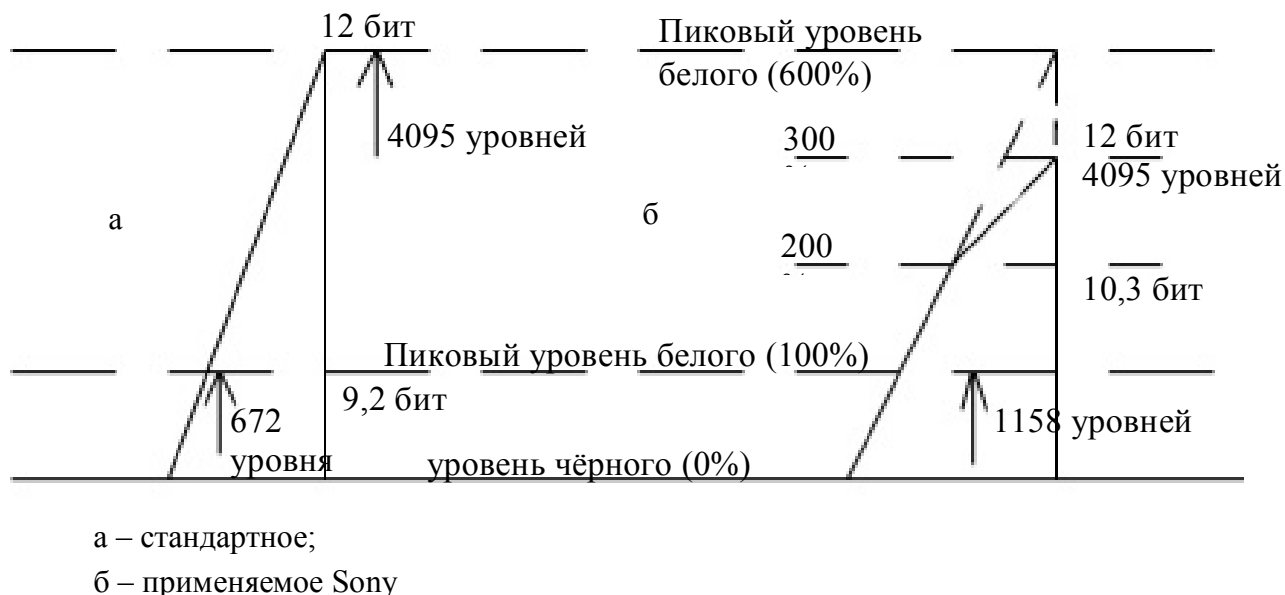


Рисунок 6.9 – 12-разрядное кодирование ТВ сигнала

Для новой ТВ камеры Sony разработала новый ПЗС-датчик с отношением сигнал/шум, равным 66 дБ, что привело к необходимости увеличить отношение сигнал/шум_{кв} значительно выше этого значения, до (72...76) дБ.

Поэтому Sony использует перед 12-битным АЦП аналоговую обработку (рисунок 6.8, б) с загибом амплитудной характеристики pre-knee («предколено»). 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.

6.3 ФОРМАТЫ ЦИФРОВОГО КОДИРОВАНИЯ ВИДЕОСИГНАЛОВ

Цифровое кодирование компонентных видеосигналов

Компонентный телевизионный видеосигнал может быть представлен в цифровой форме в соответствии с Рекомендацией ITU-R 601. Эта рекомендация устанавливает правила раздельной дискретизации, квантования и кодирования сигнала яркости Y и двух цветоразностных сигналов R-Y (C_r) и B-Y (C_b). Частота дискретизации для яркостного сигнала Y установлена равной 13,5 МГц, для цветоразностных сигналов – 6,75 МГц, т.е. частота дискретизации яркостного сиг-

нала в 2 раза больше частоты дискретизации цветоразностных сигналов. Если взять, как принято, в качестве условной (базовой для иерархии цифровых стандартов) единицы частоту 3,375 МГц, то частоты дискретизации яркостного и двух цветоразностных сигналов будут находиться в соотношении 4:2:2, которое и дает часто используемое название стандарта.

При таких значениях частот дискретизации можно практически преобразовать без искажений в цифровую форму сигнал яркости в полосе до 5,75 МГц, а цветоразностные сигналы – в полосе до 2,75 МГц. Стандарт 4:2:2 используется в качестве "базового" при оценке других вариантов дискретизации, и на значение 5,75 МГц часто ссылаются как на границу полной полосы ТВ сигнала. Рисунок 6.10 показывает дискретизацию компонентного телевизионного сигнала на примере сигнала цветных полос.

Длина кодового слова – 10 двоичных разрядов – битов (в первоначальном варианте – 8 битов), что позволяет перенумеровать 1024 уровня квантования. Однако числа 0..3 и 1020..1023 резервируются для цифровых синхронизирующих сигналов. Для квантования яркостного сигнала выделяется 877 уровней (значение черного в видеосигнале соответствует уровню квантования 64, а номинальное значение белого – уровню 940). Для квантования цветоразностных сигналов выделяется 897 уровней, причем нулевому значению аналогового сигнала соответствует уровень квантования 512 (см. рисунок 6.10).

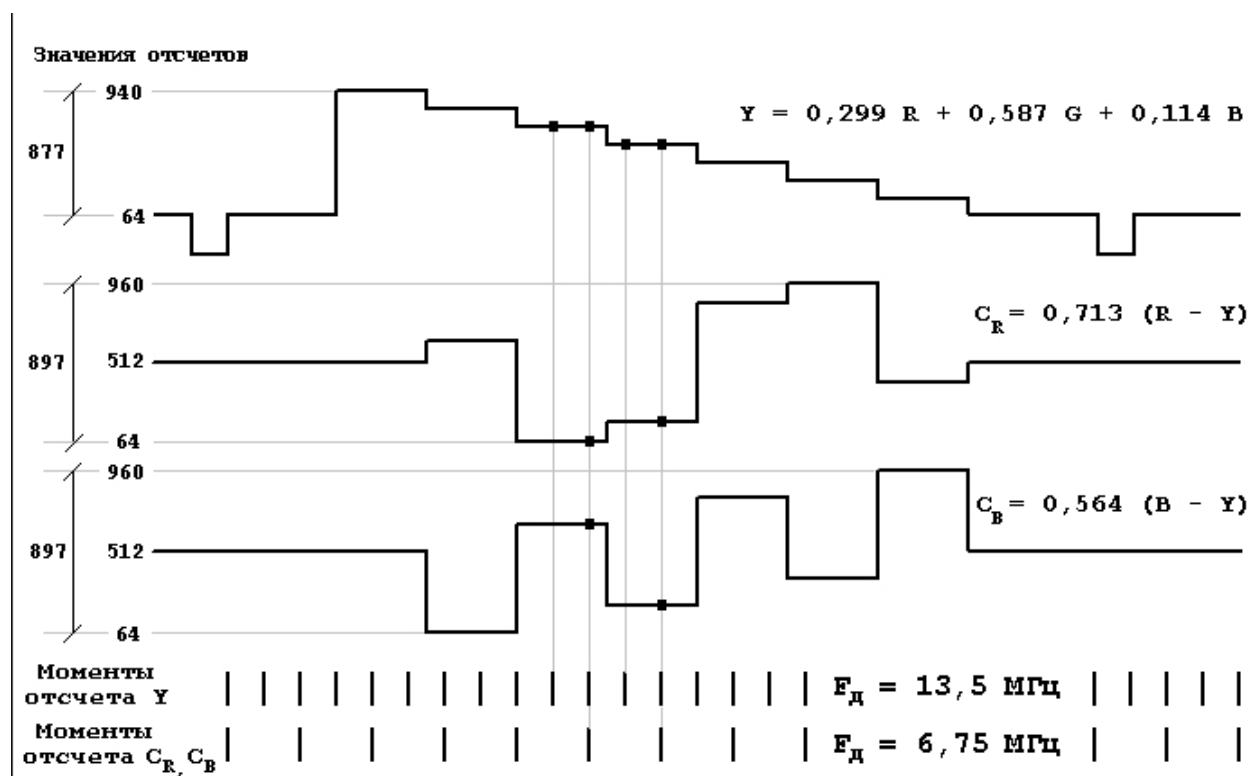
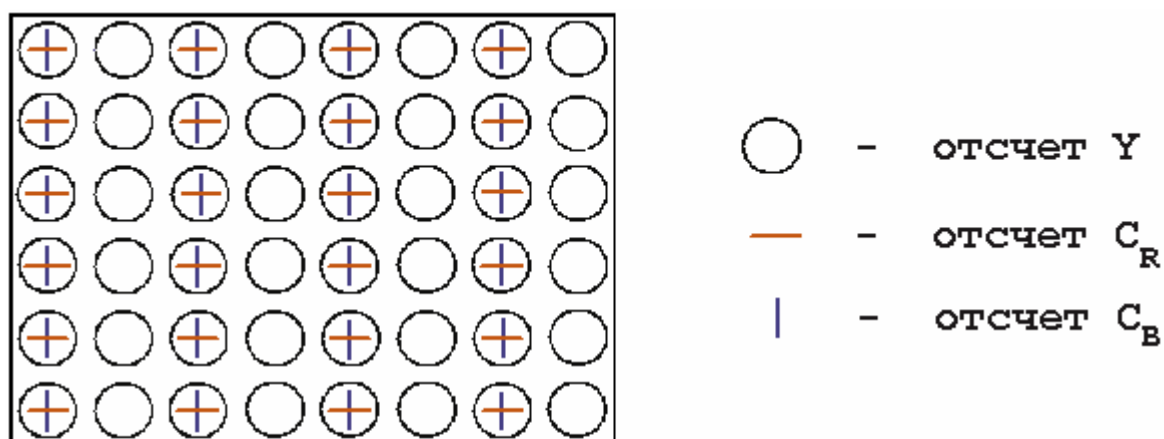


Рисунок 6.10 – Кодирование компонентного видеосигнала (4:2:2)

Кодированию подлежат гамма-корректированные сигналы. Приведенные диапазоны уровней квантования часто используются при сравнении с другими вариантами квантования. В этом случае на них часто ссылаются как на показатели динамического диапазона или полного разрешения по уровню сигнала, поскольку число уровней квантования определяет шум квантования и, соответственно, динамический диапазон. В этом же смысле иногда говорят о 10-битном разрешении.

Частоты дискретизации представляют гармоники строчной частоты, что обеспечивает неподвижную ортогональную структуру отсчетов ТВ изображения (рисунок 6.11). Величинам 13,5 и 6,75 МГц кратна, как частота строчной развертки стандарта телевизионного разложения 625/50, так и частота развертки стандарта 525/60. Собственно, выбор в качестве базовой именно частоты 3,375 МГц во многом связан с соображениями кратности с частотами строчной развертки двух мировых стандартов разложения. Это важно потому, что позволило ввести единый мировой стандарт цифрового кодирования компонентного видеосигнала, при котором в активной части строки содержится 720 отсчетов яркостного сигнала и по 360 – каждого цветоразностного. Различие в системах 625/50 и 525/60 заключается в разном числе строк и несколько отличающейся длительности интервала гашения.



Число отсчетов в активной части кадра

$Y = 720 \times 576$	(576 строк по 720 отсчетов)
$C_R = 360 \times 576$	(576 строк по 360 отсчетов)
$C_B = 360 \times 576$	(576 строк по 360 отсчетов)

Рисунок 6.11 – Структура дискретизации при кодировании 4:2:2

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 (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.

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 стандарты 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 $\pm 0,025$ дБ в пределах 0...7,33 МГц и $\pm 0,05$ дБ в пределах 7,33...7,67 МГц с затуханием не менее 12 дБ на частотах 9,0...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...3,67 МГц и затуханием не менее 6 дБ на частотах 4,60...5,33 МГц и не менее 40 дБ – выше 5,33 МГц. Стандарт 4:4:4 рекомендован для источников ТВ сигнала и обработки высококачественного видеосигнала с одинаковой f_d для всех сигналов.

Существуют и другие форматы представления компонентного сигнала в цифровом виде. Кодирование по стандарту 4:4:4 предполагает использование частоты 13,5 МГц для всех трех компонентов: R, G, B или Y, C_r, C_b (рисунок 6.12). Это означает, что все компоненты передаются в полной полосе. Для каждого компонента в активной части кадра оцифровывается 576 строк по 720 элементов. Скорость цифрового потока при 10-битовом слове составляет 405 Мбит/с.

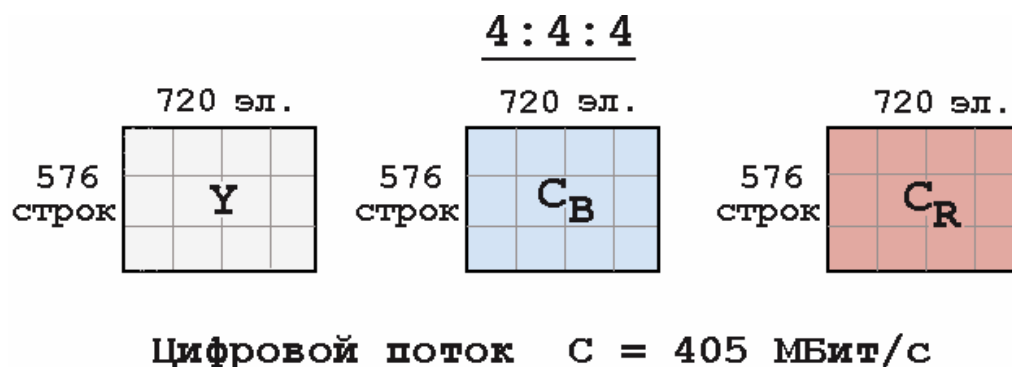


Рисунок 6.12 – Кодирование компонентного видеосигнала (4:4:4)

Формат 4:4:4:4 описывает кодирование четырех сигналов (рисунок 6.13), три из которых являются компонентами видеосигнала (R, G, B или Y, C_r, C_b), а четвертый (альфа-канал) несет информацию об обработке сигнала, например, о прозрачности изображения переднего плана при наложении нескольких изображений. Дополнительным четвертым сигналом может также быть сигнал яркости Y в дополнении к сигналам основных цветов R, G, B. Частота дискретизации всех сигналов – 13,5 МГц, т.е. все сигналы передаются в полной полосе. Скорость передачи данных при 10 битах на слово равна 540 Мбит/с.

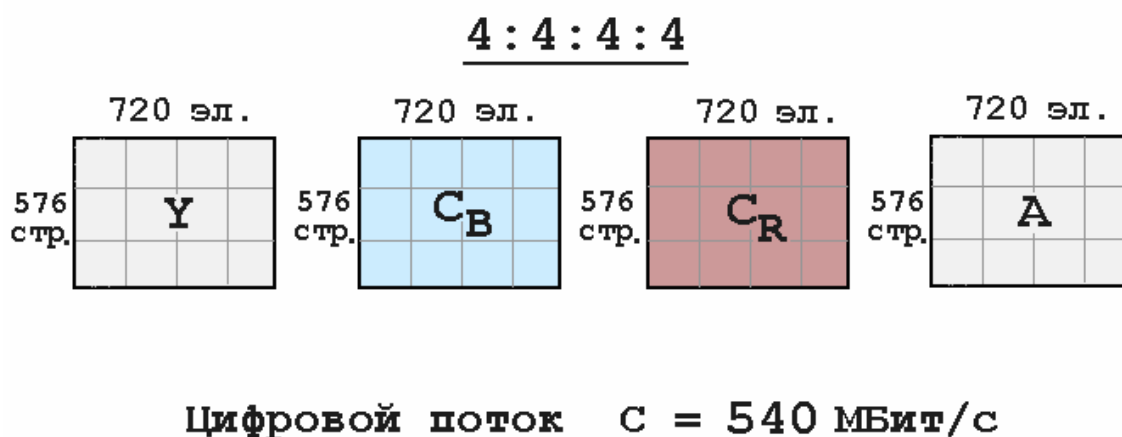


Рисунок 6.13 – Кодирование компонентного видеосигнала (4:4:4:4)

Формат 4:1:1 предлагает двукратное уменьшение частоты дискретизации цветоразностных сигналов (в сравнении со стандартом 4:2:2). Яркостной сигнал Y дискретизируется с частотой 13,5 МГц, а цветоразностные (C_r и C_b) – 3,375 МГц. Это означает и двукратное уменьшение горизонтального разрешения в цвете. В активной части кадра 576 строк, каждая из которых содержит 720 элементов сигнала яркости и по 180 – цветоразностных сигналов (рисунок 6.14).

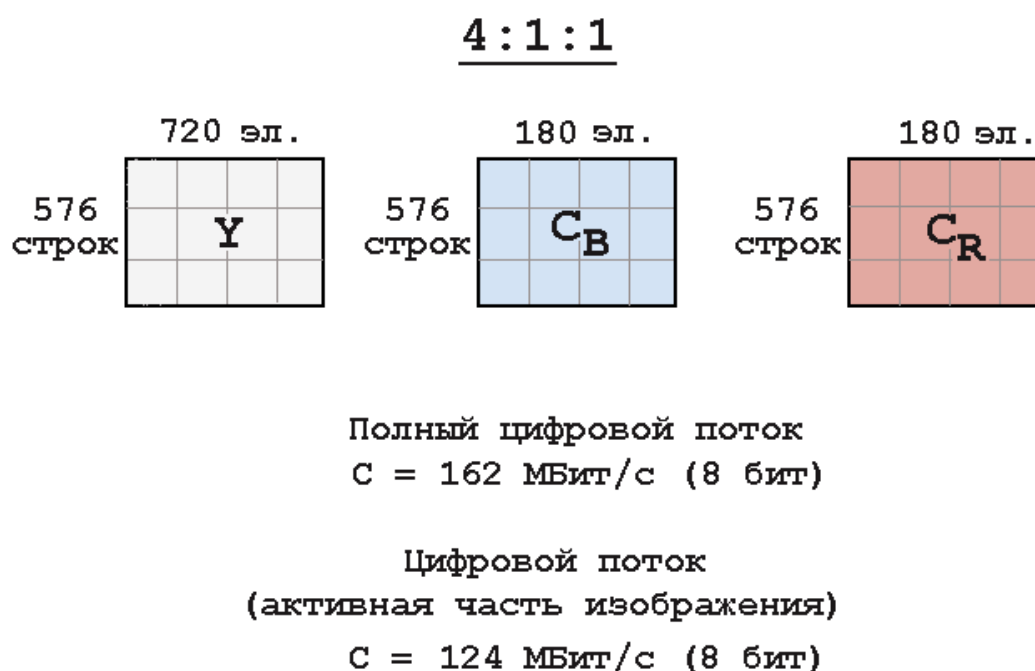
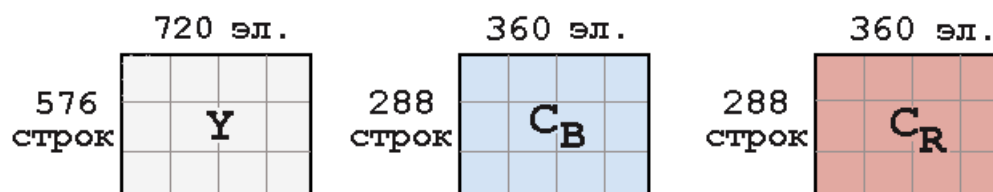


Рисунок 6.14 – Кодирование компонентного видеосигнала (4:1:1)

Формат 4:2:0 предлагает изображение, в котором яркостная компонента Y содержит в активной части кадра 576 строк по 720 отсчетов, а цветоразностные компоненты C_r и C_b – 288 строк по 360 отсчетов (рисунок 6.15).

Варианты кодирования 4:1:1 и 4:2:0 характеризуются одинаковой скоростью передачи данных – 202,5 Мбит/с для длины кодового слова в 10 бит и 162 Мбит/с – для 8 бит на слово. Если передавать только активную часть изображения (без обратного хода), то величина цифрового потока при 8 битах на слово составит 124 Мбит/с. Цифровые сигналы этих двух форматов могут быть получены из сигналов стандарта 4:2:2 путем предварительной обработки и децимации (прореживания отсчетов) с целью сокращения скорости потока. Формат 4:1:1 оказывается более удобным для систем со стандартом разложения 525/60, а формат 4:2:0 – для систем 625/50. Это связано с тем, что потеря вертикальной четкости более заметна в системе с меньшим числом строк (525/60), а потеря горизонтальной четкости более заметна в системе 625/50.

4 : 2 : 0



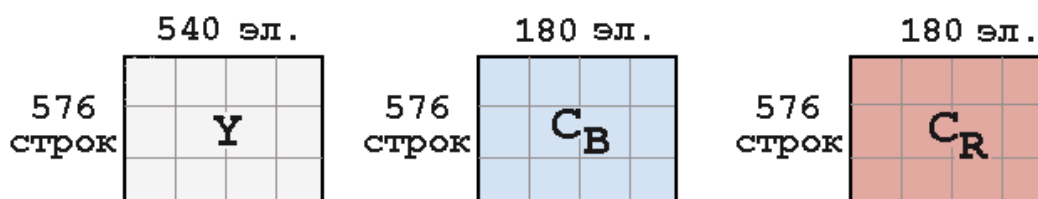
Полный цифровой поток
 $C = 162 \text{ МБит/с (8 бит)}$

Цифровой поток
 (активная часть изображения)
 $C = 124 \text{ МБит/с (8 бит)}$

Рисунок 6.15 – Кодирование компонентного видеосигнала (4:2:0)

Находит применение формат 3:1:1, в котором уменьшено (в сравнении с 4:2:2) горизонтальное разрешение и для яркостной компоненты (с 720 до 540), и для цветоразностных (с 360 до 180). Активная часть кадра содержит 576 строк с 540 отсчетами яркостной компоненты и 180 отсчетами для цветоразностных (рисунок 6.16). Скорость передачи данных формата 3:1:1 составляет 135 Мбит/с при 8 битах на один отсчет.

3 : 1 : 1



Полный цифровой поток
 $C = 135 \text{ МБит/с (8 бит)}$

Цифровой поток
 (активная часть изображения)
 $C = 104 \text{ МБит/с (8 бит)}$

Рисунок 6.16 – Кодирование компонентного видеосигнала (3:1:1)

Для значительного сокращения скорости потока (например, в CD-ROM приложениях) разрешение яркостной компоненты снижается примерно в 2 раза по вертикали и по горизонтали, а цветоразностных – в 4 раза по вертикали и в 2 раза по горизонтали (в сравнении со стандартом 4:2:2).

Такой вид представления описывается форматом CIF (Common Interchange Format). Один кадр этого формата содержит в активной части 288 строк по 352 отсчета для яркостной компоненты и 144 строки по 176 отсчетов для цветоразностных компонент (рисунок 6.17). При передаче только активной части изображения скорость потока составляет около 30 Мбит/с при 8 битах на отсчет.

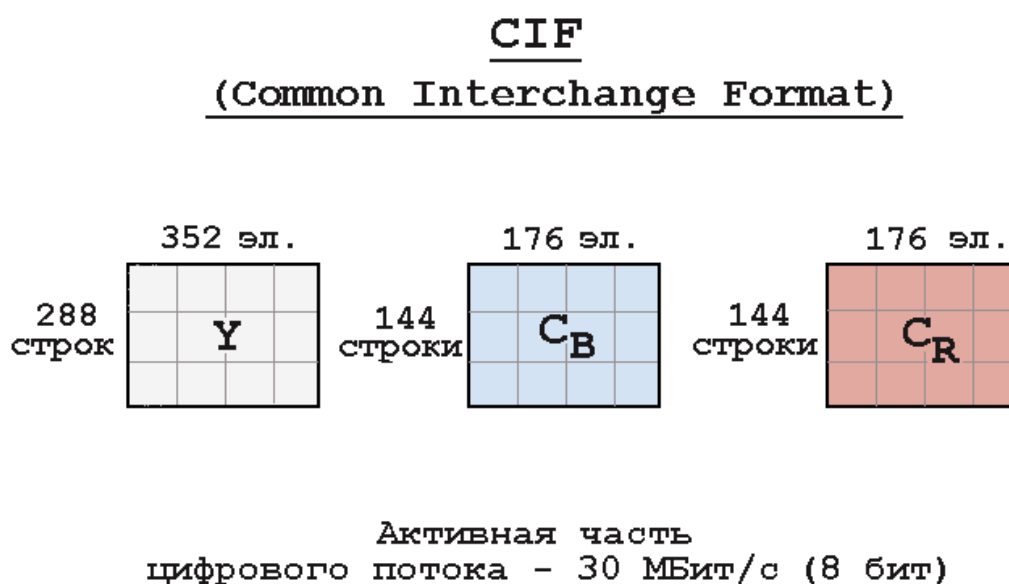


Рисунок 6.17 – Кодирование компонентного видеосигнала CIF

Цифровое представление композитного сигнала

Композитный сигнал по системам PAL и NTSC дискретизируется с частотой $4f_{sc}$, равной четвертой гармонике цветовой поднесущей. Рисунок 6.18 иллюстрирует дискретизацию и квантование композитного телевизионного видеосигнала (в качестве сигнала показан сигнал цветных полос). В системе NTSC строка содержит 910 отсчетов, из которых 768 образуют активную часть цифровой строки. В системе PAL на интервал аналоговой строки приходится нецелое число отсчетов с частотой $4f_{sc}$. Это обусловлено тем, что в системе PAL помимо четвертьстрочного сдвига используется дополнительный сдвиг частоты поднесущей на частоту кадров (25 Гц). Для сохранения непрерывного цифрового потока отсчетов, следующих с постоянной частотой $4f_{sc}$, в системе PAL длительность цифровой строки принята не равной длительности аналоговой строки. Все строки поля (за исключением двух) содержат по 1135 отсчетов, а две – по 1137.

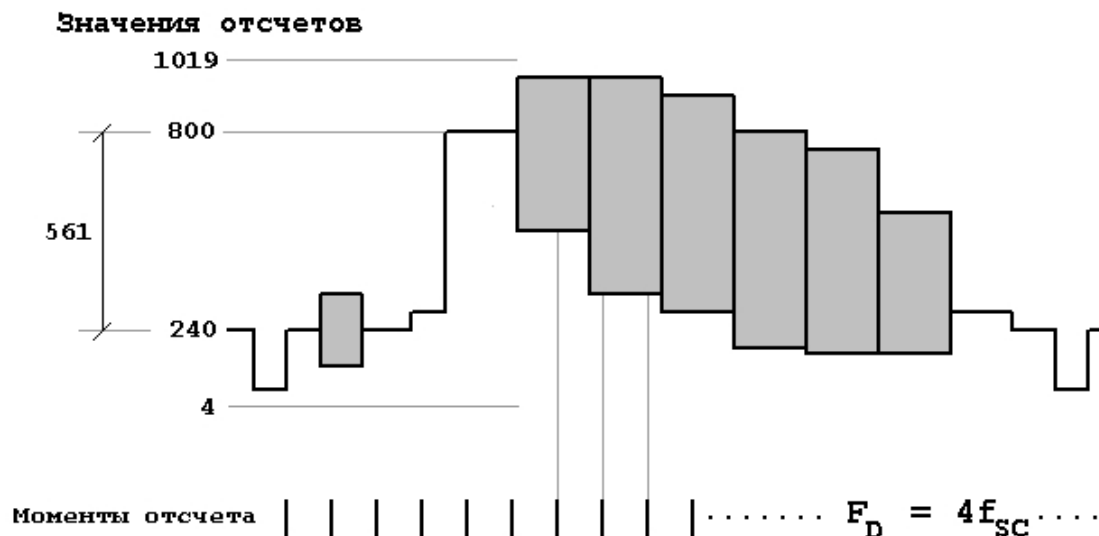


Рисунок 6.18 – Кодирование компонентного видеосигнала ($4f_{sc}$)

Длина кодового слова – 10 бит (в первоначальном варианте – 8). Необходимость цифрового кодирования фронта и среза синхроимпульсов композитного аналогового сигнала приводит к тому, что для диапазона от номинальной величины черного до номинального белого выделяется примерно на 30% меньше уровней квантования, чем для сигнала в компонентной форме. Скорость передачи данных для цифрового сигнала в системе NTSC составляет 143 Мбит/с, а в системе PAL – 177 Мбит/с.

6.4 ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЗВУКОВОГО СИГНАЛА

Для передачи звукового сопровождения в телевидении применяются цифровые сигналы стандарта AES/EBU. В соответствии с этим стандартом при аналого-цифровом преобразовании звука используется импульсно-кодовая модуляция с линейной шкалой квантования, причем на один отсчет для собственно звуковых данных отводится до 24 бит (рисунок 6.19).

Форма представления кодовых слов – последовательная. К каждому слову звуковых данных добавляются биты корректности отсчета V , состояния канала S , данных пользователя U . Эта группа из 27 бит, дополненная битом четного паритета P и синхрословом из 4 бит, образует субкадр из 32 бит. Стандарт поддерживает два звуковых сигнала (например, 2 моно или 1 стерео канал), из отсчетов которых формируется кадр. 192 последовательных кадра объединяются в блок

данных. Объединение в блок значимо лишь постольку, поскольку в пределах блока с помощью битов С передается информация, например, о характере сигнала (моно или стерео), о внесенных предискажениях. В пределах блока группируется и информация пользователя.

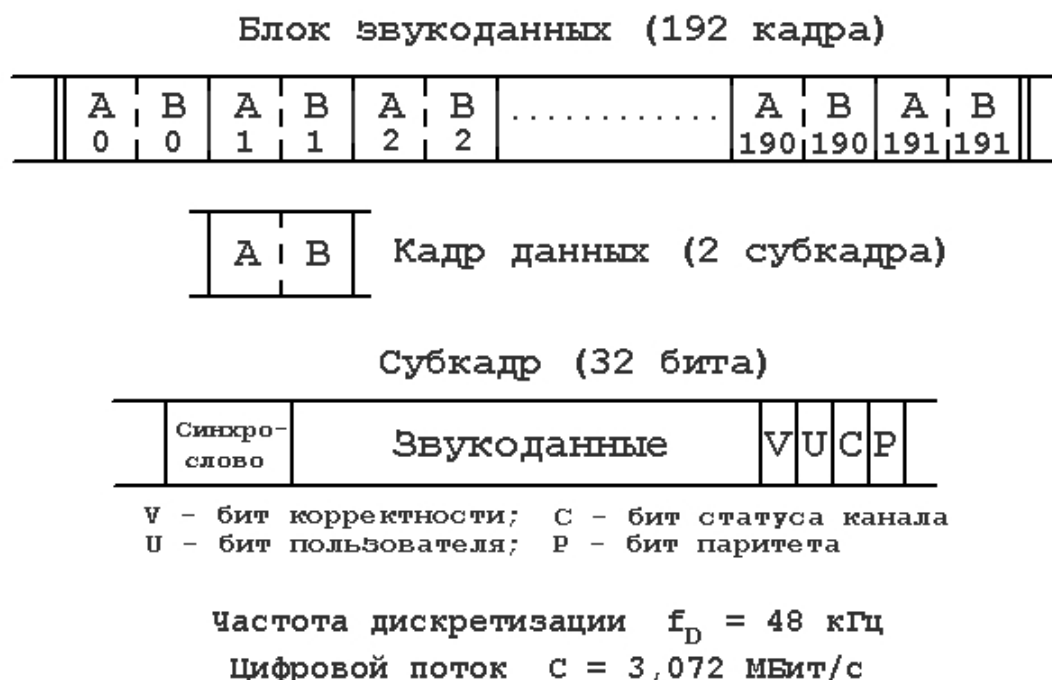


Рисунок 6.19 – Цифровое представление звукового сигнала AES/EBU.

Стандарт AES/EBU допускает ряд частот дискретизации, из которых наиболее удобной для телевидения является частота 48 кГц, при которой длительность блока составляет 4 мс. При этом устанавливается простое соотношение между частотой дискретизации звука и частотой видеокадров, что упрощает синхронизацию и передачу цифровых сигналов видео и звука по одной линии связи. Скорость передачи звуковых данных при частоте 48 кГц составляет 3,072 Мбит/с.

6.5 МЕТОДЫ УСТРАНЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Избыточность изображений

Типичное изображение, впрочем, как и сформированный телевизионный сигнал, содержит очень много избыточной информации, что заметно даже при беглом взгляде. Эта избыточность приводит к экономическим потерям. Ширина

полосы частот, необходимая для передачи изображения в цифровой форме, зависит от числа отсчетов изображения, разрядности отсчетов, времени, отведенного на передачу, и от мощности передатчика. С расширением полосы увеличиваются необходимая мощность передатчика и расходы. Деньги и энергия не являются проблемой, но электромагнитный спектр предельно загружен. Поэтому сокращение избыточности при передаче изображений является очень важной задачей. Столь же важно оно и для хранения изображений в цифровом виде.

Избыточность различают:

- структурную;
- статистическую;
- психофизическую визуальную.

Структурная избыточность определяется TV-стандартом, где определены $f_{гр}$, число строк/полей в секунду и т.д. При цифровой передаче изображения нет необходимости использования кадровых и строчных гасящих импульсов, т.е. объем информации, передаваемой в секунду, можно сократить за счет исключения пассивной части полного TV-сигнала. Для $f_{гр} = 6$ МГц уменьшение скорости передачи за счет устранения структурной избыточности составляет около 25%.

Статистическая избыточность изображения связана с корреляцией, а, следовательно, и предсказуемостью данных между пикселями в одной строке, в соседних строках, соседних кадрах. Эта избыточность может быть устранена без потери информации, а исходное изображение полностью восстановлено. 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. Тогда, зная распределение яркости в одной строке (кадре), можно с высокой вероятностью предсказать распределение яркости в следующей строке (кадре).

Визуальная (психофизическая) избыточность связана с использованием свойств зрения, позволяющих устранить часть информации об изображении, не существенно влияющей на его восприятие. Так, шумы квантования различаются глазом на крупных деталях изображения в виде ложных контуров, однако малозаметны на мелких деталях и на резких перепадах яркости. Это позволяет вводить более грубое квантование видеосигнала в окрестностях переходов яркости и высокочастотных компонент. Устранение визуальной избыточности изображений является основным резервом при сжатии изображения. К примеру цветовая разрешающая способность в 4 раза меньше, чем по сигналу яркости.

Классификация методов устранения избыточности

Целью цифрового сжатия является сокращение объема информации описывающей, телевизионное изображение, без заметного для глаза ухудшения качества. Сокращение возможно благодаря значительной информационной избыточности, заключенной в видеосигнале, и свойствам человеческого зрения, не воспринимающего отдельные детали изображения. Устранение несущественной части является необратимым процессом, который характеризуется потерей информации, в отличие от исключения статистической избыточности, не связанного с потерей информации.

Методы компрессии видеоизображений представлены на рисунке 6.20.



Рисунок 6.20 – Классификация методов компрессии видеосигналов

Статистическое кодирование

Методы устранения статистической избыточности не дают сжатие более 3:1. В компьютерной технике для архивации данных давно используется кодирование LZW (Лемпеля – Зива – Уолша), не приводящее к потере информации и пригодное для сжатия данных любого рода. Кодирование начинается с построения кодового дерева из короткого блока входного потока данных. Затем проверяется, содержат ли последующие блоки данных кодовые слова из дерева. Если да, то строятся новые кодовые слова как комбинация существующих и посылаются только их адреса. Такое построение кодовых слов от кодовых слов приводит к

сжатию длинных последовательностей до коротких адресов. Метод требует громоздких расчетов и не применяется в цифровом телевидении.

К этой же группе кодов, сжимающих без потери информации, относятся коды с переменной длиной кодового слова и самый известный из них – код Хаффмана. Он присваивает словам с наибольшей вероятностью появления короткие кодовые комбинации, а более редким словам – более длинные. Например, пусть алфавит источника насчитывает четыре символа a, b, c, d с вероятностями появления соответственно 0,5, 0,25, 0,125, 0,125. Если каждому из символов присвоить двухбитовые значения 00, 01, 10, 11, средняя длина кодового слова составит 2 бита на символ. Присвоив символу a значение 0, символу b – значение 10, символам c и d – значения соответственно 110 и 111, то в среднем для передачи одного символа расходуется $1 \times 0,5 + 2 \times 0,25 + 2 \times 3 \times 0,125 = 1,75$ бит. Хотя максимальная длина символа возросла, число битов, необходимых для передачи сообщения, сократилось. По своей Эффективности код приближается к теоретическому пределу расхода битов и потому называется энтропийным. Адаптивная версия кода Хаффмана применяется в том случае, когда вероятность появления кодовых слов изменяется в процессе передачи.

К группе энтропийных относится и так называемый арифметический код. Процедура кодирования которого, состоит в том, что всей совокупности символов сообщения ставится в соответствие интервал $[0,1]$. Этот интервал разбивается на участки, соответствующие новым вероятностям символов, и это разбиение сообщается декодеру. После поступления очередного символа интервал пересчитывается на новые пределы, соответствующие вероятности появления этого символа, и вновь разбивается пропорционально исходным вероятностям. С поступлением каждого нового символа размер интервала уменьшается, причем в строгом соответствии с вероятностями символов. Более часто встречающиеся символы меньше сужают интервал, чем редкие и добавляют меньше битов в код интервала. По окончании цикла кодирования формируется некоторый узкий интервал, однозначно характеризующий передаваемую последовательность символов, и она легко может быть восстановлена в декодере по любому числу из этого интервала.

Кодированием длин серий называется присвоение длинным непрерывным последовательностям одинаковых бита отдельных кодовых слов. Этот метод эффективен при дискретно-косинусном преобразовании, когда значительная часть коэффициентов принимает нулевые значения.

Кодирование с преобразованием

Эффективным методом сжатия изображения является групповое кодирование с преобразованием. При этом преобразование проводится сразу над группой пикселей в пределах кадра (или поля) изображения. Массив отсчетов изображения трансформируется в матрицу коэффициентов. Преимущества кодирования, получаемые в результате преобразования коэффициентов, заключаются в следующем:

- значительное количество элементов матрицы коэффициентов имеют нулевое значение;
- декорреляция связей между пикселями, достигаемая в результате преобразования, повышает эффективность статистического кодирования;
- нелинейное квантование коэффициентов, учитывающее психофизические особенности визуального восприятия искажений, дополнительно позволяет сократить объем передаваемой информации без заметного изменения качества изображения.

Преобразование изображения следует рассматривать как его разложение в обобщенный двумерный спектр по базисным функциям, где амплитуда каждой спектральной составляющей характеризует яркость. При этом разложение может проводиться по различным ортогональным функциям. Здесь рассмотрим наиболее известные преобразования, используемые в реальной аппаратуре.

Дискретное косинусное преобразование (ДКП) является модификацией дискретного преобразования Фурье и обладает полезными свойствами. Во-первых, матрица ДКП хорошо аппроксимирует матрицу оптимального декоррелирующего преобразования Карунена – Лоэва и обладает практически такой же эффективностью, как оптимальное преобразование. Во-вторых, ДКП реализуется с помощью быстрых преобразований, что существенно снижает вычислительные затраты на его реализацию по сравнению с оптимальным преобразованием.

При использовании ДКП обработка ведется блоками 8×8 пикселей. В среднем размер блока соответствует интервалу корреляции элементов изображения. В результате выполнения ДКП формируется матрица из 64 коэффициентов, характеризующих пространственные частоты (двумерные – x, y) функции яркости изображения:

$$F_{uv} = \frac{4}{2n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \sum_{k=0}^{n-1} C(j) C(k) X_{jk} \cos\left(\frac{2\pi jv}{2n-1}\right) \cos\left(\frac{2\pi kv}{2n-1}\right), \quad (6.56)$$

$$\text{где } C(j) = \begin{cases} 0.5, m=0, \\ 1, m=1..n-1 \end{cases}.$$

X_{jk} – элемент матрицы изображения, соответствующий яркости пиксела, с координатами j, k ;

F_{uv} – элемент матрицы ДКП, с координатами u, v ;

n – количество элементов в строке, столбце, обычно $n = 8$.

После операции ДКП коэффициенты могут принимать не целые значения, однако дальнейшая обработка требует квантованного представления этих коэффициентов. Проведение процедуры квантования коэффициентов следует проводить с учетом психофизических особенностей зрения. Как уже отмечалось, зрительное восприятие допускает больший уровень шумов и ошибок квантования в области изображений с большим уровнем высокочастотных компонент. Это означает, что коэффициенты этих компонент можно квантовать на малое число уровней, в пределе на два. Постоянная составляющая и амплитуды низкочастотных компонент квантуются на большое число уровней и передаются с высокой точностью.

Финальной операцией при квантовании является Z-упорядочивание, при котором оставшиеся коэффициенты выстраиваются в последовательности возрастания пространственных частот. Если пространственные частоты одинаковы, то впереди ставятся коэффициенты для меньших вертикальных частот. Из ряда коэффициентов образуются пары чисел, одно из которых равно ненулевому коэффициенту, а другие – числу предшествующих этому элементу нулей. Далее эти сочетания чисел кодируются кодом Хаффмана. Упрощенная структурная схема алгоритма внутрикадрового кодирования и декодирования на основе ДКП приведена на рисунке 6.21.

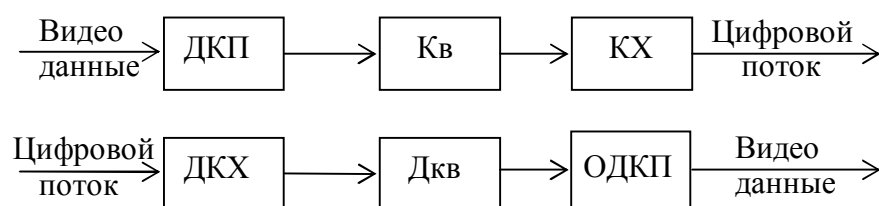


Рисунок 6.21 – Упрощенная структурная схема алгоритма внутрикадрового кодирования и декодирования на основе ДКП

Здесь приняты обозначения: Кв – квантователь; КХ – кодер Хаффмана; ДКХ – декодер Хаффмана; Дкв – деквантователь; ОДКП – обратное дискретное косинусное преобразование.

Особо большое развитие получило применение вейвлетов для решения задач сжатия и обработки изображений, являющихся нестационарными по своей

природе. В этой области применение преобразований позволило достичь одновременного снижения сложности и повышения эффективности кодеров. Их нынешний успех объясняется несколькими причинами. С одной стороны, концепция вейвлетов может рассматриваться как синтез идей, возникших за последние двадцать или тридцать лет в технике, физике и чистой математике. С другой стороны, вейвлеты являются довольно простым математическим инструментом с большим разнообразием возможностей для применения.

Обычно под вейвлетами понимаются функции, сдвиги и растяжения которых образуют базис многих важных пространств.

Вейвлеты могут быть ортогональными, полуортогональными и биортогональными. Эти функции могут быть симметричными, асимметричными и не-симметричными. Для кодирования изображений используют биортогональные вейвлеты.

При Wavelet-преобразовании, также как и при ДКП, осуществляется переход из плоскости изображения в двумерную частотную область. В отличие от ДКП это переход осуществляется с помощью гребенки цифровых фильтров. Блочная структура шумов квантования более ярко проявляется при больших степенях сжатия, представляющих наибольший интерес в приложениях к специальной технике.

Техническая трактовка Wavelet-преобразования может быть представлена рисунке 6.22.

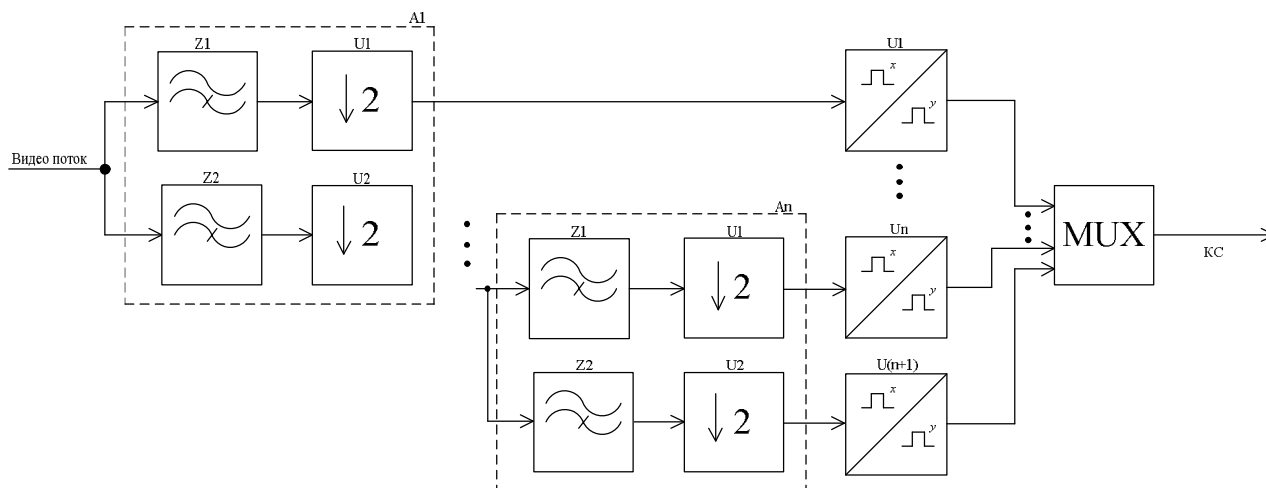


Рисунок 6.22 – Блок Wavelet-преобразования

Сигнал изображения разделяется по спектру на две равные части с помощью фильтров нижних и верхних частот. Поскольку НЧ- и ВЧ- компоненты имеют полосу в два раза меньше, чем у исходного сигнала, то их частота дискретизации может быть понижена в два раза. Входной сигнал на рисунке 6.22 явля-

ется цифровым, поэтому после цифровой НЧ- и ВЧ- фильтрации производится децимация (исключение каждого второго отсчета).

После каждого из трех этапов преобразования изображение делится на одну низкочастотную и три высокочастотные компоненты. Первая компонента отображает горизонтальные высокочастотные составляющие изображения, вторая компонента отображает вертикальные составляющие, третья высокочастотная компонента связана с диагональными пространственными частотами и отображает яркостные переходы.

Поскольку после каждой процедуры фильтрации количество отсчетов на выходе фильтра уменьшается в два раза, то результирующее количество отсчетов на выходе всей гребенки фильтров в точности равно количеству отсчетов в исходном изображении. Таким образом, при W-преобразовании кадр изображения переводится в частотную область, где описывается тем же количеством отсчетов, как и до преобразования. Для кодирования спектральных отсчетов изображения, полученных в результате W-преобразования, используются те же принципы, что и при ДКП.

Для восстановления исходного изображения каждая компонента растягивается, т.е. после каждого значащего отсчета вставляется нулевой отсчет.

Затем осуществляется аналогичная рассмотренной выше НЧ- и ВЧ- фильтрация, в результате которой нулевые отсчеты заменяются интерполированными.

Структурная схема алгоритма внутрикадрового сжатия на основе W-преобразования представлена на рисунке 6.23.

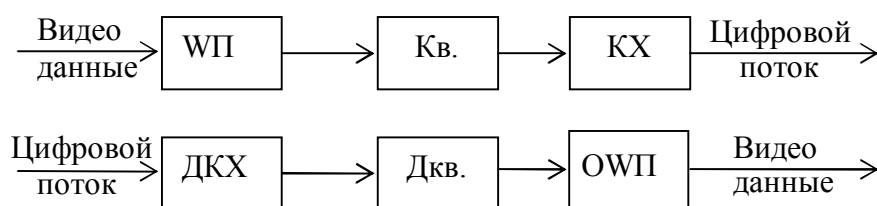


Рисунок 6.23 – Структурная схема алгоритма внутрикадрового сжатия на основе W-преобразования

На этой схеме WP и ОВП обозначают – W-преобразование и обратное W-преобразование. Процедуры квантования коэффициентов и статистического кодирования на основе кодов Хаффмана выполняются так же, как и при ДКП.

Кодирование с предсказанием

В результате дискретизации изображения и квантования по уровню формируются 8-битные слова для представления каждого пикселя. При этом представлении используется импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Однако кодирование на основе ИКМ не позволяет сократить объем исходной информации, т.к. оно не учитывает корреляционные связи между пикселями. Более эффективной является дифференциальная ИКМ (ДИКМ). Структурная схема, поясняющая алгоритм ДИКМ, представлена на рисунке 6.24.



Рисунок 6.24 – Схема, поясняющая алгоритм ДИКМ

При ДИКМ вместо передачи значения X_n яркости n -го пикселя передается разность между X_n и его оценкой – ошибка предсказания.

Оценка формируется с использованием предсказателя, алгоритм работы которого должен быть согласован со статистикой передаваемого изображения. Наибольшее распространение получили методы линейного предсказания. Оценка яркости n -го пикселя определяется по формуле:

$$\hat{X}_n = \sum_{i=0}^k \alpha_i \hat{X}_{n-i}, \quad (6.57)$$

где α_i – коэффициенты, получаемые на основе корреляционных связей между пикселями.

Коэффициенты α_i подбираются исходя из функции корреляции пикселей таким образом, чтобы минимизировать среднеквадратическое значение ошибки предсказания ε_n . Диапазон изменения ε_n существенно меньше диапазона изменения исходных пикселей изображения. Поэтому при одной и той же ошибке квантования для передачи ε_n требуется меньшее количество уровней квантования, а следовательно и меньшее количество бит для кодирования. На некоторых изображениях, например, фон одинаковой яркости, величина ошибки может быть вообще равна нулю и для передачи таких изображений скорость цифрового потока снижается практически до нуля.

Для кодирования простых изображений используется дельта – модуляция (ДМ). При ДМ предсказание производится только по одному пикселю, а квантование ошибки предсказания производится на два уровня, т.е. каждый пиксель кодируется одним битом вместо 8.

На практике метод ДИКМ применяется для межкадрового кодирования. В стандартном телевизионном сигнале кадры следуют с частотой 25 Гц, т.е. очередной кадр передается через 40 мс. За столь короткий интервал времени изображение в соседних кадрах практически не успевает измениться. Поэтому весьма эффективно кодировать разность между пикселями изображения, имеющими одинаковые координаты в соседних кадрах. В этом случае ошибка предсказания определяется по формуле:

$$\varepsilon_k = \hat{B}_k(x, y) - B_k(x, y), \quad (6.58)$$

где k – номер кадра,

$B_k(x, y)$ – значение пикселя с координатами x, y ,

$\hat{B}_k(x, y)$ – предсказанное значение величины $B_k(x, y)$.

В пределах кадра используются методы кодирования с преобразованием, рассмотренные выше. Упрощенная структурная схема алгоритма межкадрового кодирования и декодирования приведена на рисунке 6.25.

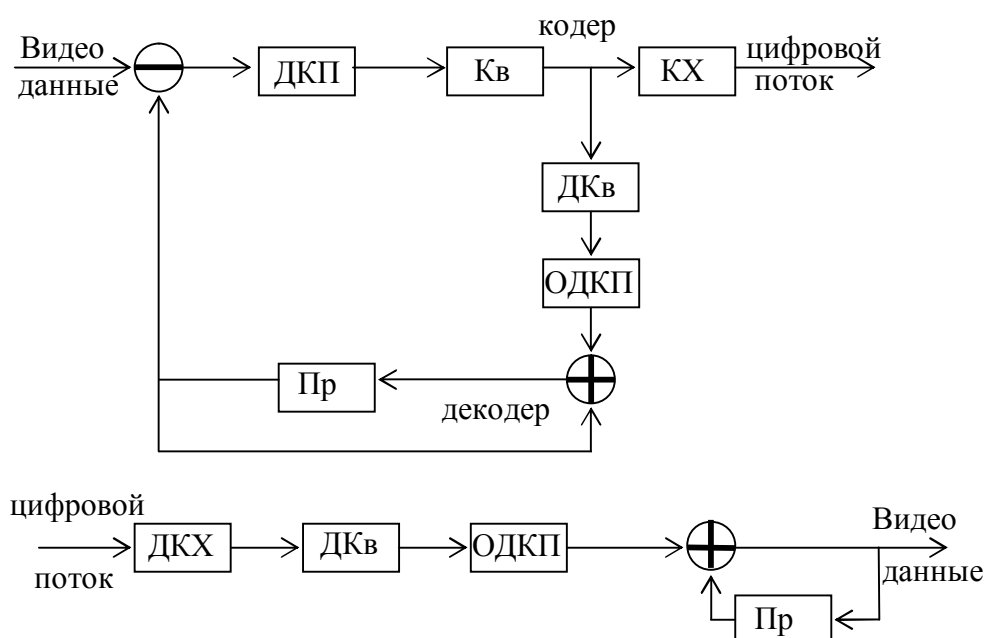
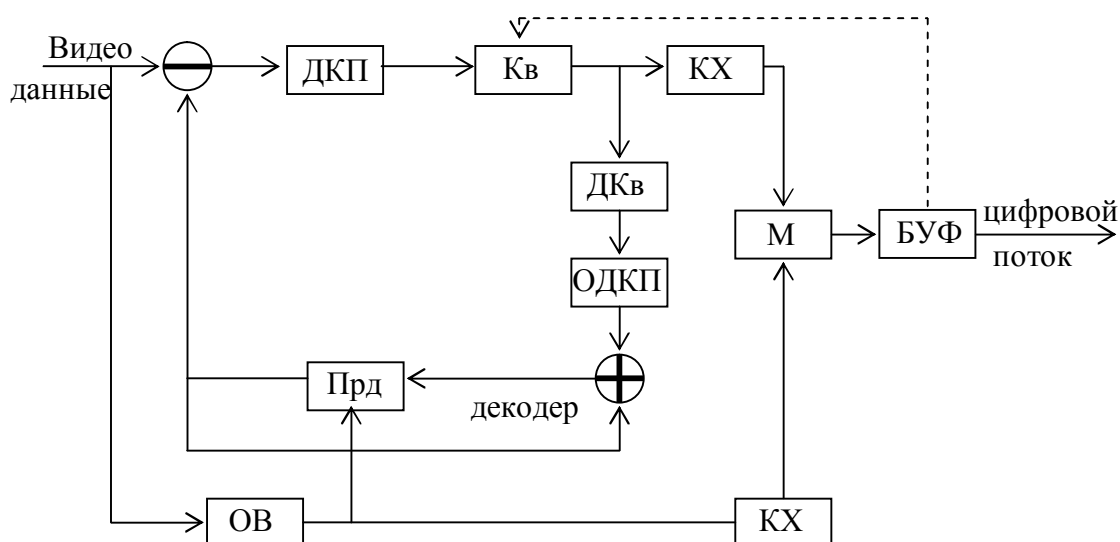


Рисунок 6.25 – Упрощенная структурная схема алгоритма межкадрового кодирования и декодирования

Здесь для формирования вектора оценки в обратной связи использует де-квантователь и обратный дискретный косинусный преобразователь, которые восстанавливают блок изображения точно так же, как и в декодере.

Для улучшения результатов предсказания применяют процесс, называемый компенсацией движения.

При передаче сюжета происходит изменение положения отдельных частей кадра из-за их движения, это уменьшает межкадровую корреляцию и снижает точность предсказания. Таким образом, возникает задача оценки вектора движения и его компенсации. Такая оценка получается проецированием блока на опорное изображение и сравнением со всеми блоками предыдущего кадра. Смещение между проецируемым блоком и опорным изображением по осям x и y определяет вектор движения. Эта информация используется для предсказания следующего кадра. Структурная схема алгоритма кодирования с компенсацией движения приведена на рисунке 6.26.



ОВ – определитель вектора движения;
 ПрД – предсказатель, учитывающий движение;
 М – мультиплексор;
 БУФ – буфер.

Рисунок 6.26 – Структурная схема алгоритма кодирования с компенсацией движения

Кодер по алгоритму на рисунке 6.26 работает аналогично кодеру на рисунке 6.25. Здесь предсказатель работает с учетом информации, полученной от блока оценки вектора движения – ОВ.

Вектор движения кодируется кодом Хаффмана, мультиплексируется и передается вместе с основным потоком через буфер – БУФ, от которого имеется обратная связь на квантователь. Эта связь обеспечивает постоянную скорость цифрового потока. При возрастании уровня детальности изображения (высоко-частотных компонент) число ненулевых элементов матрицы увеличивается и возрастает скорость цифрового потока, следовательно, буфер заполняется с повышенной скоростью. Обратная связь делает квантование более грубым и скорость поступления данных уменьшается. Если кодируется простое изображение с малой детальностью, то скорость потока становится ниже среднего значения, т.к. число нулевых элементов матрицы коэффициентов ДКП увеличивается. Тогда с помощью обратной связи число уровней квантования увеличивается. Буфер выполняет функцию постоянной времени цепи регулирования.

Фрактальное кодирование

Фрактальная архивация основана на том, что с помощью коэффициентов системы итерируемых функций изображение представляется в более компактной форме.

IFS – это набор трехмерных аффинных преобразований, переводящих одно изображение в другое. Преобразованию подвергаются точки в трехмерном пространстве (x координата, y координата, яркость).

Фактически, фрактальная компрессия - это поиск самоподобных областей в изображении и определение для них параметров аффинных преобразований.

В худшем случае, если не будет применяться оптимизирующий алгоритм, потребуется перебор и сравнение всех возможных фрагментов изображения разного размера. Даже для небольших изображений при учете дискретности получится астрономическое число перебираемых вариантов. Даже резкое сужение классов преобразований, например, за счет масштабирования только в определенное число раз, не позволит добиться приемлемого времени. Кроме того, при этом теряется качество изображения. Подавляющее большинство исследований в области фрактальной компрессии сейчас направлены на уменьшение времени архивации, необходимого для получения качественного изображения.

Для фрактального алгоритма компрессии, как и для других алгоритмов сжатия с потерями, очень важны механизмы, с помощью которых можно будет регулировать степень сжатия и степень потерь. К настоящему времени разработан достаточно большой набор таких методов. Во-первых, можно ограничить количество преобразований, заведомо обеспечив степень сжатия не ниже фиксированной величины. Во-вторых, можно потребовать, чтобы в ситуации, когда

разница между обрабатываемым фрагментом и наилучшим его приближением будет выше определенного порогового значения, этот фрагмент дробился обязательно (для него обязательно заводится несколько линз). В-третьих, можно запретить дробить фрагменты размером меньше, допустим, четырех точек. Изменяя пороговые значения и приоритет этих условий, можно очень гибко управлять коэффициентом компрессии изображения: от побитного соответствия, до любой степени сжатия.

На этапе архивации проводится распознавание изображения, и в виде коэффициентов хранится уже не растровая информация, а информация о структуре самого изображения. Именно это и позволяет при развертывании увеличивать его в несколько раз. Но не все так гладко, как может показаться. Если изображение однородно, то при увеличении получаются отличные результаты, однако, если сжимать изображение натюрморта, то предсказать, какие новые фрактальные структуры возникнут, очень сложно.

Сравнивая фрактальное кодирование с дискретно-косинусным преобразованием, во-первых, заметно, что и тот, и другой алгоритмы оперируют 8-битными (в градациях серого) и 24-битными полноцветными изображениями. Оба обеспечивают близкие коэффициенты архивации. И у фрактального кодирования, и у ДКП существует возможность увеличить степень сжатия за счет увеличения потерь. Кроме того, оба алгоритма очень хорошо распараллеливаются.

При использовании фрактального кодирования процедура сжатия изображений в сотни и даже в тысячи раз дольше, чем при использовании ДКП. Распаковка изображения, наоборот, произойдет в 5-10 раз быстрее. Поэтому, если изображение будет сжато только один раз, а передано по сети и распаковано множество раз, то выгодней использовать фрактальный алгоритм.

6.6 СТАНДАРТЫ MPEG СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Стандарт MPEG -1

Основы разработки стандарта MPEG были заложены группой ученых из MPEG (Motion Picture Experts Group) еще в 80х годах прошлого века. Основным принцип MPEG сжатия это сравнение двух последовательных кадров и передача по сети только небольшого количества кадров (так называемые I-frame или ключевые кадры), содержащих полную информацию об изображении. Остальные кадры (промежуточные кадры, P-frame) содержат только отличия этого кадра от предыдущего. Иногда применяют двунаправленные кадры (B-frame), информа-

ция в которых кодируется на основании предыдущего и последующего кадров, что позволяет дополнительно повысить степень сжатия видео. Во всех форматах MPEG используется метод компенсации движения.

Все стандарты MPEG созданы как основные. Это значит, что они предназначены для обеспечения сжатия видеоизображений для широкого набора приложений.

Чрезвычайно широкий набор приложений требует соответствующего набора скоростей, разрешений и качества видео. Для соответствия этому широкому набору параметров в MPEG использована концепция профилей и уровней.

Профиль – это определенный поднабор полного синтаксиса потока данных. В рамках каждого профиля имеется широкий набор допустимых параметров. *Уровень* отражает этот набор. В восьмой части ISO 13818-2 описан набор таблиц определяющих параметры профилей и уровней.

Всего существует 11 комбинаций из пяти профилей и четырех уровней, которые представлены в таблице 6.5.

Таблица 6.5 – Комбинации профилей и уровней

Профиль	Уровень
Простой	Основной
Основной	Основной Высокий 1440 Высокий
SNR	Низкий Основной
Пространственный	Высокий 1440
Высокий	Основной Высокий 1440 Высокий

Эти уровни покрывают чрезвычайно широкий диапазон видео параметров. Так, например, в DBS (Direct Broadband Satellite) системах в настоящее время используется Основной профиль (Main Profile) с Основным уровнем (Main Level), что обычно обозначается как MP@ML. В будущем в DBS системах, возможно, будет использован Высокий профиль (High Profile).

Несмотря на большую сложность при кодировании/декодировании видео сигнала, MPEG сжатие позволяет значительно снизить (в разы) объемы передаваемой по сети информации по сравнению с MotionJPEG. Передаются только различия между кадрами.

Это достаточно схематичное объяснение, алгоритмы MPEG намного сложнее. При кодировании учитывается текстура изображения, используются методы предсказания движения, квантизация и статистическое кодирование.

Основа кодирования у группы алгоритмов MPEG общая. Основные идеи, применяемые в ходе сжатия видеоданных с ее помощью, следующие:

- устранение временной избыточности видео, учитывающее тот факт, что в пределах коротких интервалов времени большинство фрагментов сцены оказываются неподвижными или незначительно смещаются по полю;
- устранение пространственной избыточности изображений путем подавления мелких деталей сцены, несущественных для визуального восприятия человеком;
- использование более низкого цветового разрешения при YUV-представлении изображений (Y – яркость, U и V – цветоразностные сигналы) – установлено, что глаз менее чувствителен к пространственным изменениям оттенков цвета по сравнению с изменениями яркости;
- повышение информационной плотности результирующего цифрового потока путем выбора оптимального математического кода для его описания (например, использование более коротких кодовых слов для наиболее часто повторяемых значений).

MPEG-1 был стандартизован и начал использоваться в 1993 г. Он был предназначен для сжатия и хранения видео на компакт дисках. Большинство кодирующих устройств MPEG-1 и декодеров разработаны для скорости передачи данных порядка 1,5 Мбит/с при разрешении CIF. Основной упор при его разработке делался на сохранении постоянной скорости передачи, при переменном качестве видео изображения, сравнимым с качеством VHS. Скорость передачи видео изображения в MPEG-1 ограничена 25 кадрами в секунду в стандарте PAL и 30 в NTSC. Алгоритм работы MPEG-1 основан на ДКП. Видеокадр разбивается на макроблоки размером 16×16 отсчетов, каждый из которых содержит по 4 блока отсчетов яркости размером 8×8 пикселей и по одному блоку отсчетов сигналов C_R и C_B . при кодировании макроблока в составе I-кадра вычисляются коэффициенты ДКП, затем они квантуются с использованием таблицы квантования, имеющейся и в памяти кодера, и декодера. Кодер может изменить элементы таблицы, тогда он сообщает об этом декодеру и посылает новые делители.

Если кодируется макроблок из состава предсказанного кадра, ищется сопряженный блок из опорного кадра, его значения поэлементно вычитаются из элементов кодируемого блока, и уже для этих разностей вычисляются коэффициенты ДКП и производится их квантование. Таблица квантования для макро-

блоков из Р- и В-кадров содержит число 16 во всех позициях, но также может быть изменена кодером. При поиске сопряженных блоков используются только отсчеты яркости. Полученные при этом векторы перемещения применяются и при кодировании блоков отсчетов цветоразностных сигналов.

Постоянство выходной скорости цифрового потока обеспечивается использованием буферной памяти в кодере и декодере. Для сохранения приемлимого качества изображения при постоянной скорости потока необходимо, во-первых, регулировать шкалу квантования и, во-вторых, адаптивно распределять имеющийся ресурс битов между разными типами кадров с учетом их сложности. Эти задачи решаются в кодере специальным устройством – контроллером битов.

В данный момент этот стандарт практически не используется.

Стандарт MPEG-2

Стандарт MPEG-2 был принят в 1994. При разработке этого стандарта усилия были сосредоточены на расширении техники сжатия MPEG-1, позволяющей обрабатывать большие изображения с более высоким качеством при более низкой степени сжатия и более высокой скорости побитной передачи данных. Так же, как и в MPEG-1 при кодировании используется дискретно-косинусное преобразование, но обрабатываемые блоки увеличены в 4 раза – 16×16 пикселей. Скорость передачи видео изображения ограничена 25 кадрами в секунду в стандарте PAL и 30 в NTSC, так же, как в MPEG-1.

Для создания цветного изображения, требуется три цветовых оси (составляющих). Большинство устройств отображения видео используют три основных цвета для получения цветных изображений: красный (red), зеленый (green) и синий (blue). При этом RGB составляющие коррелированы друг с другом. В соответствии с этим все алгоритмы сжатия выполняют шаг предварительной обработки, который состоит в преобразовании координат цвета в яркостную составляющую (Y) и две цветовые компоненты (Cr и Cb). Y компонента отображается так, как она есть в черно-белом видео. На выходе декодера идет шаг заключительной обработки, конвертирующий цветовое пространство обратно в RGB схему для дальнейшего воспроизведения.

Преобразование координат цвета состоит в перемножении трехкомпонентного вектора (RGB) с матрицей размером 3×3:

$$\begin{bmatrix} Y \\ Cr \\ Cb \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.299 & 0.587 & 0.114 \\ -0.169 & -0.334 & 0.500 \\ 0.500 & -0.419 & -0.081 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}. \quad (6.59)$$

На выходе декодера, на шаге заключительной обработки происходит конвертация вектора (Y, Cr, Cb) обратно в вектор [R, G, B] путем следующей операции умножения матрицы на вектор.

$$\begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.000 & 0 & 1.404 \\ 1.000 & -0.3434 & -0.712 \\ 1.000 & 1.773 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Y \\ Cr \\ Cb \end{bmatrix} \quad (6.60)$$

Сжатие видео в MPEG-2 состоит из следующих шагов: пространственное сжатие и временное сжатие.

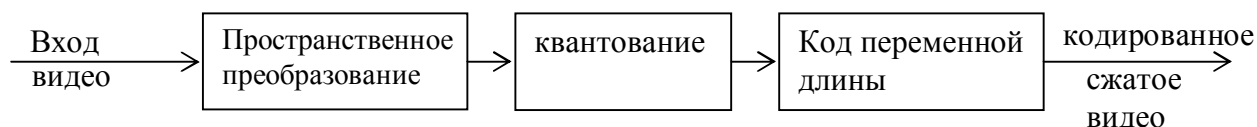


Рисунок 6.27 – Этапы пространственного сжатия

На рисунке 6.27 показаны три основных шага пространственного сжатия. Сначала пиксели изображения преобразуются в блок 8×8 дискретным косинусным преобразованием (ДКП). Затем коэффициенты преобразования кодируются при помощи кодирования с переменной длиной. Затем идет процесс квантования.

На вход ДКП поступают 8×8 массивы пикселей изображения, в котором значение интенсивности каждого пикселя может принимать значения от 0 до 255 для каждого цвета. На выходе уже другой массив размером 8×8 – массив чисел. Пространственное преобразование преобразует блок изображения размером 8×8 элементов в блок коэффициентов того же размера, который может быть закодирован с использованием значительно меньшего количества бит, чем оригинальный блок, который имелся на первом этапе.

Самый первый коэффициент преобразования, имеющий индекс (0, 0) представляет среднее значение 64 входящих пикселей. При движении коэффициента слева направо по горизонтали или вниз по вертикали преобразования говорят о росте пространственной частоты. ДКП эффективно из-за того, что оно имеет тенденцию концентрировать энергию преобразования в коэффициентах преобразования, расположенных в верхнем левом углу матрицы, где наименьшая пространственная частота.

Блок размером $N \times N$ определяется как:

$$F(u, v) = \frac{2}{N} * C(u) * C(v) * \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) * \cos \left[\frac{(2 * x + 1) * u * \pi}{2 * N} \right] * \cos \left[\frac{(2 * y + 1) * v * \pi}{2 * N} \right] , \quad (6.61)$$

где x и y – пространственные координаты в области выборки;

u и v – координаты в области преобразования;

u, v, x, y принимают значения $0, 1, \dots, 7$, и

$$C(u), C(v) = \begin{cases} 1/\sqrt{2}, \text{ при } u, v = 0 \\ 1, \text{ при } u, v \neq 0 \end{cases} . \quad (6.62)$$

Для того чтобы получить блоки размером 8×8 , значение $N = 8$.

Второй шаг пространственного сжатия – квантование коэффициентов преобразования, которое уменьшает число бит для представления пространственных коэффициентов. Квантование выполняется путем деления коэффициентов преобразования на целое число с последующим округлением до ближайшего целого числа.

Целый делитель каждого такого коэффициента состоит из двух частей. Первая часть уникальна для каждого коэффициента в пространственной матрице 8×8 . Набор этих уникальных чисел также является матрицей и называется матрицей квантования. Вторая часть делителя – это целое число, которое фиксировано для каждого следующего макроблока.

Для не масштабируемых частей MPEG-2, которые представляют наибольший интерес для DBS систем, существуют две матрицы квантования: одна для Intra-кадров, другая для не Intra-кадров. Эти две матрицы показаны в таблицах 6.6 и 6.7.

Таблица 6.6 – Матрица квантования для I-кадров

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	8	16	19	22	26	27	29	34
1	16	16	22	24	27	29	34	37
2	19	22	26	27	29	34	34	38
3	22	22	26	27	29	34	37	40
4	22	26	27	29	32	35	40	48
5	26	27	29	32	35	40	48	58
6	26	27	29	34	38	46	56	69
7	27	29	35	38	46	56	69	83

Таблица 6.7 – Матрица квантования для не I-кадров

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	16	16	16	16	16	16	16	16
1	16	16	16	16	16	16	16	16
2	16	16	16	16	16	16	16	16
3	16	16	16	16	16	16	16	16
4	16	16	16	16	16	16	16	16
5	16	16	16	16	16	16	16	16
6	16	16	16	16	16	16	16	16
7	16	16	16	16	16	16	16	16

Следующим шагом в пространственном сжатии является размещение квантованных пространственных коэффициентов в одномерный вектор, который затем будет являться частью таблиц кодов переменной длины. Процесс этого размещения называется зигзагообразным сканированием. После того как квантованные коэффициенты занесены в одномерный вектор, этот вектор становится частью книги кодов переменной длины. Назначение её состоит в минимизации среднего числа бит, требующихся для кодирования этого вектора.

P-кадры образованы при помощи предсказания по предыдущим I- или P-кадрам. Предыдущие I или P кадры, используемые для предсказания P кадров, называются *базовыми изображениями* (reference picture). Предсказание P кадров состоит из двух независимых шагов: компенсация движения и кодирование остаточного изображения (Residual Image coding).

Кодирование остаточного изображения. Качество предсказания может очень сильно изменяться. Например, если сцена была вырезана между изображением, которое предсказано, и основным изображением, то тогда не будет соответствия с основным кадром и макроблок будет закодирован как Intra, несмотря на то что он относится к P-изображению.

В этом случае основной макроблок (макроблок, на который идет ссылка при предсказании) будет вычтен из макроблока, имеющегося на входе для формирования остаточного изображения. Это остаточное изображение затем кодируется при помощи специальной схемы. В декодере сначала делается предсказание для макроблока с компенсацией движения, а затем к нему добавляется декодированное остаточное изображение для полного завершения процесса предсказания.

Стандарт MPEG-4

Стандарт MPEG-4 является дальнейшим развитием стандарта MPEG-2. Основы разработки стандарта MPEG-4 были заложены группой ученых из MPEG еще в 1993 году, и уже к концу 1998 года произошло утверждение первого стандарта. Впоследствии стандарт неоднократно дорабатывался, в 1999 году получил официальный статус и затем был стандартизован со стороны ISO/IEC.

В отличие от принципа "покадрового" кодирования в стандартах MPEG-1 и MPEG-2, концепция MPEG-4 принципиально изменена. Изображение и звук не комбинируются перед отправкой, а передаются посредством нескольких параллельных потоков. Большой объем работы переведен на принимающую и воспроизводящую часть процесса. Если в предыдущих форматах единственной задачей клиентского декодера была обработка отдельных кадров и последовательное их воспроизведение, то теперь декодер должен провести полное воссоздание и микширование звука и изображения, то есть то, что до сих пор обычно делало оборудование в телевизионной студии.

Байтовые потоки, которые в терминологии MPEG-4 называются элементарными, могут переносить любую информацию, имеющую отношение к окончательному изображению. Каждый вид информации далее можно распределять по кадрам наиболее подходящим методом. Таким образом, отдельно кодируются текстовые данные, статические изображения, последовательность движущихся изображений, общие звуки, речь и т. п. Следующий самостоятельный поток содержит описание сцены, т. е. способ, которым складываются элементарные блоки информации при окончательном воспроизведении. Этот поток также организован соответствующим бинарным кодированием.

Таким образом, MPEG-4 обеспечивает необходимые средства для описания взаимного расположения объектов (элементов) сцены в пространстве и времени с целью их последующего представления потенциальным зрителем в ходе воспроизведения. Кроме того, при разработке стандарта MPEG-4 решались проблемы обеспечения воспроизведения объектов сцены в различных условиях пропускной способности сетей передачи данных. Был разработан формат, допускающий «универсальный доступ» к мультимедийной информации с учетом возможных ограничений полосы пропускания, возникающих в сетях при самых разных условиях. Другими словами, один и тот же видеофрагмент может быть представлен с различным качеством для различных каналов в зависимости от их пропускной способности.

жения, описывающая, например, панорамный задний план. Для каждого конкретного изображения в последовательности для реконструкции объекта кодируются только 8 глобальных параметров движения, описывающих движение камеры. Эти параметры представлены соответствующим аффинным преобразованием спрайта переданного в первом кадре;

- глобальная компенсация движения, основанная на динамических спрайтах. Спрайты не передаются с первым кадром, но динамически генерируются в сцене.

Эффективное кодирование текстур и неподвижных изображений в MPEG-4 обеспечивается режимом визуальных текстур. Этот режим основан на алгоритме zerotree wavelet, который обеспечивает большую эффективность кодирования в достаточно большом диапазоне скоростей передачи данных. Вместе с большой эффективностью компрессии это так же обеспечивает пространственную стабильность и стабильное качество.

MPEG-4 поддерживает кодирование изображений и видео объектов с пространственным и временным масштабированием. Масштабирование основано на возможности декодировать только часть потока данных и восстанавливать изображения или последовательности изображений с:

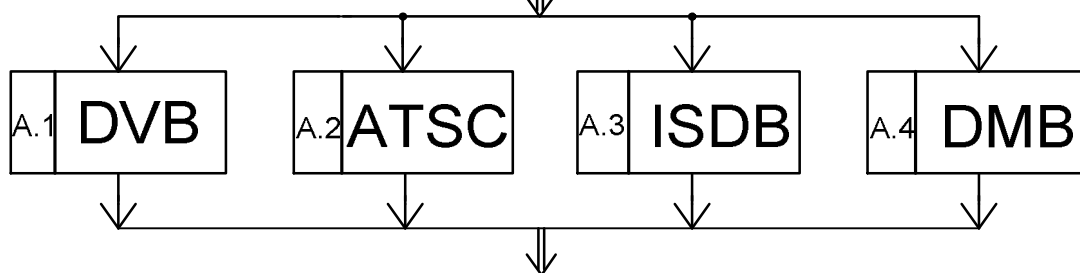
- уменьшением сложности декодера при уменьшении качества;
- уменьшенным пространственным разрешением;
- уменьшенным временным разрешением;
- одинаковыми (эквивалентными) временным и пространственным разрешениями, но с меньшими качеством.

6.7 КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Системы цифрового телевизионного вещания (ЦТВ) классифицируются по многим признакам (рисунок 6.29). здесь приводится наиболее полная на 01.05.2008 г. классификация по 10 признакам. По системам телевидения они подразделяются на 4 типа (A.1-A4):

DVB – европейская система ЦТВ, принятая в большинстве стран мира, включая страны СНГ;

А. По системам ТВ



Б. По стандартам разложения изображения

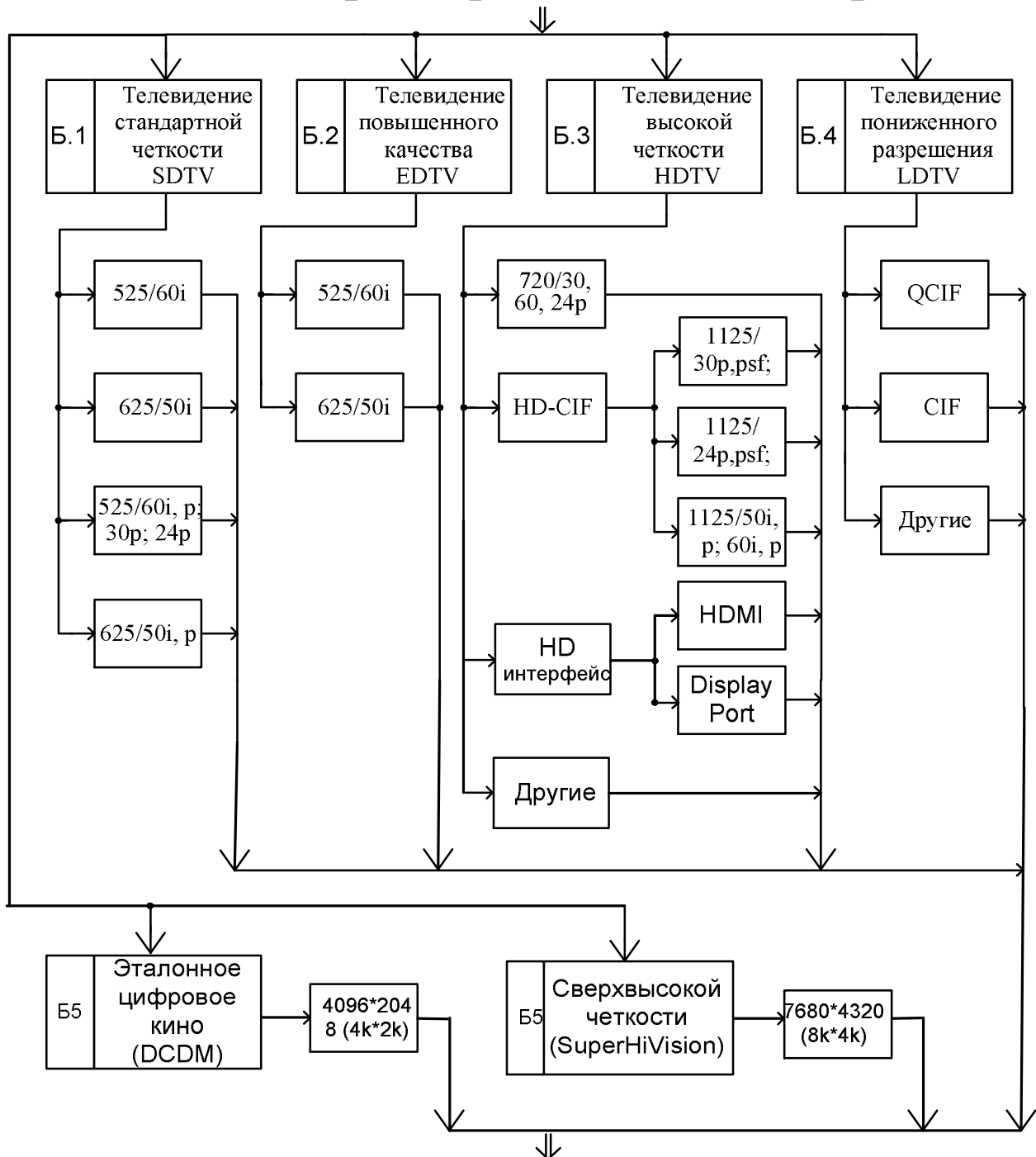
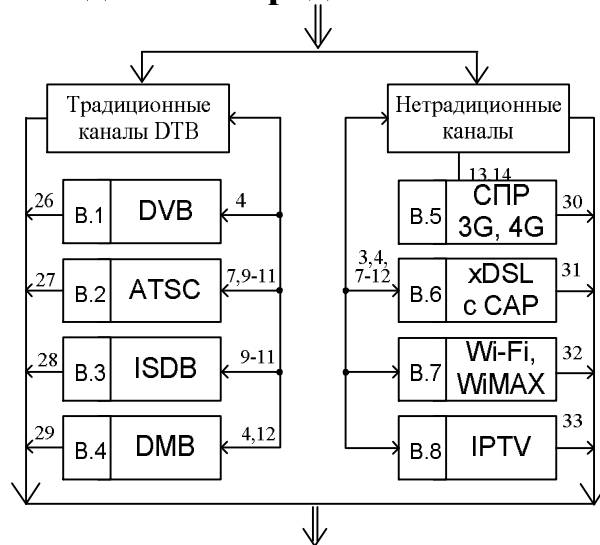
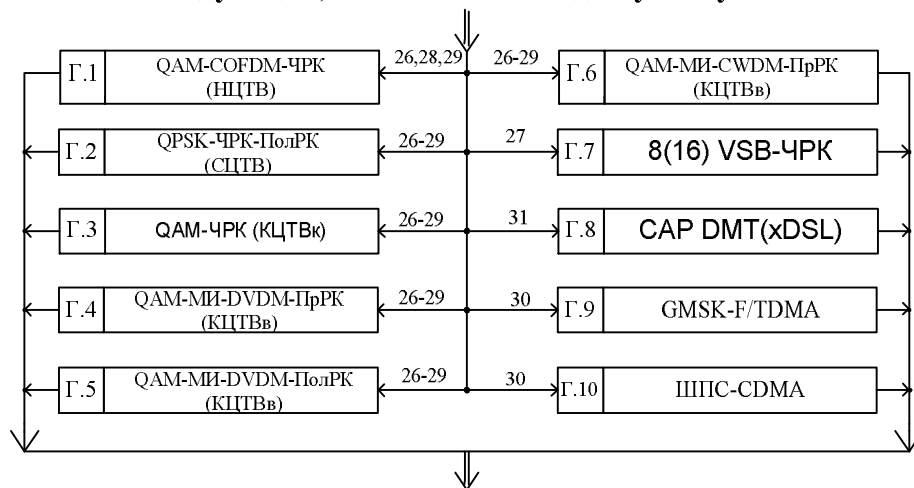


Рисунок 6.29 – Классификация систем цифрового ТВ вещания

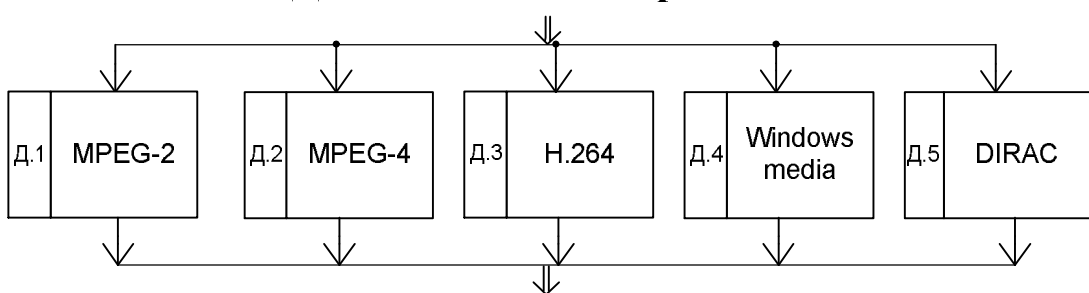
В. По способу формирования потока данных и радиосигнала



Г. По способам модуляции, множественного доступа и уплотнения каналов



Д. По методам компрессии



Е. По способам помехоустойчивого кодирования

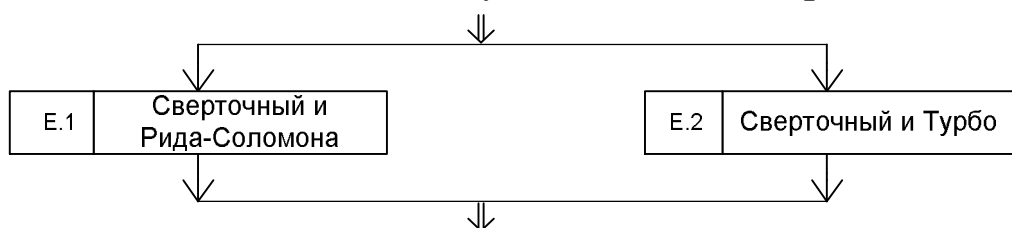
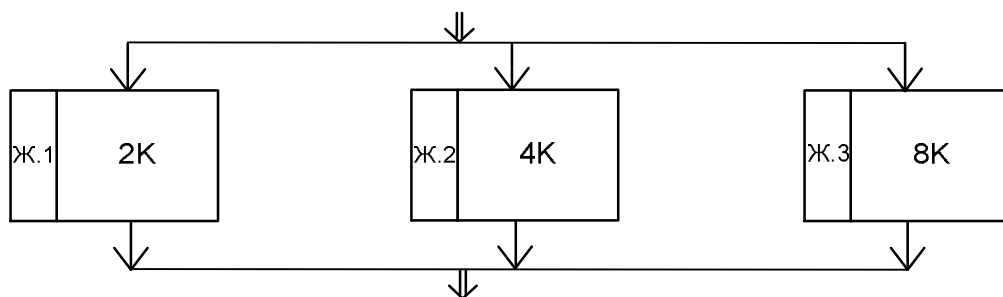
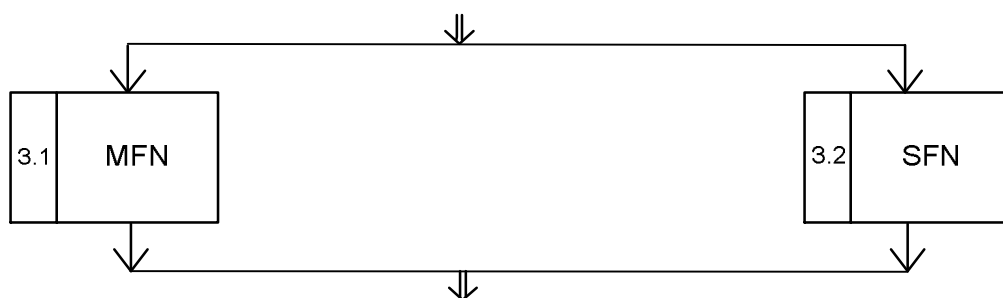


Рисунок 6.29 – Классификация систем цифрового ТВ вещания (продолжение)

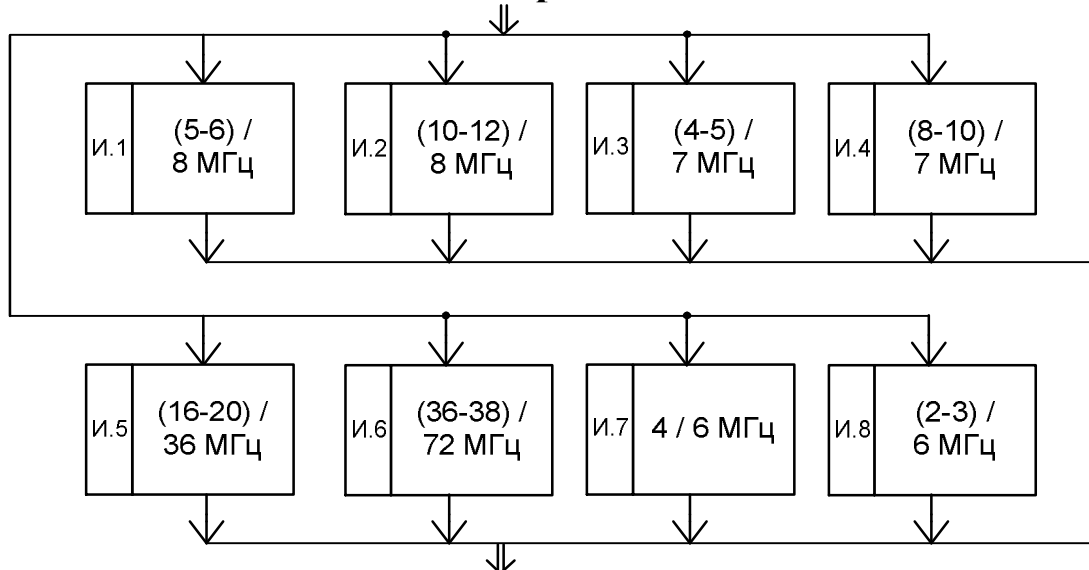
Ж. По режимам передачи



З. По построению сети



И. По числу ТВ программ, передаваемых в полосе стандартного канала



К. По области применения

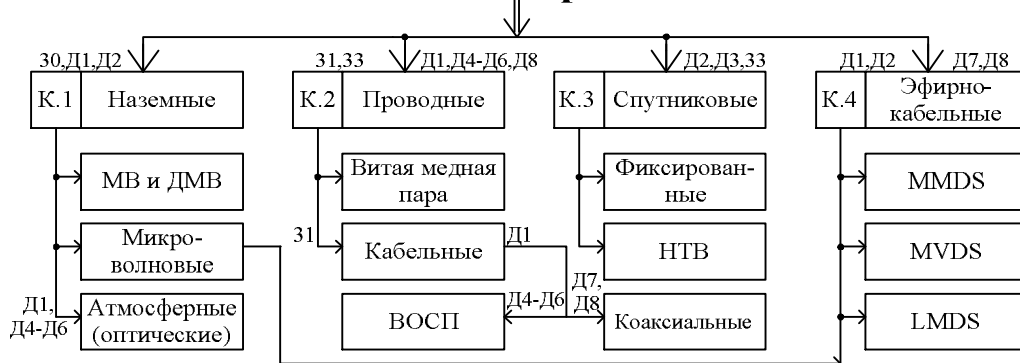


Рисунок 6.29 – Классификация систем цифрового ТВ вещания (окончание)

ATSC – американская (названная по аналогии с системой цветного телевидения NTSC) – от заглавных букв комитет улучшенных (перспективных) ТВ систем, ISDB – и DMB – японская и китайская соответственно. Система ATSC отличается от DVB методом модуляции несущей, ISDB и DMB имеют несущественное отличие от DVB.

По стандартам разложения изображения классификационный признак Б системы ЦТВ делятся на 5 типов (Б1-Б5): телевидение стандартной четкости ТСЧ (SDTV), повышенного качества – ТПК (EDTV), высокой четкости – ТВЧ (HDTV), пониженного разрешения (LDTV), эталонное цифровое кино (DCDM) и телевидение сверхвысокой четкости (SuperHiVision). В обозначениях стандартов указывается вид развертки – чересстрочная (interlasing) и построчная или прогрессивная (progressive).

По способу формирования потока данных и радиосигнала (признак В) системы условно разделены на две группы, названные традиционные и нетрадиционные каналы DTB. К первой группе отнесены системы DVB, ATSC, ISDB и DMB. Ко второй – системы подвижной радиосвязи – СПР третьего и четвертого поколений 3G и 4G, системы абонентского доступа – проводные (семейство стандартов xDSL с CAP-модуляцией по витой медной паре) и беспроводные (Wi-Fi, WiMAX и др.), а также система вещания по протоколам Интернет – IPTV.

По способам модуляции, множественного доступа и уплотнения каналов (признак Г) системы ЦТВ разделены на 10 видов: в наземном цифровом ТВ вещании (НЦТВ) – QAM-COFDM-ЧРК-ПолРК (поляризационное разделение каналов); в кабельном по коаксиальному кабелю (КЦТВк) – QAM-ЧРК и по волоконно-оптическому (КЦТВв) – QAM-МИ-DWDM-ПрРК (модуляция ритического излучения по интенсивности (МИ) с плотным волновым уплотнением (DWDM) и пространственным разделением каналов (ПрРК), QAM-МИ-DWDM-ПолРК и QAM-МИ-CWDM-ПрРК.

По применяемым в системах ЦТВ методам компрессии (признак Д) – устранение избыточности, деление следующее: MPEG-2, MPEG-4, H.264, Windows media и новое семейство DIRAC, названное в честь французского математика и физика Поля Дирака.

Как уже отмечалось, в ЦТВ применяется каскадное кодирование – сверточное и Рида-Соломона, а DVB-S2-турбокодирование.

Раздел 7

ТЕЛЕВИДЕНИЕ ВЫСОКОЙ ЧЕТКОСТИ

- [НЕОБХОДИМОСТЬ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМ ТЕЛЕВИДЕНИЯ ВЫСОКОЙ ЧЕТКОСТИ](#)
- [ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ ТВЧ](#)
- [ЧЕРЕССТРОЧНАЯ И ПРОГРЕССИВНАЯ РАЗВЕРТКИ В ТВЧ](#)
- [СТАНДАРТЫ СИСТЕМ ТВЧ](#)

◀ [К содержанию](#)

7.1 НЕОБХОДИМОСТЬ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМ ТЕЛЕВИДЕНИЯ ВЫСОКОЙ ЧЕТКОСТИ

Существующие системы ТВ вещания, различающиеся стандартами разложения изображения и характеристиками излучения радиотелевизионного сигнала, были приняты в то время (1940-е гг.), когда возможности радиоэлектроники по передаче широкополосных сигналов были весьма ограничены. Поэтому воспроизводимое на экранах телевизора изображение при этих стандартах (525/60/2:1, 625/50/2:1 и одинаковом формате кадра 4:3) в 2-3 раза уступает по четкости изображению в кинотеатре. К тому же в современных телевизорах яркость, контрастность и размеры экранов увеличились и стали отчетливо проявляться недостатки чересстрочной развертки: мерцания крупных участков большой яркости с частотой полей 50 Гц; межстрочные мерцания яркости с частотой кадров 25 Гц, особенно заметные на границах горизонтально расположенных объектов (полосы, линии и др.); дрейф строк при передаче движущихся изображений и заметность строчной структуры; четкость изображения по вертикали на 20-30% ниже, чем при построчной развертке с тем же числом строк.

Введение цветного ТВ-вещания по системам НТСЦ, ПАЛ и СЕКАМ происходило также в условиях больших ограничений – системы должны были быть совместимыми с черно-белым телевидением, а их сигналы – занимать такую же полосу частот. Поэтому цветоразностные сигналы сокращены по полосе примерно в 4 раза по сравнению с сигналом яркости и образующийся после модуляции цветоразностными сигналами поднесущей сигнал цветности передается в ВЧ участке спектра сигнала яркости. Такой, вынужденный в то время, способ совместной передачи сигналов яркости и цветности является причиной ряда основных недостатков, свойственных композитным системам цветного телевидения (перекрестные искажения между сигналами яркости и цветности; цветовая четкость изображения более чем в 4 раза меньше яркостной; чувствительность к искажениям типа дифференциальная фаза и дифференциальное усиление).

Стремление к устранению перечисленных недостатков существующих систем вещательного телевидения и коренному улучшению качества принимаемого ТВ-изображения привело к разработке систем телевидения высокой четкости (ТВЧ) – High Definition Television (HDTV). Международный союз электросвязи определяет ТВЧ как систему, позволяющую передавать и воспроизводить ТВ-изображение с качеством, которое либо совершенно не отличается, либо отличается незначительно от качества изображения исходной сцены. ТВЧ – это еще и большой широкий экран, изображение на котором должно наблюдаться с рас-

стояния около 3 высот экрана, улучшенная цветопередача и высококачественное звуковое сопровождение.

К разработке всего комплекса аппаратуры для ТВЧ первыми приступили в 1967 г. в Японии, задолго до Европы и Америки, что подтолкнуло начать соответствующие разработки и в этих регионах. В 1970 году японская корпорация NHK обнародовала программу создания системы ТВЧ стоимостью 500 млн. долларов (практические расходы на фундаментальные исследования составили около 700 мл долларов), в реализации которой участвовали также фирмы «Сони», «Тошиба» и NEC. Были созданы образцы всех необходимых видов аппаратуры для студий и линий связи, включая спутниковые. Для передачи в эфир и по линиям связи была разработана система сжатия спектра видеосигнала (уменьшения избыточности) в 4 раза (система MUSE). В 1980 году было начато спутниковое ТВ вещание по данной системе.

В ноябре 1987 г. Япония, США и Канада подготовили и вынесли на обсуждение проект рекомендации по студийному вещательному стандарту (1125/60/2:1 и формат кадра 16:9, обработка сигнала в цифровом виде), для использования в центрах производства программ ТВЧ. В основу стандарта легли результаты 20-летних исследований японской вещательной компании NHK. К 1988 г. эти предложения трансформировались в национальный стандарт трёх стран. Проведены многочисленные опытные передачи ТВЧ в США (по наземным каналам связи), а в Японии велись ежедневные 8-часовые передачи ТВЧ (по спутниковому каналу связи) с использованием аппаратуры сжатия спектра MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding – кодирование с многократной субдискретизацией). Прием осуществлялся телевизорами промышленного производства на основе 40 сверхбольших интегральных схем.

Европейские страны (Великобритания, Германия, Франция, Италия, Бельгия и Нидерланды) также предложили вариант студийного стандарта ТВЧ (1250/50/2:1/16:9), реализация которого осуществлялась в рамках проекта «Эврика-95», принятого в 1986 г. В работах по проекту участвовали 32 организации из 9 стран. На первом этапе планировалось использовать чересстрочный стандарт разложения и передачу вести по системе HD-MAC (MAC – Multiplexed Analog Components – временное уплотнение аналоговых компонент), а на втором, когда степень интеграции микросхем еще более увеличится и будут освоены новые высокочастотные диапазоны (более 20 ГГц) для спутникового вещания, – перейти к прогрессивной развертке (1250/50/1:1/16:9), при которой только сигнал яркости занимает полосу частот 60 МГц. Во Франции уже разработана камера ТВЧ, удовлетворяющая требованиям стандарта 1250/50/1:1/16:9. Передача ТВ про-

грамм с Олимпийских игр в Сеуле велась по системе ТВЧ-MUSE, а Олимпийских игр из Франции и Испании в 1992 г. – по системе HD-MAC.

Принято решение о том, что в центрах производства программ ТВЧ обработка 3-компонентных сигналов (яркостного и двух цветоразностных) будет вестись в цифровом виде. Системы ТВЧ обеспечивают: улучшение четкости по горизонтали и вертикали примерно в 2 раза, при этом количество воспроизводимых на экране деталей увеличивается в 4...5 раз; повышенное качество цветопередачи прежде всего за счет расширения полосы частот сигналов яркости и цветоразностных; передачу многоканального звукового сопровождения с высоким качеством. Благодаря высокой детальности и повышенному качеству изображения, а также увеличенному до 16:9 формату кадра и большому экрану в системах ТВЧ достигается эффект присутствия в воспроизводимых на экране сценах. В результате качество изображения в ТВЧ почти не отличается от кинопроекции 35-мм кинофильма. Поэтому в Японии систему ТВЧ называют High Vision (Video) – Hi-Vi по аналогии с аббревиатурой Hi-Fi, обозначающей звуковую аппаратуру высокого качества.

ТВЧ является революционным шагом в развитии вещательного телевидения и, несомненно, сменит существующие системы ТСЧ. Однако аналоговые компонентные сигналы студийных стандартов ТВЧ занимают широкую полосу частот – по 30 МГц для сигнала яркости и двух цветоразностных при чересстрочной развертке. Если ширину полосы частот цветоразностных сигналов сократить в два раза общая скорость цифрового потока составит 1,2 Гбит/с. Непосредственная передача таких сигналов по стандартным каналам вещания и связи представляет собой трудноразрешимую задачу. Поэтому при передаче и распределении сигналов ТВЧ по таким каналам необходимо предусмотреть предварительную (до передачи) их обработку с целью сокращения занимаемой полосы частот или скорости цифрового потока, что ведет к усложнению и удорожанию как системы в целом, так и телевизоров. Для упрощения передачи программ ТВЧ по каналам связи на первых порах будет применяться узкополосное ТВЧ, в котором сокращена полоса частот сигналов, что упростит также бытовые аппараты записи и воспроизведения.

В связи с этим системы ТВЧ вначале найдут широкое применение в студийных центрах производства программ, их обработки, записи и обмена телевизионными программами, а также в других областях создания изображений – фотографии, полиграфии, медицине и в первую очередь в кинематографе, где это обеспечит серьезные преимущества как на стадии производства фильмов, так и при их тиражировании и демонстрации.

7.2 ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ ТВЧ

В начале 70-х годов, в ходе поисков и экспериментов фирма NHK осуществила обширную программу психофизиологических исследований, проведя анализ большого количества факторов. Людям, далеким от техники, предлагался большой набор электронных изображений, параметры которых варьировались в широком диапазоне. При этом выяснялось, какая совокупность параметров изображения удовлетворяет среднего зрителя при воспроизведении изображения на телеэкране, оказывая эмоциональное воздействие, аналогичное с изображением широкоэкранного кино.

Главным в данном исследовании являлся тот факт, что изображение значительно крупнее, чем в обычных телевизорах NTSC. NHK пыталась выяснить в точности, насколько больше, шире, четче было новое видеоизображение, а также определить оптимальное расстояние для его просмотра.

Внушительный объем данных, полученных в результате многолетнего исследования, показал, что средний зритель (в частности, в США) смотрит телевизор с расстояния, примерно равного семикратной высоте изображения, т.е. при 27-дюймовом экране это расстояние составляет около 10 футов (3 м). При таком расстоянии в системе NTSC с параметрами разложения изображения 525/60/2:1/4:3 практически не заметна строчная структура раstra и разрешение по яркости при крупном плане является вполне достаточным. При этом крупный план лица в современном телевизоре NTSC с расстояния 10 футов выглядит вполне реалистичным и приятным портретным изображением. При передаче более сложных сцен традиционная система заметно проигрывает.

Одним из простых и очевидных примеров могут служить детали сюжета на широкоугольных кадрах (например, номера на футболках игроков). Долгое время съемка телекамерой была приспособлена к этому присущему системам ТСЧ ограничению, что подтверждается постоянными наездами камеры при съемке спортивных событий крупным планом. Многие кинематографисты жаловались, что телевидение "испортило вкусы" зрителей постоянной диетой из крупных планов, из-за чего панорамные съемки не вызывают интереса. Однако используемая техника продиктована ограничениями, свойственными видеосистемам. Приспосабливаясь к техническим недостаткам систем ТСЧ, оператор передает изображение, отвечающее возможностям NTSC, PAL и SECAM. Однако здесь есть и свои минусы, как показывает рисунок 7.1. У среднего зрителя очень узкий угол обзора – около 10 градусов, Усилиями оператора на расстоянии 3 м видео-

изображение воспринимается "чистым" и адекватным по разрешению. Но тогда картинка становится небольшим "окошечком". Между тем "приемлемое" в ТСЧ изображение существенно уступает широкоформатному (широкоэкранному) кино по воздействию на зрителя.

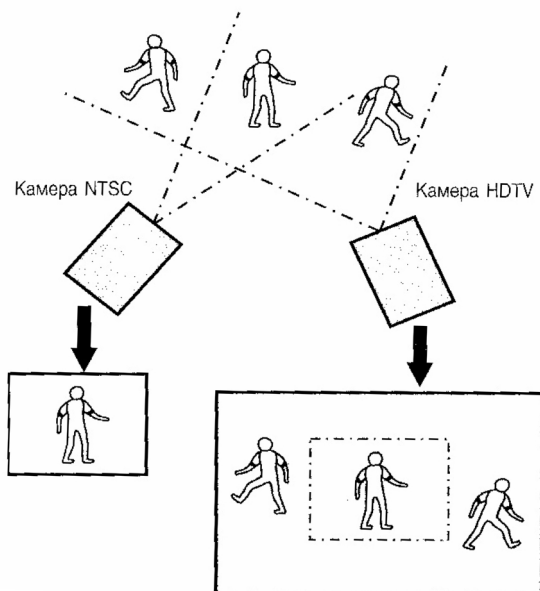


Рисунок 7.1 – Различие изображения в видоискателе камер ТСЧ и ТВЧ

Поскольку ТВЧ предназначено для домашнего использования, оно ориентировано на жилые помещения. Если зрители привыкли смотреть телевизор с расстояния в среднем 3 м, то минимальный размер изображения на экране ТВЧ со средней четкостью, позволяющей при просмотре получить совершенно новое зрительное впечатление, должен составлять 75 дюймов по диагонали. Это значительно больше, чем у нынешних "больших" 27-дюймовых телевизоров NTSC (и PAL/ SECAM). В действительности, как показано на рисунок 7.2, угол обзора составляет около 30 градусов при расстоянии между зрителем и экраном, равным трехкратной высоте изображения. Сравните эти цифры с углом обзора 10 градусов для традиционных систем (рисунок 7.1).

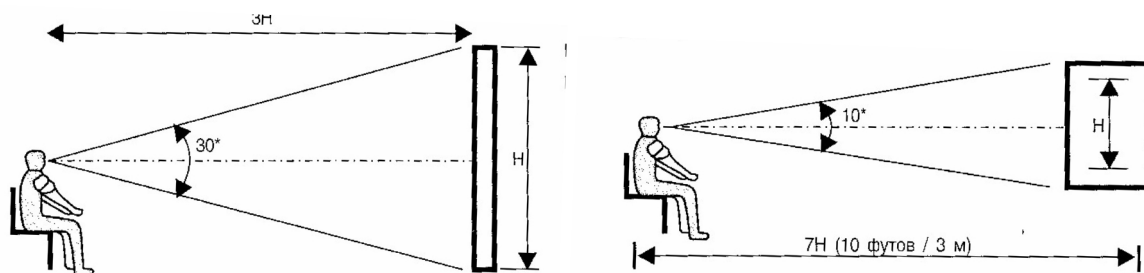


Рисунок 7.2 – Угол обзора в зависимости от расстояния до экрана для систем ТВЧ (слева) и систем ТСЧ

Угол обзора, очевидный из этих рисунков, является весьма важным параметром, хотя и находящимся на уровне подсознания. Поскольку обычное поле зрения человека составляет не 10 градусов, а скорее 30 и даже больше с учетом периферического зрения, то взаимосвязь размера изображения и разрешения определяет возможность получения "новых зрительных впечатлений".

Недостаточно просто увеличить размер изображения, чтобы улучшить зрительное восприятие. К сожалению, эта основополагающая предпосылка во многих исследованиях игнорировалась. Более крупное изображение в системах ТВЧ без искажений обеспечивает новое воспроизведение образа, обусловленное увеличенным размером экрана. Необходимо помнить, что пока оператор работает с системой развертки на 525 (или 625) строк, конечное изображение (с точки зрения разрешения) в традиционных системах вполне удовлетворительно. Однако при съемке камерой ТВЧ на 1080 строк и камерой ТСЧ одного и того же кадра (например, футбольного игрока крупным планом) с одним и тем же углом поля зрения объектива и тем же разрешением (в центре изображения), два изображения будут существенно различаться: более крупное изображение ТВЧ содержит гораздо больше информации, что и проиллюстрировано на рисунке 7.1.

Изображение ТВЧ показывает больший участок поля – больше игроков и действия в целом. Изображение ТВЧ радикально отличается от изображения ТСЧ. Изображения отдельных игроков передаются на сетчатку глаза с таким же разрешением – на том же относительном расстоянии просмотра – но создают у зрителя принципиально различное впечатление. Изображения ТВЧ гораздо более реалистичны.

Драматическое воздействие ТВЧ на зрителя можно осознать только при наличии двух ключевых условий: размер изображения должен быть не меньше 75 дюймов по диагонали, а содержание изображения должно использовать все преимущества съемки новой камерой в области более широких и естественных для глаз углов поля зрения.

Принятые при производстве программ процедуры предполагают формат кадра 4:3 как для видеопродукции, так и для кинофильмов, предназначенных для просмотра на видео. Такой формат был принят также и для компьютерных систем.

При постановке фильмов, предназначенных для показа в кинотеатрах, обычно не предполагаются ограничения, связанные с традиционными видеодисплеями. Наоборот, для создания максимального драматического и сенсорного эффекта используется полный экран с широким форматом. Следовательно, приходится прибегать к кадрированию изображения по боковым сторонам чаще, чем

хотелось бы. Эта проблема особенно остро проявляется при необходимости копировать широкоэкранный фильм для видеопозаа.

Одной из причин перехода на формат 16:9 было стремление воспользоваться привычкой зрителей к такому формату кадра, обычно используемому в кинофильмах. В действительности кинофильмы выпускаются в нескольких форматах, включая 4:3 (1,33); 2,35, используемый для 35-мм фильмов; и 2,2 для 70-миллиметрового формата (рисунок 7.3).

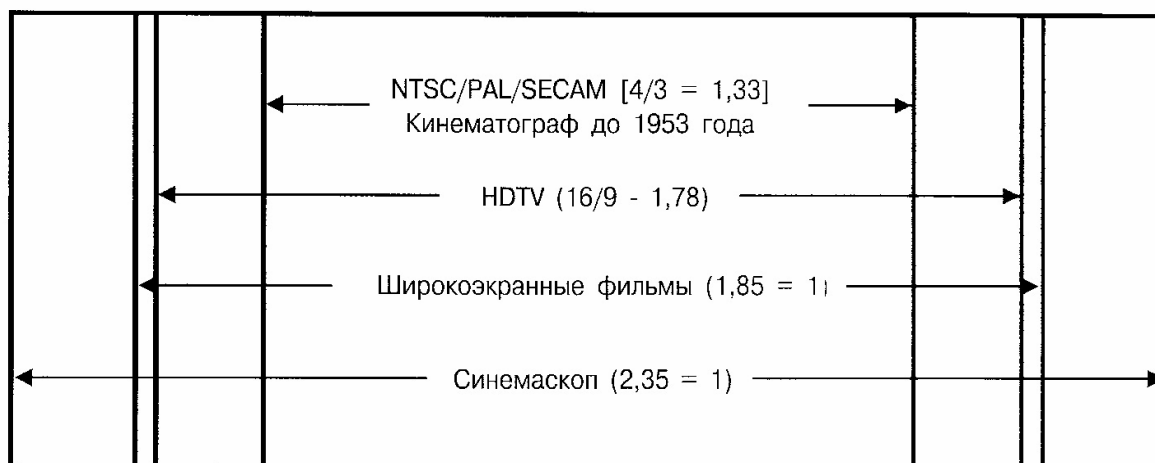


Рисунок 7.3 – Сравнительный формат кадра для различных систем киноиндустрии и телевидения

Одновременная передача программ вещательного телевидения по системам HDTV и SDTV ведет к интенсивному обмену материалом между аналоговой системой ТСЧ (с форматом 4:3) и цифровым телевидением (DTV), в том числе и ТВЧ (с форматом 16:9). Для развивающихся цифровых каналов DTV будет открыт регулярный доступ к архивному материалу 4:3. При этом, новый материал, специально предназначенный для широкого экрана канала DTV, также может использоваться в аналоговом канале ТСЧ; транслирование широкоэкранных фильмов сможет иногда проводиться по обоим каналам, и т.д. Сегодня существует много способов составления обычных дневных телепрограмм, которые, безусловно, получают дальнейшее развитие в условиях рынка.

Определение формата кадра – это новый и существенный спорный вопрос в области производства, использующего два весьма различных формата изображения. Нет ничего хорошего в двустороннем обмене материалами программы с переходом от одного формата к другому. В принципе, можно получить прекрасное (или, по крайней мере, удовлетворительное) изображение формата 4:3 из оригинала формата 16:9, но никогда не удастся получить удовлетворительное изображение формата 16:9 из формата 4:3.

7.3 ЧЕРЕССТРОЧНАЯ И ПРОГРЕССИВНАЯ РАЗВЕРТКИ В ТВЧ

Исследования преимуществ прогрессивной или чересстрочной разверток в цифровом телевидении (DTV – Digital Television) оказались в центре внимания. Многие производители телевизионного оборудования присматриваются к обоим вариантам и пытаются понять, какое будущее ждет тот и другой вариант. Попробуем оценить с технической точки зрения оба варианта, чтобы глубже понять преимущества и недостатки возможных форматов и, таким образом, помочь сделать более разумный выбор.

Когда японская компания NHK впервые начала работу над ТВЧ, главной целью являлось значительное увеличение разрешающей способности и, как следствие, улучшение качества изображения, особенно в случае применения больших экранов. Особенно важным представлялось увеличение количества отображаемых на экране строк не менее, чем вдвое – до 1000 и более линий. Это стремление, вместе с решением о переходе к широкоэкранному формату, привело к тому, что в одной строке должно отображаться не менее 2000 элементов.

Сейчас, через 40 лет после "пионерской" работы NHK, ситуация еще более осложнилась. Если посмотреть на таблицу 7.1, то увидим в ней характеристики 18 форматов цифрового телевидения, 6 из которых отвечают современным представлениям о HDTV (нижние 2 строки соответствуют широкоэкранным форматам с соотношением сторон 16:9). В таблице 7.2 приведены сведения о том, какие скорости передачи данных требуются для передачи изображения того или иного формата.

Стандарты, выбираемые телевизионными компаниями, берутся именно из этой таблицы. Еще в 1991 году CBS, NBC, HBO и DirecTV выбрали стандарт 1920×1080 (элементов)×30 кадров/с, а ABC – формат 1280×720р×60 кадров/с. CBS утверждает, что их конечная цель – стандарт 1920×1080×60 кадров/с, к которому они намереваются перейти в последующие годы.

Между форматами 720р и 1080i существуют значительные различия. Количество пикселей и формат развертки. Рассмотрим вначале отдельный кадр. При 720 строках и 1280 пикселях в строке каждый кадр содержит 921600 пикселей. При 1080 строках и 1920 элементах разложения в строке количество пикселей в кадре более чем удваивается, составляя 2073600. Однако, в первом случае в секунду передается 60 кадров, а во втором – только 30. Таким образом, в этих двух форматах отдается предпочтение увеличению разрешения в какой-либо одной области – временной в случае формата 720р и пространственной для формата 1080i.

Таблица 7.1 – Основные параметры развертки изображения по стандарту ATSC

Количество элементов в строке	Количество активных строк	Формат кадра	Вид развертки	Частота кадров/полей, Гц
640	480	4:3 (SDTV)	Прогрессивная Прогрессивная Прогрессивная Чересстрочная	60(59,94); 30(29,97); 24(23,98); 30(29,97)/60(59,94)
720	480	4:3 (SDTV)	Прогрессивная Прогрессивная Прогрессивная Чересстрочная	60(59,94); 30(29,97) 24(23,98) 30(29,97)/60(59,94)
720	480	16:9 (SDTV)	Прогрессивная Прогрессивная Прогрессивная Чересстрочная	60(59,94); 30(29,97) 24(23,98) 30(29,97)/60(59,94)
1280	720	16:9 (HDTV)	Прогрессивная Прогрессивная Прогрессивная	60(59,94); 30(29,97); 24(23,98)
1920	1080	16:9 (HDTV)	Прогрессивная Прогрессивная чересстрочная	30(29,97); 24(23,98); 30(29,97) /60(59,94)

Таблица 7.2 – Значение скоростей цифрового потока при различных параметрах развертки

Активное (полное) количество элементов в кадре	Частота кадров, Гц	Скорости активная (полная), Мбит/с
640×480 (800×525)	30i	184(252)
	30p	184(252)
	60p	368(504)
720×480 (858×525)	30i	207(270)
	30p	207(270)
	60p	414(540)
1280×720 (1650×750)	30p	553(742)
	60p	1106(1485)
1920×1080 (2200×1125)	30i	1244(1485)
	60p	1244(1485)

В чересстрочных системах половина строк каждого кадра фиксируется, передается и отображается каждые $1/60$ с, а вторая половина – в следующие $1/60$ с. Основной целью применения чересстрочной развертки является уменьшение полосы частот занимаемой ТВ сигналом при отсутствии яркостных мельканий. Для кинофильмов применение двух- и трехшторчатых обтюраторов эквивалентно тому, что каждый кадр фильма, отснятого со скоростью 24 кадра/с, отображается с частотой 48 или 72 кадра/с. Аналогично этому, многие компьютерные мониторы с той же целью используют частоту обновления кадров до 100 Гц и даже более.

При проведении экспериментов выяснилось, что, когда картинка отображается на сканирующем дисплее, истинная разрешающая способность составляет около 70% от количества отображаемых строк. Это соотношение не зависит от того, прогрессивная развертка или чересстрочная. Однако чересстрочные дисплеи вносят дополнительные искажения при передаче движущихся объектов. В зависимости от изображения снижение разрешающей способности может достигать половины от максимума, получаемого при передаче неподвижных изображений. Это соотношение известно как чересстрочный фактор.

Кратко рассмотрим причины, приводящие к такому результату. Так как фиксация второго поля изображения при чересстрочной развертке происходит на $1/60$ секунды позже, чем первого, то положение движущегося объекта меняется от поля к полю. Таким образом, чем больше движения в снимаемой сцене, тем более отличаются друг от друга поля и тем меньше вероятность, что при отображении они сольются в один цельный кадр. Применение прогрессивной развертки устраняет подобные артефакты. Что препятствует повсеместному применению прогрессивной развертки – так это необходимость удвоения полосы пропускания каналов связи для обеспечения той же разрешающей способности при неподвижном изображении, а также удвоение объема памяти, необходимого для хранения кадра. При параметрах развертки $1920 \times 1080 \times 60$ кадров/с необходимая скорость цифрового потока составляет примерно 3 Гбит/с.

Чтобы глубоко разобраться в свойствах систем с прогрессивной разверткой, необходимо рассмотреть весь процесс фиксации, записи, передачи и воспроизведения изображения на экране. Камеры с прогрессивной разверткой обычно используют матрицы приборов с зарядовой связью (ПЗС, CCD), сканирующие каждую строку изображения каждые $1/30$ с для формата 30р или $1/60$ с для формата 60р. Кроме частоты сканирования, единственным различием между ATSC форматами является число элементов в матрице. Чем больше таких элементов, тем больше информации поступает с матрицы в каждом кадре развертки

и, таким образом, тем большая скорость работы требуется от цифрового сигнального процессора (DSP) камеры. Формирование кадра формата 480/60р требует удвоения скорости по сравнению с форматами 480/60i и 480/30р. Формат 720/60р требует почти шестикратного увеличения полосы пропускания.

Изображения с прогрессивной разверткой обладают еще одним несомненным преимуществом, особенно в цифровых системах – они могут быть записаны с намного меньшим количеством артефактов, возникающих при сжатии изображения. Это уменьшение искажений происходит из-за того, что в процессе сжатия анализируется сразу последовательность кадров, что привело бы к появлению межполевых артефактов в случае чересстрочной развертки. После сжатия запись в формате 480/60р требует удвоения полосы пропускания канала записи по сравнению с форматами 480/60i и 480/30р. Запись в формате 720/60р требует утроения полосы пропускания и обеспечивается современными видеомagneитофонами.

Sony рассматривает стандарт 1080/24р (точнее 23,97) как расширение своей 1080i системы записи HDCAM, что позволяет снимать кинофильмы телевизионной аппаратурой.

Выпускаемые промышленностью США приемники ТВЧ должны распознавать стандарт разложения изображения принимаемой программы и отображать на экране.

В число дисплеев с прогрессивной разверткой входят и все современные компьютерные мониторы. Несколько производителей уже анонсировали цифровые телевизионные приемники, выполненные как карты формата PCI и предназначенные для использования совместно с компьютерами, стоимостью менее 500 долларов. Такие приемники способны работать со всеми 18 форматами ATSC DTV и преобразовывать их в форму, пригодную для отображения на компьютерных дисплеях с прогрессивной разверткой. Если у вас есть SXGA монитор с диагональю 19 или 21 дюйм, способный обеспечить разрешение 1280×1024 пикселя, то, добавив в компьютер цифровой приемник, вы получаете прекрасный TV-приемник для формата 720р. Для тех, кто уже имел дело с мультимедийными компьютерами, не составит труда приобрести и проектор такого же формата, что обеспечит получение изображений большого размера. А наличие монитора, дающего вывод картинки с разрешением 1600×1280, позволяет отобразить даже изображение в формате 1920×1080 с максимальным приближением к исходному формату. Многие считают, что именно телевизионные форматы с прогрессивной разверткой станут тем, что приведет к столь давно декларируемому слиянию телевидения и компьютеров.

Для изготовителей телеприемников будущее представляется в виде настенных плазменных дисплеев формата 16:9 (PALC). В конце 1998 года фирма, организованная совместными усилиями Philips, Sony и Sharp, продемонстрировала плазменный дисплей с разрешением 1920×1080. Это пока лишь прототип, но даже он показывает, что будущее в телевидении – за системами с прогрессивной разверткой. Кроме того, появление плазменных дисплеев высокого разрешения при разумной их стоимости повлечет за собой ускорение принятия стандарта 1080p и расширение его применения, завершив тем самым процесс перехода от чересстрочной к прогрессивной развертки.

7.4 СТАНДАРТЫ СИСТЕМ ТВЧ

Конкретным проявлением тенденций к унификации является новая редакция стандарта ТВЧ. Согласно проекту Рекомендации ITU-R BT.709-3 вводится в действие единый стандарт для производства и международного обмена программами ТВЧ. Основное применение единого стандарта ТВЧ – видеосъемка и телекинопроизводство. В Европе продукцию ТВЧ предлагают около 100 компаний.

Теперь в Рекомендации BT. 709-3 вместо двух видов развертки сохраняется единый формат изображения HD-CIF в виде матрицы 16:9 с 1080-ю активными строками в кадре (отсчетами по вертикали) и с 1920-ю квадратными элементами изображения (пикселями) в активной части строки (по горизонтали). При этом значения единых параметров не зависят от частоты кадров, значения которой могут быть равными 60, 50, 30, 25 и 24 Гц. Таким образом, в стандарт включены новые значения частоты кадров при прогрессивной развертке, в том числе 24 Гц, которая используется в кинематографии. Применение частоты 24 кадр/с обеспечивает не только упрощение преобразования фильмов в видеосигнал. Ожидается, что с такой частотой будет производиться и видеосъемка. Создатели программ получают еще одно средство для "бесшовного" объединения изображений от различных источников. Это обеспечивает тождественность электронной и киноверсии фильма, что облегчает международный обмен программами в виде кинофильмов, которые могут редактироваться в электронном виде и затем передаваться по цифровым каналам связи. Таким образом, на смену киноплёнке приходит электронная память с мгновенным просмотром и монтажом.

Для формирования изображения определены прогрессивный (P) и чересстрочный (I) способы. Для транспортировки изображений, сформированных первым способом, можно применять канал передачи прогрессивных кадров (P) либо

канал передачи сегментных кадров (PsF). Для распространения изображений, сформированных вторым способом, применяется канал передачи чересстрочных полей. Термин "сегментный кадр" означает, что изображение сформировано с применением прогрессивной развертки, а передается в виде двух сегментов, один из которых содержит нечетные строки изображения, а другой – четные. Параметры систем ТВЧ в соответствии с единым стандартом приведены в таблице 7.3.

Таблица 7.3 – Параметры систем ТВЧ

Параметр	Значения, обозначающие системы								
	60/P	30/P	30/PsF I 60/1	50/ P	25 /P	25/P sF	50 /1	24/P	24/PsF
Порядок представления отсчетов в системе с разверткой	Слева направо, сверху вниз В чересстрочных системах и системах с сегментным кадром первая активная строка поля 1 расположена вверху изображения								
Полное число строк	1125								
Частота полей/кадров/сегментных кадров, Гц	60 (60/1,001)	30 (30/1,001)	60 (60/1,001)	50	25	50		24 (24/1,001)	48 (48/1,001)
Коэффициент чересстрочного разложения	1:1		2:1		1:1		2:1	1:1	
Частота кадров, Гц	60 (60/1,001)	30 (30/1,001)		50	25			24 (24/1,001)	
Частота строк ¹⁾ , Гц	67500 (67500/1,001)	33750 (33750/1,001)		562 50	28125			27000 (27000/1,001)	
Число отсчетов на полную строку - R, G, B, Y - C _R C _B ,	2200 1100			2640 1320				2750 1375	
Номинальная полоса аналоговых сигналов ²⁾ , МГц	60	30		60	30				
Частота дискретизации - R, G, B, Y, МГц	148,5(148,5/1,001)	74,25 (74,25/1,001)		148,5	74,25			74,25 (74,25/1,001)	
Частота дискретизации -C _R C _B , МГц	74,25 (74,25/1,001)	37,125 (37,125/1,001)		74,25	37,125			37,125 (37,125/1,001)	

Раздел 8

МЕТОДЫ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ

- [ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ И ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ](#)
- [ФОРМАТЫ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ НА МАГНИТНУЮ ЛЕНТУ](#)
- [ФОРМАТЫ ДИСКОВОЙ И ОПТИЧЕСКОЙ ВИДЕОЗАПИСИ](#)
- [БЕЗЛЕНТОЧНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ВИДЕОЗАПИСИ](#)

◀ [К содержанию](#)

8.1 ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ И ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ

В связи с быстрым развитием и совершенствованием телевизионного вещания вопрос записи и консервации ТВ программ приобретает исключительно важное значение в социальном, творческом и в техническом смысле. Консервация ТВ программ внесла большие изменения в технологию телевизионного вещания. Программы подготавливаются заблаговременно, их можно компоновать и монтировать. Это дает возможность более эффективно использовать весь телевизионный комплекс, так как позволяет осуществлять независимо от времени передачи равномерную его загрузку.

Запись ТВ и звуковых сигналов на магнитный носитель базируется на одних и тех же принципах. Они основаны на способности ферромагнитных материалов намагничиваться под действием внешнего магнитного поля, создаваемого ТВ или звукового сигналом, и сохранять остаточную намагниченность продолжительное время.

В сердечнике записывающего элемента (магнитной головки) при протекании тока сигнала по обмотке возникает магнитный поток, силовые линии которого создают рабочее поле, пронизывающее магнитный слой носителя (магнитной ленты, диска). При движении записывающего элемента относительно магнитного носителя электрический сигнал, являющийся функцией тока или напряжения от времени, преобразуется в пространственную последовательность намагниченных участков носителя записи. Таким образом, на носителе записывается информация в виде магнитного следа – сигналограммы.

При воспроизведении остаточная намагниченность ферромагнитного носителя создает внешнее магнитное поле. Вследствие перемещения магнитного носителя с записанной на нем сигналограммой относительно головки происходит обратное преобразование магнитного поля участков носителя в переменную ЭДС, которая индуцируется в обмотке, вследствие замыкания через сердечник переменного магнитного потока.

Запись и воспроизведение могут осуществляться с помощью одной и той же магнитной головки (рисунок 8.1). Магнитная головка представляет собой незамкнутый ферромагнитный сердечник 1 с технологическим зазором 2 и обмоткой 3, через которую проходит ток записываемого сигнала. Часть магнитного потока, выходящего из сердечника головки у рабочего зазора 4, замыкается через немагнитную основу носителя 6, а основная часть потока пронизывает ферромагнитный слой 5. Если ток в обмотке головки меняется, то соответственно ме-

няется магнитный поток в сердечнике, а следовательно, и остаточная намагниченность магнитного слоя носителя.

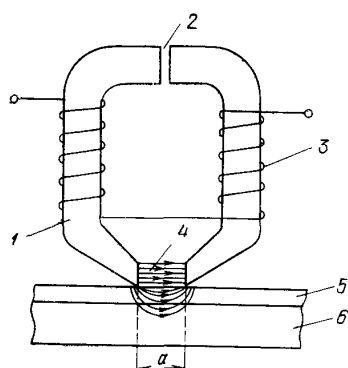


Рисунок 8.1 – Магнитная головка:

1 – магнитопровод; 2 – технологический зазор; 3 – обмотка;
4 – рабочий зазор; 5 – ферромагнитный слой;
6 – основа носителя

К материалу сердечника головки предъявляются особые требования как по магнитным характеристикам, так по механическим свойствам: сердечник головки должен быть сделан из магнитомягкого материала, т. е. иметь малое значение коэрцитивной силы, чтобы остаточная намагниченность сердечника была небольшой; должен обладать высокой магнитной проницаемостью для получения малого магнитного сопротивления, а также малые частотные потери; допускать точную обработку зазора и рабочих поверхностей и, наконец, должен быть износостойким.

Потери электрической энергии в сердечниках головок обусловлены гистерезисными потерями и потерями на вихревые токи. Гистерезисные потери малы, так как объем магнитного материала небольшой. Основные потери определяются вихревыми токами. Эти потери приводят к уменьшению магнитной проницаемости, а следовательно, к увеличению магнитного сопротивления сердечника. Для уменьшения потерь выбирают материал сердечника головок из феррита, обладающего высоким удельным сопротивлением. Применяют также сердечники из износостойкого магнитного сплава – сендаста, содержащего железо, алюминий, кремний и легирующие добавки. Рабочий зазор сердечника образован немагнитной прокладкой, обычно в виде тонкого слоя монооксида кремния, толщиной около 1 мкм.

Качество записи сигнала в значительной степени зависит от магнитного носителя. Если в качестве носителя используются магнитная лента, то ее магнитные и механические характеристики должны соответствовать определенным требованиям. В процессе эксплуатации лента подвергается значительным механическим нагрузкам, испытывая большое давление, деформацию, поэтому должна удовлетворять высоким прочностным характеристикам. Рабочий магнитный слой должен иметь высокую износо- и термостойкость, обладать большой остаточной намагниченностью для получения высокого отношения сигнал-помеха, большой коэрцитивной силой, чтобы он не размагничивался под действием маг-

нитных полей соседних участков и не испытывал влияния внешних полей на записанную сигналограмму. В магнитной записи применяются двухслойные ленты, состоящие из рабочего магнитного слоя 5 и основы 6, придающей ленте механическую прочность.

Основа ленты изготавливается из эластичной полиэфирной пленки, отличающейся высокой прочностью на разрыв, износостойкостью и стабильностью характеристик. Толщина основы составляет 8...37 мкм. Рабочий слой состоит из магнитного порошка и связующего материала, который одновременно является лаковым покрытием и обладает кроме высокой износ- и термостойкости еще и гладкостью поверхности. Кроме этого в рабочий слой вводят смазочные вещества, снижающие трение, и астатические добавки. Магнитный порошок из гамма-оксида железа имеет игольчатую форму с длиной кристалликов не более 0,3...0,5 мкм и диаметром примерно 0,03 мкм.

Основным отличием магнитной записи телевизионных сигналов от звуковых является необходимость записи широкого частотного диапазона и высокой верхней частоты сигнала.

Для высококачественной записи звука необходима полоса частот от 20 Гц до 20 кГц, а для записи телевизионного сигнала в 300 раз больше – от 50 Гц до 6,5 МГц. Запись телевизионных сигналов критична к непостоянству относительного перемещения записывающего элемента и носителя, т. е. к скорости записи и воспроизведения.

Длина волны записи на магнитном носителе зависит от частоты сигнала записи и скорости движения носителя относительно записывающего элемента:

$$\lambda = v / f, \quad (8.1)$$

где λ – длина волны записи, м;

v – скорость движения носитель – элемент записи, м/с;

f – частота записанного сигнала, Гц.

Если для магнитной записи ТВ сигналов использовать аппаратуру записи звука, то потребовалось бы увеличить скорость движения ленты до 200 м/с. Очевидно, что такая скорость транспортировки ленты неприемлема.

Скорость движения ленты может быть ниже, как видно из (8.1), если уменьшить минимальную длину волны записи λ или понизить частоту записываемого сигнала. Минимальную длину волны можно получить за счет уменьшения рабочего зазора магнитной головки a (см. рисунок 8.1). На практике обычно выполняется условие $a/\lambda_{min} = 0,5$ или $\lambda_{min} = 2a$. Отсюда $f_{max} = v/2a$. Следует отметить, что для хорошо выполненных головок эффективная ширина щели превы-

шает ее геометрический размер всего на 10... 15%. Поэтому можно считать минимальную длину волны записи равной удвоенной ширине зазора головки. Однако технологически трудно реализовать эффективный зазор столь малой ширины, а уменьшение частоты записываемого ТВ сигнала приводит к снижению качества изображения.

Частотные характеристики записывающего и воспроизводящего устройств ограничиваются в нижней и в верхней частях частотного диапазона из-за наличия различных потерь. Основными являются волновые потери, которые зависят от магнитных и механических свойств ленты, электрических и конструктивных параметров головок и определяются относительными размерами головок и длины волны записанного сигнала. К этим потерям относятся щелевые (относительная ширина рабочего зазора щели головки), слойные (относительная толщина магнитного слоя ленты), контактные (относительное расстояние между рабочей поверхностью магнитной головки и рабочим слоем ленты).

Если магнитный слой недостаточно тонок или ухудшается плотность соприкосновения головки с лентой, магнитное поле выходит за пределы рабочего зазора a , значительно увеличивая эффективную ширину щели. Это приводит к ухудшению записи высокочастотных составляющих сигнала. Следовательно, магнитный слой ленты должен быть тонким и очень гладким, так как только в этом случае будет наилучший механический контакт с рабочей поверхностью головки. Плотность прилегания ленты к плоскости головки зависит также от материала основы ленты. Тонкие эластичные основы лент обеспечивают более плотное прилегание к рабочей поверхности головки, чем ленты с толстой основой.

Качество магнитной записи телевизионных сигналов в основном определяется мерами, принятыми по уменьшению волновых потерь. Созданы ленты с тонким магнитным слоем, с хорошей однородностью магнитного порошка, с гладкой поверхностью и с эластичной основой.

Уменьшение щелевых потерь достигается совершенствованием технологии изготовления головок с узкими рабочими зазорами. Уменьшение щелевых потерь достигается совершенствованием технологии изготовления головок с узкими рабочими зазорами.

Важным параметром магнитной записи является частотная характеристика узла лента – головка. Если на магнитную ленту записан синусоидальный сигнал с круговой частотой ω , то в идеальной магнитной системе при отсутствии искажений распределение магнитного потока по оси ленты (координата x)

$$\Phi = \Phi_0 \sin(\omega / v_3)x, \quad (8.2)$$

где Φ_0 – амплитуда магнитного потока;

v_3 – скорость перемещение ленты относительно головки при записи.

При обратном преобразовании магнитного поля участков носителя ЭДС, которая индуцируется в витках обмотки головки движущейся магнитной лентой, пропорциональна скорости изменения потока $w d\Phi/dt$, где w – число витков обмотки головки.

Чтобы дифференцировать (8.2), необходимо заменить переменные: вместо изменения магнитного потока по координате x ввести изменение сигнала по времени t , т.е. $x = v_B t$, где v_B – скорость перемещения ленты относительно головки при воспроизведении.

При $v_3 = v_B$ (т. е. скорости записи и воспроизведения одинаковы) получим

$$E = -w \frac{d\Phi}{dt} = -\Phi_0 w \omega \cos \omega t, \quad (8.3)$$

где E – ЭДС, наводимая в обмотке головки.

Если скорость движения ленты относительно головки постоянна, то из (8.3) следует, что ЭДС будет изменяться пропорционально частоте сигнала. При увеличении частоты сигнала в 2 раза, что будет соответствовать ее повышению на одну октаву, ЭДС также возрастет в 2 раза (на 6 дБ).

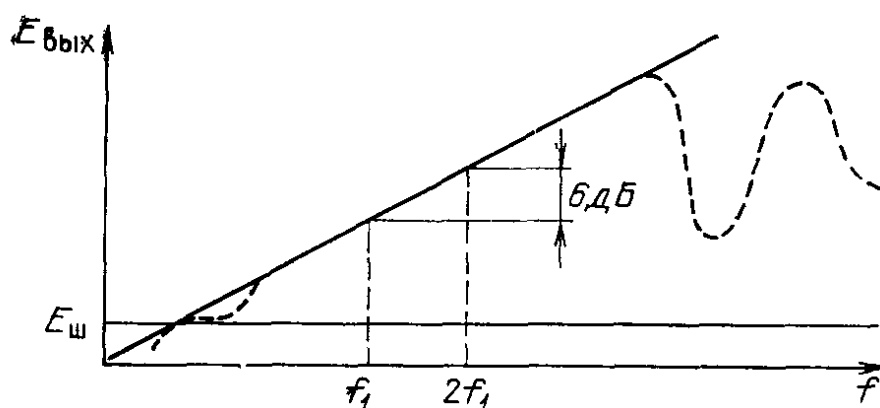


Рисунок 8.2 – Частотная характеристика узла лента-головка

На рисунке 8.2 показана идеализированная частотная характеристика узла лента-головка (сплошная линия). Это наклонная прямая с крутизной наклона 6 дБ на октаву. Очевидно, что даже при такой идеализированной форме частотной характеристики возникают искажения телевизионного сигнала, т. е. ее необходимо корректировать в электрических цепях записи и воспроизведения. Реаль-

ная частотная характеристика узла лента-головка, показанная на рисунке 8.2 штриховой линией, существенно отличается от идеальной на краях частотного диапазона. В нижней части частотного диапазона искажения обусловлены тем, что магнитный поток сигналограммы в области длин волн, превышающих длину контакта рабочей поверхности головки с лентой, не замыкается полностью через сердечник головки. Значительная его часть рассеивается или замыкается через одну половину сердечника, не пересекая обмотку. Чем больше длина волны записи, тем больше сказываются эти потери.

При записи и воспроизведении сигнала высоких частот неравномерность частотной характеристики узла лента-головка обуславливается искажениями, наступающими из-за соизмеримости ширины щели головки и длины волны записи. При очень малых длинах волн за время прохождения элемента ленты по всему участку магнитного поля записывающей головки сигнал может измениться и даже переменить полярность. Обратная полярность сигнала приводит к некоторому размагничиванию элемента ленты и тем самым понижению эффективности записи высокочастотных составляющих сигнала. При различных соотношениях длины волны записываемого сигнала и рабочей ширины щели при воспроизведении в магнитной головке будет меняться значение магнитного потока, обусловленное напряженностью поля носителя по длине. Это вызывает резкую неравномерность частотной характеристики с максимумами и минимумами в области высоких частот.

Отношение частот f_{max} / f_{min} телевизионного сигнала определяет отношение $\lambda_{max} / \lambda_{min}$. Если на магнитной ленте записана сигналограмма с длиной волны $\lambda_{min} = 3$ мкм, максимальная длина записи при $f_{max} = 6,5$ МГц и $f_{min} = 50$ Гц составит $\lambda_{max} = 0,4$ м, что примерно в 100 раз превышает длину рабочей поверхности головки. Для получения достаточного уровня записи оптимальным является тот сигнал, длина волны которого не превышает длину рабочей поверхности головки. При определенных значениях низкочастотных составляющих сигнала ЭДС воспроизводящей головки будет ниже уровня шумов, поэтому полезный сигнал практически полностью маскируется шумами (см. рисунок 8.2).

Необходимость записи относительно широкого динамического диапазона частот (для ТВ сигнала – это примерно 17 октав) и сложность записи низкочастотных составляющих телевизионного сигнала в аппаратуре магнитной записи решаются транспонированием спектра сигнала в более высокочастотную область. Это позволяет уменьшить отношение высшей частоты спектра сигнала к низшей, т. е. осуществить относительное сжатие частотного диапазона. В этом случае условия записи тем более благоприятны, чем выше степень сжатия.

Транспонировать спектр можно, используя модуляционный метод преобразования. В результате такого транспонирования улучшаются условия воспроизведения нижних частот сигнала, резко снижается относительный динамический диапазон частот, но повышается максимальное значение частоты сигнала.

Применить амплитудную модуляцию (АМ) телевизионных сигналов при магнитной записи не представляется возможным, несмотря на то, что она дает минимальное расширение спектра частот (в 2 раза при передаче двух боковых). При АМ невозможно устранить паразитную амплитудную модуляцию, возникающую из-за помех. Такими помехами являются: непостоянство контакта ленты – головка, неоднородность магнитного слоя ленты и др.

Если использовать частотную модуляцию (ЧМ), то можно устранить паразитную АМ глубоким ограничением ЧМ сигнала. Однако обычная ЧМ приводит к значительному увеличению спектра выходного сигнала. Если, например, использовать параметры ЧМ, применяемые в радиовещании, то расширение спектра частот будет в 5... 10 раз. Запись на магнитную ленту такого широкого спектра частот – технически сложно реализуемая задача.

Как известно, в первом приближении ширина спектра ЧМ сигнала определяется по выражению

$$\Delta F_{\text{ЧМ}} = 2F_{\text{max}}(1 + \beta)$$

где F_{max} – верхняя частота модулирующего сигнала

β – индекс ЧМ.

Следовательно, выбор большого значения β приводит к значительному расширению спектра частот, но при этом растет помехозащищенность. При модуляции сложным сигналом, каким являются звуковой и ТВ сигналы, индекс модуляции – величина переменная. В магнитной записи ТВ сигналов принято использовать узкополосную ЧМ с индексом модуляции $\beta < 1$ и низким отношением несущей частоты f_0 к высшей модулирующей частоте F_{max} . При этом ширина спектра ЧМ сигнала мало отличается от спектра АМ сигнала и примерно равна удвоенной ширине спектра модулирующего колебания. Низкое отношение f_0/F_{max} выбирается для уменьшения максимальной частоты спектра модулированного сигнала. Отметим, что в магнитной видеозаписи под несущей частотой f_0 принято считать частоту ЧМ сигнала соответствующую мгновенному значению среднего уровня сигнала.

Как видно из рисунка 8.3, несущая частота f_0 незначительно выше модулирующей частоты F_{max} . При $\beta = 0,1 \dots 0,2$ спектр ЧМ сигнала будет иметь вид как на рисунке 8.3, б. В профессиональных устройствах магнитной записи, где тре-

буется высокое качество воспроизведения, используются обе боковые полосы ЧМ сигнала, а в бытовых – нижняя и частично подавленная верхняя боковая (рисунок 8.3, в). Это приводит к дополнительным искажениям, которые считаются допустимыми для данного класса устройств.

Для обеспечения возможности обмена программами частоты, соответствующие определенным уровням ТВ сигнала, стандартизованы. Это нормирование частоты ЧМ сигнала называется *расстановкой частот* (рисунок 8.4).

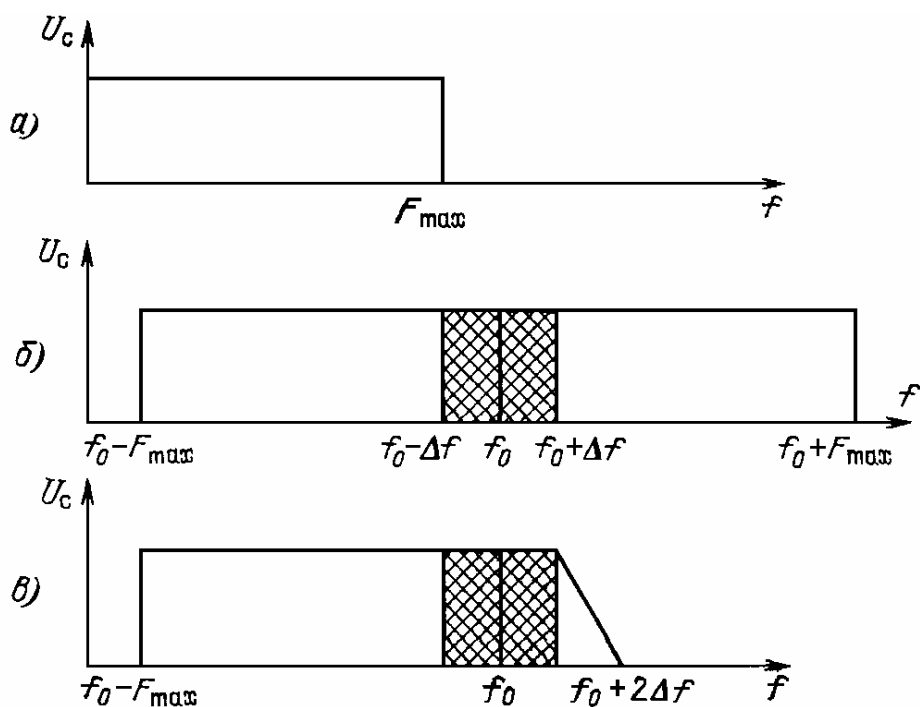


Рисунок 8.3 – Спектры ТВ и ЧМ сигналов

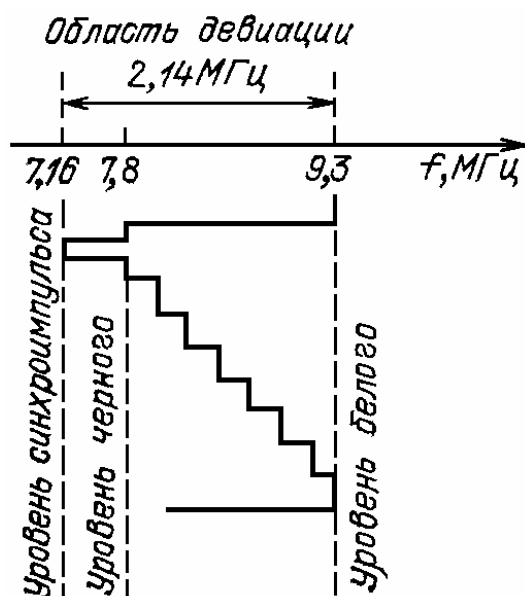


Рисунок 8.4 – Вариант расстановки частот ЧМ сигнала

Техника магнитной записи обеспечивает запись-воспроизведение сигналов с длиной волны 1 мкм и менее. Для записи высшей частоты телевизионного сигнала $f_{max} = 6,0$ МГц потребуется скорость записи $v_3 = f_{max} \cdot \lambda_{min} = 6$ м/с. Транспортировка магнитной ленты с такой скоростью при продольном, как в аудиозаписи, расположении дорожек записи нецелесообразна из-за сложности реализации, нерационального использования площади пленки (низкая плотность записи) и большого расхода ленты.

Поэтому необходимо было снизить скорость записи. Первоначально пошли по пути временного и частотного деления широкополосного сигнала, хорошо известных в технике связи. Однако эти методы не дали ощутимых результатов вследствие сложной конструкции аппаратов и неудовлетворительных характеристик. Решающим шагом в развитии магнитной записи телевизионных сигналов явилось создание аппаратуры, использующей методы поперечно-строчной и наклонно-строчной записи. При этих методах записи сигнал не подвергается временному или частотному делению, а записывается целиком на носитель. Запись и воспроизведение осуществляются головками, которые располагаются на вращающемся диске. Следовательно, скорость перемещения лента – головка $V_{Л-Г}$ определяется геометрической суммой окружной линейной скорости вращения головки V_G и скорости поступательного движения ленты V_L и будет равна $V_{Л-Г} = V_G + V_L \cos \Theta$, а колебания относительно скорости $\Delta V_{Л-Г}$ определяется как сумма двух составляющих колебаний скорости:

$$\Delta V_{Л-Г} = \Delta V_G + \Delta V_L \cos \Theta, \quad (8.4)$$

где Θ – угол наклона строчки записи, или угол между векторами скорости V_G и V_L .

Первоначально при поперечно-строчной записи использовался блок видео-головок (БВГ) с четырьмя магнитными головками. В настоящее время при повсеместном использовании принципа наклонно-строчной записи БВГ могут содержать две, четыре шесть (а в цифровых видеомэгнитофонах и более) вращающихся головок. Название метода записи – «поперечно-строчный» или «наклонно-строчный» – определяется расположением магнитных дорожек на ленте. Магнитная дорожка разделена на строчки, следующие последовательно одна за другой. Если строчки записи располагаются почти перпендикулярно основанию ленты, запись называется поперечно-строчной, если же строчки записи образуют с нижним краем ленты небольшой угол – запись называется наклонно-строчной. Принцип поперечно-строчной и наклонно-строчной записи показан на рисунке 8.5.

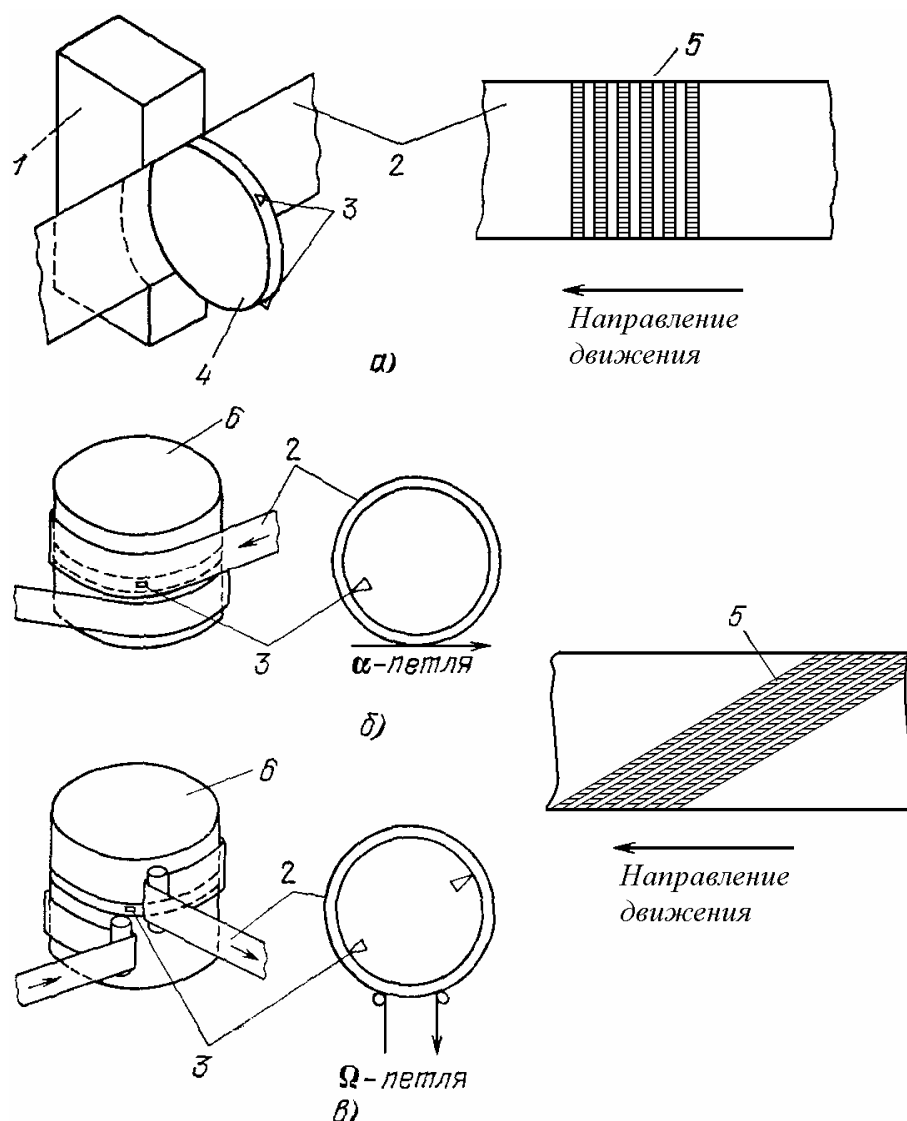


Рисунок 8.5 – Методы записи сигнала на магнитную ленту:

а – поперечно-строчная; б, в — наклонно-строчная

В устройствах с поперечно-строчной записью (рисунок 8.5, а) плоскость ленты 2 перпендикулярна вращающемуся диску 4 с четырьмя головками 3. В том месте, где головки соприкасаются с поверхностью ленты, она изгибается с помощью вакуумной направляющей камеры 1.

Соприкасаясь с лентой и передвигаясь в поперечном направлении относительно нее, головка оставляет магнитный след в виде вертикальной строки. Так как лента движется в продольном направлении, то следующая головка приходит в контакт с ней на некотором расстоянии от предыдущей магнитной строки, образуя таким образом последовательность магнитных строк, расположенных под углом $90^{\circ}33'$ относительно края ленты.

Аппаратура наклонно-строчной записи (рисунок 8.5, б, в) с одной или двумя вращающимися головками содержит направляющий барабан 6, состоящий из

двух частей, между которыми вращается диск с головками 3. Головки выступают над поверхностью барабана и записывают строчки на ленте. Если применяются две головки, то они сдвинуты друг относительно друга на 180° . Лента может охватывать барабан на угол 360° (α -петля, рисунок 8.5, б) и меньше 360° (Ω -петля, рисунок 8.5, в). В результате того, что диск с головкой вращается в горизонтальной плоскости, а лента охватывает направляющий барабан по спирали (лента входит в контакт с направляющим барабаном на одном уровне, а выходит на другом), сигналограмма на магнитной ленте 5 записывается наклонно к краю ленты.

На магнитной ленте кроме сигналов изображения записываются еще и сигналы звукового сопровождения, сигналы управления и режиссерских указаний. В видеомагнитофонах различных стандартов эти сигналы записываются различными методами и в различных местах ленты.

Однозначно определить метод записи и расположения дорожек на магнитной ленте позволяет формат записи, который регламентирует упорядоченное расположение на поверхности ленты строчек и дорожек, предназначенных для записи различных сигналов (изображения, звука, управления).

8.2 ФОРМАТЫ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ НА МАГНИТНУЮ ЛЕНТУ

Полный телевизионный сигнал (ПЦТС) представляет собой сложный электрический сигнал. Для неискаженной передачи его формы канал записи-воспроизведения должен обладать определенными свойствами, которые оцениваются многими параметрами. К ним относятся амплитудно-частотная и импульсная характеристики, дифференциальные искажения и другие. Аналогичные требования предъявляются к аппаратуре магнитной видеозаписи, если она используется в телевизионном вещании и представляет собой, таким образом, часть телевизионного канала. Эти требования распространяются на выходные параметры видеомагнитофона, который включает в себя канал магнитной записи-воспроизведения и сложную электронную систему преобразования сигнала при записи-воспроизведении.

Аналоговые видеомагнитофоны в лучших своих моделях реализовали все резервы дальнейшего совершенствования. Попытки одновременно преодолеть совокупность недостатков аналоговой записи (нелинейные искажения, детонации, модуляционные шумы и т.д.) приводят к недопустимому удорожанию аппа-

ратуры магнитной записи. В то же время при цифровой магнитной записи можно записать сигналы со сколь угодно большим динамическим диапазоном и сколь угодно малыми нелинейными искажениями сигнала при отсутствии детонаций, модуляционных шумов и искажений АЧХ. Вместе с тем в настоящее время подавляющее место на мировом рынке профессионального и вещательного видеоборудования занимают аналоговые форматы видеозаписи. В этих условиях оптимальный переход каждой конкретной студии на цифровые технологии становится задачей не из легких.

Основные параметры наиболее распространенных аналоговых и цифровых форматов видеозаписи сведены в таблицу 8.1.

Таблица 8.1 – Сравнительные характеристики различных форматов записи на магнитную ленту

Формат записи	Тип записи	Вид сигнала	Ширина ленты, мм	Скорость ленты, мм/с	Отношение сигнал/шум, дБ	Коэффициент компрессии
VHS	Аналоговая	Композитный	12,65	23,39	43	—
S-VHS	Аналоговая	Y/C	12,65	23,39	45	—
Hi8	Аналоговая	Y/C	8	20,5	44	—
Betacam	Аналоговая	YUV	12,65	101,5	49	—
Betacam SP	Аналоговая	YUV	12,65	101,5	51	—
Betacam SX	Цифровая	YUV 4:2:2	12,65	59,575	51	10:1
Digital Betacam	Цифровая	YUV 4:2:2	12,65	96,7	55	2:1
DV	Цифровая	YUV 4:2:0	6,35	18,831	54	5:1
DVCAM	Цифровая	YUV 4:2:0	6,35	28,2	54	5:1
DVCPRO	Цифровая	YUV 4:1:1	6,35	33,813	54	5:1
DVCPRO 50	Цифровая	YUV 4:2:2	6,35	67,626	62	3.3:1
Digital-S	Цифровая	YUV 4:2:2	12,65	57,8	55	3.3:1

Аналоговые форматы видеозаписи

Первая видеозаписывающая аппаратура была аналоговых форматов. Первым форматом был формат записи Q (начальная буква слова Quadruplex – «четырехкратная»), в котором использовалась поперечно-строчная запись 4-мя вращающимися магнитными головками. Запись производилась на магнитную ленту шириной 50,8 мм. В рабочем слое магнитной ленты использовался магнитный порошок из оксида железа. Продольная скорость движения ленты составляла 39,7 см/сек.

Следующий формат видеозаписи В уже использовал наклонно-строчную запись. Как и предыдущий Q он относится к типу «сегментных», т.е. таких, в которых за каждый проход видеоголовки по ленте передается только часть поля телевизионного изображения. Запись производилась на магнитную ленту шириной 25,4 мм. В рабочем слое магнитной ленты использовался магнитный порошок из кобальтированного оксида железа или диоксида хрома. Продольная скорость движения ленты составляла 24,3 см/сек. Именно с формата В начался выпуск видеокассетной аппаратуры.

Следующий формат С, в отличие от предыдущих, несегментный. Важным преимуществом этого формата является легкость выполнения таких операций как стоп-кадр, замедленное и ускоренное изображение. Дорожки образуют с осью ленты угол в 2,56 градусов. Ширина ленты составляет 25,4 мм, продольная скорость движения ленты – 23,98 см/сек. В формате С используется система слежения за дорожкой записи.

Все эти три первых формата записывали композитные сигналы.

Следующий шаг в развитии видеотехники сделала в 1971 году фирма Sony, которая предложила формат U-matic. Известны 3 версии формата – U-matic-L (узкий диапазон), U-matic -H (широкий диапазон), U-matic -SP (самый широкий диапазон). В этом формате записывается композитный видеосигнал; сигнал цветности переносится ниже сигнала яркости по шкале частот. Изображение записывается 2-мя вращающимися головками: на одной магнитной дорожке записывается одно поле. В верхней части ленты расположена продольная дорожка для записи управляющего сигнала, а в нижней – 2 дорожки для записи звукового сигнала и дорожка временного кода, которую перекрывают дорожки с изображением. Ширина видеоленты составляет 19,01 мм, угол наклона 4,97 градусов. В рабочем слое магнитной ленты используется кобальтированный оксид железа.

Одной из первых причин, затруднивших распространение U-matic формата, был формат VHS (Video Home System), разработанный фирмой JVC в 1976 году. А в 1984 году этот формат был утвержден в качестве стандарта бытовой

видеозаписи. Для VHS характерна полудюймовая (12,65 мм) лента, запись на которую производится с помощью двух вращающихся видеоголовок, расположенных на барабане под углом 180 градусов. Каждый кадр телевизионного изображения записывается за один оборот барабана с видеоголовками на 2-х соседних дорожках видеозаписи. Угол наклона дорожек – 5,96 градусов. Ширина дорожек видеозаписи – 58 мкм. Вдоль ленты располагаются две звуковые дорожки и одна управляющая. В рабочем слое магнитной ленты используется кобальтированный оксид железа или диоксид хрома.

Появление новых форматов записи всегда имеет целью устранение каких-либо недостатков предыдущих, так, дальнейшим развитием формата VHS явился формат S-VHS, который позволил получить цветное изображение более высокого качества. Каждый кадр записывается на 2 дорожки. По сравнению с VHS этот формат обладает большим значением отношения сигнал-шум (45 дБ), улучшенной контрастностью изображения и меньшими перекрестными искажениями. В рабочем слое магнитной ленты используется кобальтированный оксид железа или диоксид хрома. Аппаратура формата S-VHS хорошо стыкуется с оборудованием других форматов.

Формат Betacam основан на бытовом формате Betamax. Запись в формате Betacam производится наклонно-строчным способом на полудюймовые ленты, в рабочем слое магнитной ленты используется кобальтированный оксид железа. Скорость движения ленты – 101,5 мм/сек. Запись сигнала компонентная: сигналы яркости (Y) и цветности (R-Y и B-Y) записываются на отдельные видеодорожки разными видеоголовками. Одна строка яркости (Y) имеет длительность 64 микросекунды, каждая строка компоненты цветности (R-Y и B-Y) тоже по 64 мкс. Если бы все эти сигналы записывались, каждый своей видеоголовкой, то пришлось бы поставить три видеоголовки (одну для Y и по одной для R-Y и B-Y). В нашем случае скомпрессированные в два раза и мультиплексированные компонентные сигналы цветности (32 мкс + 32 мкс) стали занимать одну строку. В результате появилась возможность использовать всего две видеоголовки, сэкономить пространство на ленте и при этом получить отличное качество. В верхней части видеоленты расположены две продольные дорожки для записи звуковых сигналов, а в нижней части ленты размещаются дорожки управления и дорожки адресно-временного кода. Возможность совместной работы с оборудованием других форматов видеозаписи, высокая степень автоматизации существенно облегчают работу по обслуживанию и регулированию оборудования.

Дальнейшим развитием этого формата, благодаря новым схемотехническим решениям и высококачественной элементной базе, является Betacam SP.

Здесь используется металлопорошковая лента, более расширенный частотный диапазон яркостного сигнала, полученный за счет сдвига в высокочастотную область спектра цветоразностных сигналов. Оборудование форматов Betacam и Betacam SP совместимо. Аппараты Betacam SP воспроизводят записи Betacam. Наличие компонентных входов-выходов упрощает сопряжение аппаратуры Betacam SP с компонентным цифровым оборудованием.

Форматы Video-8 и Hi-8 были разработаны фирмой Sony в 1984 году. Эти форматы ориентированы только на бытовую технику. Фактически формат Video-8, это повторение формата VHS, а формат Hi-8 – S-VHS. Отличительная особенность в том и другом случае: ширина видеоленты, которая равняется 8 мм, и соответственно размер кассеты, который в результате значительно меньше.

Разработанный еще в 1986 году формат МП предназначен для профессиональной видеожурналистики и студийного производства. Для записи компонентного сигнала используется S-VHS-кассета с высококачественной полудюймовой металлопорошковой лентой. В формате МП сигнал яркости поочередно записывается на одной дорожке, а на другой два скомпрессированных по времени цветоразностных сигнала.

Цифровые форматы видеозаписи

К цифровым форматам относятся: D1, D2, D3, D5, D6, Digital Betacam, DVCPRO (D7), Digital-S (D9), Betacam SX, DVCAM, DV, MPEG IMX.

D1 – цифровой формат, разработанный фирмой Sony. Запись осуществляется на магнитную ленту шириной 19,01 мм в соответствии со стандартом 4:2:2. Запись видео- и аудиосигналов сегментная; скорость движения ленты – 286,9 мм/сек. Одно телевизионное поле записывается на 12 наклонных дорожках шириной 30 мкм. Кроме наклонных дорожек имеются 3 продольные – монтажная звуковая дорожка, дорожка управления и дорожка временного кода. В центре наклонных дорожек для записи видеоданных размещены 4 сектора с сигналами звука. Запись производится на кассеты трех размеров, которые обеспечивают 11, 34, 76 минут непрерывной записи при толщине ленты 16 мкм.

Этот формат один из наилучших для студийной работы, так как используется компонентный сигнал, сохраняется полная полоса частот сигналов, обеспечивается высокое качество при копировании и монтаже

Формат D2 был предложен фирмами Ampex и Sony для обработки, записи и воспроизведения композитного сигнала стандартов PAL и NTSC. Запись сигнала производится на 19,01 мм металлопорошковую ленту, упакованную в кассеты трех видов: малые, средние и большие. Способ записи наклонно-строчный

сегментированный. Одно телевизионное поле записывается на 8-ми дорожках шириной 35 мкм. Записываемый цифровой поток достигает 154 Мбит/сек. Кроме наклонных дорожек имеются 3 продольные – управления, монтажная звуковая и дорожка временного кода. Звуковые сектора располагаются в начале и конце программных строчек.

Формат D3 цифровой видеозаписи на полудюймовую ленту разработан мощной вещательной корпорацией NHK в 1991 году. Оборудование D3 работает с композитными 8-битовыми видеосигналами стандартов PAL и NTSC. Видеофонограмма примерно такая же, как и у формата D2, разница только в числовых характеристиках. Так ширина наклонных дорожек составляет 18 мкм, угол наклона дорожек – 4,9 градуса. Дорожка временного кода примыкает к нижнему краю наклонных дорожек. Благодаря использованию полудюймовой ленты создана полная линейка оборудования формата D3, обеспечивающая студийное и внестудийное производство, репортажные съемки, запись, монтаж и выдачу программ в эфир, все этапы которых выполняются в едином стандарте.

Оборудование компонентного формата D5 использует те же кассеты, что и D3. Видеофонограмма D5 такая же, как и у D3, только видеодорожки сдвоенные, так как сигнал в D5 компонентный. Записываемый цифровой поток составляет 270 Мбит/с. Продолжительность записи в зависимости от величины кассеты составляет – 32, 62, 132 минуты.

Видеомагнитофоны D5 имеют встроенные декодеры и могут воспроизводить запись с ленты формата D3. Они обладают возможностью формировать изображение как в формате раstra 4:3, так и в широкоэкранный формате 16:9. Поскольку цифровая запись ведется без компрессии сигнала, формат D5 обладает всеми преимуществами D1 и дает абсолютное качество изображения. Формат D5 обеспечивает «прозрачную запись» (отсутствие искажений от входа до выхода) сигнала в цифровом стандарте 4:2:2 при 8 и 10-битовом квантовании.

Цифровой широкополосный формат D6 разработан в 1993 году специально для записи цифровых сигналов ТВЧ с соотношением сторон изображения 16:9. Он рассчитан на исключительно высокую пропускную способность до 1,2 Гбит/с. Запись производится на металлопорошковую ленту улучшенного качества толщиной 11 мкм. Продолжительность записи в зависимости от величины кассеты составляет 8, 28, 64 минуты. Отличительной чертой аппаратуры D6 является невероятно эффективная встроенная система коррекции ошибок.

Digital Betacam – этот цифровой формат видеозаписи был разработан фирмой Sony в 1993 году. Для записи используется та же полудюймовая лента, что и в аппаратах Betacam SP. Имеются продольные дорожки управления, режиссер-

ская дорожка и дорожка временного кода. Все видео и аудиосигналы записываются сегментным наклонно-строчным способом. Каждое телевизионное поле записывается на 6-ти наклонных дорожках. Digital Betacam обеспечивает запись 10-битного компонентного цифрового сигнала с соотношением частот дискретизации 4:2:2 для сигналов яркости и цветности. Поддерживаются 4 канала звукового сопровождения, частота дискретизации аудиосигнала 48 кГц при 20-битном квантовании.

В системе Digital Betacam используется очень эффективный способ обработки информации – BRR (уменьшение скорости потока данных). Благодаря этому одно и то же количество видеoinформации может быть представлено меньшим объемом данных, чем раньше. Способ компрессии сигнала внутрикадровый (intraframe) с использованием дискретного косинусного преобразования (ДКП), коэффициент компрессии сигнала 2:1. Имеется мощная система коррекции и маскирования ошибок.

Betacam SX – видеоформат фирмы Sony, который обеспечивает запись 8-битных компонентных цифровых видеосигналов с соотношением частот дискретизации 4:2:2 для сигналов яркости и цветности. Поддерживает 4 канала цифрового звука. Схема сжатия, используемая в Betacam SX, основана на алгоритме 4:2:2 стандарта MPEG-2 с коэффициентом компрессии 10:1. Поток видеоданных составляет 18 Мбит/с. Запись производится на полудюймовую (12,65 мм) металлопорошковую ленту. Максимальное время записи — 184 минуты на кассету типа L и 60 минут на кассету типа S. Оборудование этого формата позволяет монтировать материал прямо на месте и передавать его с высокой скоростью без потери качества. При переносе видеоматериалов между аппаратами формата Betacam SX используется последовательный цифровой интерфейс SDI, обеспечивающий четырехкратную скорость передачи. Оборудование Betacam SX совместимо с аналоговой аппаратурой форматов Betacam, Betacam SP.

D9 (Digital-S) – видеоформат, обеспечивает запись 8-битных компонентных сигналов с соотношением частот дискретизации 4:2:2 для сигналов яркости и цветности. Для сжатия применяется алгоритм внутрикадрового сжатия (intraframe), использующий метод дискретного косинусного преобразования (DCT). Малый коэффициент компрессии 3.3:1 обеспечивает практически полное отсутствие искажений изображения. Кассеты обеспечивают запись до 120 минут видеопрограмм. Полудюймовая (12,65 мм) лента дала возможность использовать существующие проверенные высоконадежные лентопротяжные механизмы, записывать широкие наклонные дорожки с данными (видео, аудио, субкод), записывать 2-х линейные аудиодорожки (вспомогательные) и дорожку управления.

Каждый видеокادر записывается на 12-ти наклонных дорожках шириной 20 мкм и углом наклона 5,96 градусов.

DV – это бытовой формат цифровой компонентной видеозаписи с обработкой по стандарту 4:2:0 (PAL) и 4:1:1 (NTSC) на 1/4-дюймовую (6.35 мм) ленту с напылением металла. Каждый кадр располагается на 12-ти наклонных дорожках шириной 10 мкм. На наклонные дорожки записывается видео/аудиоданные, субкод, служебные данные. Продольных дорожек нет. Применяется алгоритм внутрикадрового сжатия, использующий метод DCT. Коэффициент компрессии – 5:1. В DV предусмотрена специальная схема исправления и маскирования ошибок. Кассеты, записанные в формате DV, могут воспроизводиться на некоторых моделях аппаратов форматов DVCPR0 и DVCAM. Для передачи данных в оборудовании этого формата предусмотрен универсальный последовательный интерфейс IEEE-1394, позволяющий переносить цифровые файлы напрямую на жесткий диск компьютера.

D7 (DVCPR0) – формат видеозаписи, использующий для записи цифрового компонентного видеосигнала с обработкой по стандарту 4:1:1 металлопорошковую ленту шириной 6,35 мм. Каждый кадр изображения записывается на 10-ти дорожках для стандарта NTSC (525/60) или 12-ти дорожках для стандарта PAL (625/50) шириной 18 мкм. Имеются две продольные дорожки – режиссерская (монтажная) и управляющая. Применяется алгоритм внутрикадрового сжатия на основе ДКП. Коэффициент компрессии 5:1. Для передачи материала с увеличенной в 4 раза скоростью используется интерфейс QSDI (последовательный цифровой интерфейс для передачи сжатых данных).

DVCPR0 50 – формат видеозаписи фирмы Panasonic. Характеризуется скоростью передачи данных 50 Мбит/с, обработкой сигнала по стандарту 4:2:2, четырьмя несжатыми каналами звука 16 бит/48 кГц. Для записи одного кадра используются 24 наклонные дорожки. Имеются 2 продольные дорожки - режиссерская (монтажная) и управления. Здесь предусмотрен способ внутрикадрового сжатия с коэффициентом компрессии 3.3:1. Возможен покадровый монтаж. Скорость движения ленты по сравнению с DVCPR0 в 2 раза больше. Совместим с форматом DVCPR0.

DVCAM – формат видеозаписи фирмы Sony. Этот формат разработан для записи компонентного цифрового сигнала на 1/4" ленту с металлическим напылением с обработкой по стандарту 4:2:0 (PAL). Каждый кадр записывается на 12 (PAL) наклонных дорожках шириной 15 мкм. На наклонных дорожках записывается видео/аудиосигнал, субкод, служебные данные (ITI). Благодаря ITI и временному коду, который записывается в области субкода, удается достичь высо-

кой точности в процессе монтажа. Применяется алгоритм внутрикадрового сжатия, использующий метод DCT. Для передачи данных между аппаратами формата DVCAM используется интерфейс QSDI (четырёхкратный последовательный цифровой интерфейс), обеспечивающий четырёхкратную скорость передачи данных. В некоторых аппаратах DVCAM используется компьютерный интерфейс IEEE-1394 (i.LINK).

8.3 ФОРМАТЫ ДИСКОВОЙ И ОПТИЧЕСКОЙ ВИДЕОЗАПИСИ

Переход к цифровому телевизионному вещанию побудил фирму Sony создать новый цифровой формат видеозаписи на основе MPEG-2. Формат получил название MPEG IMX (стандартизирован SMPTE как D-10).

Система MPEG IMX позволяет создавать оборудование для производства, выпуска в эфир и архивирования программного материала с использованием цифровых потоков MPEG-2 4:2:2 до 50 Мбит/с при внутрикадровом сжатии. Имеются как дисковые, так и ленточные (линейные) изделия, причем отдельные устройства системы MPEG IMX имеют ряд общих технических и эксплуатационных особенностей:

- изделия MPEG IMX способны действовать совместно с очень многими устройствами других фирм изготовителей при использовании стандартных интерфейсов;

- для обеспечения совместной работоспособности с аппаратурой других изготовителей изделия MPEG IMX способны принимать и вырабатывать стандартные потоки данных, такие как элементарные потоки MPEG.

Стандарт предусматривает восьмиканальную запись 16-бит звукоданных или четырехканальную запись 24-бит звукоданных с частотой дискретизации 48 кГц, «привязанной» к частоте кадров видеосигнала. Скорость ленты 64,467 мм/с. Ширина ленты 12,65 мм (1/2 дюйма), материал ленты – металлопорошковая. Для коррекции ошибок аудио и видеосигнала используется код Рида-Соломона.

Таким образом, востребованность стандарта MPEG IMX, объясняемая его высокой эффективностью, незначительной потерей качества изображения при неоднократной перезаписи и монтаже, а также, что немаловажно, прямой совместимостью с различными системами базового стандарта MPEG-2, обусловила необходимость придания ему международного статуса.

Формат XDCAM — это платформа компании Sony для современного видеопроизводства, основанная на использовании профессионального оптического

диска Sony Professional Disc. Новый носитель для видеозаписи предназначен для тех, кто использует оборудование форматов DVCAM, Betacam SX и MPEG IMX, поскольку в архитектуру этих устройств интегрирована поддержка оптического диска.

Диски Professional Disc имеют естественное преимущество перед другими носителями, поскольку они не требуют механического контакта при записи и воспроизведении, что делает этот формат оптимальным для многократного использования (до 10 тыс. циклов). Professional Disc отличается высокой стойкостью к пыли, вибрации и царапинам, так как он упакован в долговечный, пыленепроницаемый картридж. Он также устойчив к воздействию высоких температур, влажности и рентгеновских лучей. Все это делает Professional Disc подходящим для использования в тяжелых полевых условиях и гарантирует длительный срок эксплуатации и хранения (до 50 лет). Немаловажно и то, что технология Professional Disc обеспечивает мгновенный доступ к материалу и высокую скорость переноса данных. Кроме того, носители Professional Disc стоят не дороже ленты и поэтому могут рассматриваться как очень перспективный носитель. Запись может производиться в формате MPEG IMX или DVCAM. Также можно создавать и записывать на диск аудиовизуальные прокси-файлы и разнообразные метаданные.

В любой модели Sony XDCAM для каждого фрагмента записи автоматически формируется представляющая ее пиктограмма. Как это принято в системах нелинейного монтажа, пиктограммы обеспечивают мгновенный доступ к клипам и их воспроизведение. Essence Marks (метки сущности записи), используемые в продукции Sony XDCAM, также очень полезная форма метаданных для эффективного поиска записей по пиктограммам. Essence Marks можно вводить во время съемки вручную и автоматически.

Параллельно с материалом полного разрешения ведется запись соответствующих ему прокси-файлов – данных низкого разрешения в формате MPEG-4. Прокси-данные, которые гораздо меньше по объему, облегчают работу с информацией, и их можно легко передавать по сетям общего назначения со значительно большими скоростями. Основные преимущества использования этих данных включают дистанционный просмотр контента и черновой монтаж по прокси-файлам.

В продукции Sony серии XDCAM записи выполняются в виде файлов данных – по одному для каждого видео- или звукового клипа. Это обеспечивает большую гибкость работы с материалом в сетевых IT-инфраструктурах, поскольку он легко доступен для копирования, переноса из одного IT-устройства в

другое, коллективного использования и архивирования. Такая система записи, базирующаяся на файлах, позволяет просматривать материал непосредственно на компьютере, подсоединенном к рекордеру XDCAM через интерфейс i. Link (режим доступа к файлам), точно так же, как компьютер читает файлы на внешнем диске.

Большой набор стандартных AV-интерфейсов, включая SDI, аналоговые видео и аналоговые/цифровые звуковые входы и выходы обеспечивают простое сопряжение с существующим оборудованием, в том числе с различными видеомagneтофонами, системами линейного и нелинейного монтажа и звуковыми микшерами.

Емкость хранения 23 ГГб. Компания Sony планирует увеличить емкость профессиональных оптических дисков Professional Disk до 100 ГГб.

HDCAM — формат видеозаписи, поддерживающий стандарты ТВЧ: 1080/60i, 1080/24p, 720/60p, 1080/50i и телевидение стандартной четкости. Оцифровка: 4:2:2 (Y: 74,25 МГц, RgPb: 37,125 МГц). Элементов в линии: Y: 1920, RgPb: 1080. Кадровые частоты: 24, 25, 30, 50, 60 Гц. Компрессия: 4,4:1. Цифровой поток: 185 Мбит/с. Четырехканальный звук. Используется для съемки и создания кинопродукции. В лентах HDCAM используются очень мелкие магнитные частицы и силиконо-алюминиевый защитный слой. Такие ленты обеспечивают высокую плотность записи и долговременное сохранение информации.

8.4 БЕЗЛЕНТОЧНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ВИДЕОЗАПИСИ

Ход эволюции телевизионной техники наглядно демонстрирует утверждение о том, что развитие происходит по спирали. Ведь телевидение и начиналось как безленточная система, потому что на заре его существования никакой ленты просто не было, а передачи шли в прямом эфире. Разработка записывающих устройств произвела, без преувеличения, революцию в телевидении и на многие годы определила жесткий технологический процесс, не изменявшийся несколько десятилетий.

Но, кроме достоинств, лента имела и недостатки. Пожалуй, главный из них — это линейный, то есть последовательный доступ к материалу. Невозможно мгновенно перейти к кадру, находящемуся в середине рулона ленты. Второй из наиболее существенных недостатков магнитной записи — деградация качества аудиовизуального материала при каждой перезаписи. Известно, что уже шестая копия на носителе Betacam SP практически не пригодна к использованию. Циф-

ровая запись позволила несколько снизить остроту проблемы, но не решила ее в целом

Много хлопот доставляет разнообразие форматов записи и типов самих кассет. Телекомпании, получающей материал извне, приходится нелегко, поскольку сюжеты могут поступать на любом типе кассет, будь то Betacam, DVCPRO, D9, DVCAM и т.д. Еще памятли времена, когда для работы с каждым из этих типов и форматов приходилось держать соответствующие видеомэгнитофоны. И лишь относительно недавно появилась возможность использовать, к примеру, аппараты DVCPRO для воспроизведения кассет DVCAM/DV. А если предполагался линейный монтаж, то надо было либо строить для каждого формата свою монтажную аппаратную – как минимум пару, либо копировать полученный извне материал в формат внутреннего производства студии. Вряд ли такой подход можно назвать рациональным.

Также для хранения кассет необходимы достаточно большие помещения, в которых к тому же нужно поддерживать соответствующие параметры температуры и влажности.

Разумеется, появление доступных систем цифрового нелинейного монтажа стало первым шагом в направлении отказа от магнитной ленты. Но вначале эти системы служили именно для монтажа, а носителем все равно оставалась лента. Поистине настоящую свободу принесли в телевизионное производство информационные технологии, которые позволили работать не с сигналами, а с файлами. К тому же это дало возможность приблизиться к столь желанной стандартизации, хотя справедливости ради надо уточнить, что именно приблизиться, а не достичь ее. Этому способствовали большой рост производительности процессоров, резкое удешевление стоимости жестких дисков в сочетании с многократным увеличением их емкости, развитие технологий защиты данных, появление высокоскоростных интерфейсов и постоянное совершенствование алгоритмов компрессии.

На достоинствах безленточных систем нужно остановиться более подробно. Первым из них, как очевидно из самого названия технологий, является полное отсутствие магнитной ленты или минимизация ее использования. Полный отказ от кассет до сих пор является редкостью, но и это не за горами. Целых три альтернативных варианта уже интенсивно используются во всем мире, хотя еще не вытеснили в массе видеокассет. Речь идет о дисковых рекордерах (они появились раньше всех других нелинейных носителей), лазерных дисках Professional Disk компании Sony и картах твердотельной памяти P2, разработанных компанией Panasonic. У всех у них есть общее свойство – возможность произвольного

доступа к материалу. А поскольку все эти медиумы имеют компьютерную природу, запись на них можно производить виртуально в любом формате. Кроме того, появилась возможность одновременно с материалом полного разрешения записывать проху-копии, за счет чего значительно ускоряется отбор материала и его черновой монтаж. Немаловажно, что исключается стадия оцифровки. Выгоднее всего в этом смысле выглядят рекордеры на жестких дисках. Такой аппарат достаточно просто подключить к монтажной станции по стандартному интерфейсу, и можно начинать работать. К тому же копирование материала, сохраненного в файловой форме, не приводит к ухудшению качества.

Что же представляет собой современная безленточная система для телевизионного производства и вещания?

В общих чертах она состоит из нескольких функциональных частей. Ядром чаще всего являются система хранения общего доступа и один или несколько серверов. Транспортной средой выступает сетевая инфраструктура на основе интерфейсов Gigabit Ethernet и/или Fibre Channel.

На входе располагается зона ввода исходного материала (оцифровки, если используются аналоговые источники). Здесь выполняется ввод видео и звука, приведение их в соответствие с внутренним форматом системы и помещение этих данных в систему хранения. Важно, что как только введены первые несколько секунд материала, он становится доступным для просмотра и монтажа. При новостном производстве эту функцию сложно переоценить.

Также к системе хранения подключены пулы монтажных станций, используемые для чернового и чистового монтажа. При этом очень часто сам исходный материал остается в первозданном виде, то есть в результате монтажа формируется EDL, который передается на вещательный сервер. Эти устройства уже стали настолько мощными, что им хватает ресурсов для сборки сюжетов «на лету» в соответствии с загруженным EDL. Но есть и более традиционный вариант, когда сюжет или программа собираются не виртуально, а реально, а затем переносятся в оперативное хранилище вещательного сервера. Будучи выданными в эфир, эти программы отправляются на архивирование (или просто удаляются), а подсистема хранения сервера освобождается для новых горячих материалов.

Итак, можно получить вещательный телевизионный сигнал, подаваемый на передатчик, цифровой поток MPEG для передачи на спутник, другой цифровой поток для web-трансляции и т.д.

И, наконец, только в случае использования файлового обмена можно с максимальной эффективностью реализовать автоматизацию телевизионного производства и вещания. И все же надо помнить, что понятие «безленточные

технологии» шире, чем автоматизация производственных процессов в телевидении.

Пожалуй, только на их основе впервые удалось объединить не только технические составляющие телевизионного производства, например, производящие и вещательные системы, но замкнуть в единый циклы все стадии, включая планирование, финансовую отчетность, учет и т.д.

Однако не следует думать, что безленточные технологии избавляют от всех и всяческих проблем. Это не так. Чтобы реализовать все достоинства технологического процесса на базе файлового обмена, нужно иметь в виду ряд моментов.

Необходимо обеспечить корректное кодирование цифровых видео и звука, чтобы делать это без ошибок и в полном соответствии с выбранным стандартом компрессии. Тогда воспроизведение этих данных тоже будет корректным и не приведет к проблемам с декодированием и просмотром уже на стороне зрительской абонентской приставки или цифрового телевизионного приемника. Кроме того, аналоговые сигналы перед оцифровкой должны быть проверены на предмет уровней, общего качества изображения, чтобы аудитория в результате получила то качество телевидения, на которое вправе рассчитывать.

Конечно, можно выполнять воспроизведение, просмотр и прослушивание вручную, но это субъективный контроль качества, не позволяющий точно оценить параметры кодирования: размер пакетов, структуру GOP и скорость потока. Благодаря файловой среде можно использовать автоматизированные системы контроля качества. Такие системы уже есть, и они позволяют анализировать параметры контента, находящегося на сервере или в централизованном хранилище. В результате анализа создается журнал обнаруженных ошибок, о которых информируется система автоматизации и/или система управления медиаактивами (MAM — Media Asset Management).

Хотя ничто не может заменить человеческие зрение и слух, автоматизированная система контроля качества может выявить потенциальные проблемы на файловом уровне. Они могут не проявляться до определенного момента, а затем привести к критическому снижению качества изображения и/или звука, вызывая разочарование аудитории и, как следствие, снижение доходов телекомпании. А ведь телевидение — это тоже бизнес.

В недавнем прошлом все вещатели, а сегодня многие из них использовали и используют только один формат доставки сигнала (PAL, SECAM, NTSC — в зависимости от страны). Но по мере развития индустрии вещательные компании и поставщики контента получают в свое распоряжение все более широкий спектр способов доставки медиainформации пользователю (зрителю, слушателю). По-

явление телевидения высокого разрешения заставило многих задуматься о способах создания и доставки контента. Но нужно помнить и о таких вещах, как IPTV и мобильное ТВ, а также о других потенциальных средах распространения информации.

Раздел 9

СТЕРЕОСКОПИЧЕСКОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

- [ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ
СТЕРЕОЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ](#)
- [СПОСОБЫ И УСТРОЙСТВА ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ
СТЕРЕОИЗОБРАЖЕНИЙ](#)

◀ [К содержанию](#)

9.1 ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ СТЕРЕОЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Объемность предметов и их пространственное расположение могут восприниматься как при монокулярном зрении (одним глазом), так и при бинокулярном (двумя глазами). В первом случае главную роль играют физиологические факторы (зрительная память, ощущения различия в напряжении мышц при аккомодации и т.п.). Очевидно, что эти факторы использовать при замене глаза передающей трубкой нельзя. Поэтому используют свойства бинокулярности зрения, где основную роль играет глазной базис b_0 – расстояние между центрами зрачков правого и левого глаза. Для “среднего” зрителя он составляет 65 мм. Из-за наличия глазного базиса оба глаза рассматривают объект под разными углами и центры проекций изображения этой детали приходится не на идентичные участки сетчатки глаз. Наличие некоторого смещения одной из проекций изображений на сетчатке приводит к возникновению в сознании пространственного представления о рассматриваемом предмете.

Порог глубинного зрения δ определяется как минимальная разность параллактических углов α и α' (рисунок 9.1), при которой два объекта Q и Q' воспринимаются зрительным анализатором смещенными по глубине:

$$\delta = \alpha' - \alpha. \quad (9.1)$$

Порог глубинного зрения δ , значение которого составляет 10...20 угловых секунд, зависит от продолжительности наблюдения, яркости фона, контрастности объектов и их размеров.

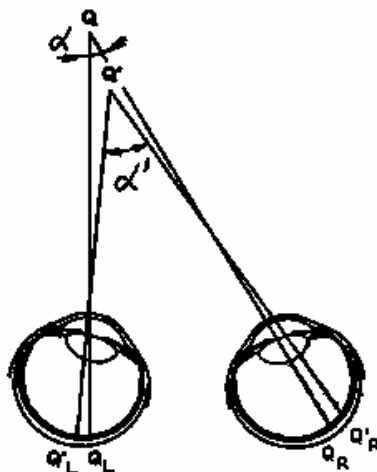


Рисунок 9.1 – Механизм стереоскопического восприятия

Радиус стереоскопического зрения r_0 прямо пропорционален главному базису b_0 и обратно пропорционален порогу глубинного зрения δ :

$$r_0 = b_0 / \delta, \quad (9.2)$$

и для невооруженного глаза составляет в среднем один километр. Радиус стереоскопического зрения можно увеличить, увеличив базис наблюдения или (и) уменьшая порог глубинного зрения, что и осуществляется в различных оптических приборах (бинокли, стереотрубы и т.п.).

Существует понятие пластики бинокулярного прибора. Пластика Π показывает, во сколько раз увеличивается объемность изображения рельефной натуры при наблюдении оптическим прибором по сравнению с наблюдением непосредственно глазами.

$$\Pi = \gamma \cdot b / b_0, \quad (9.3)$$

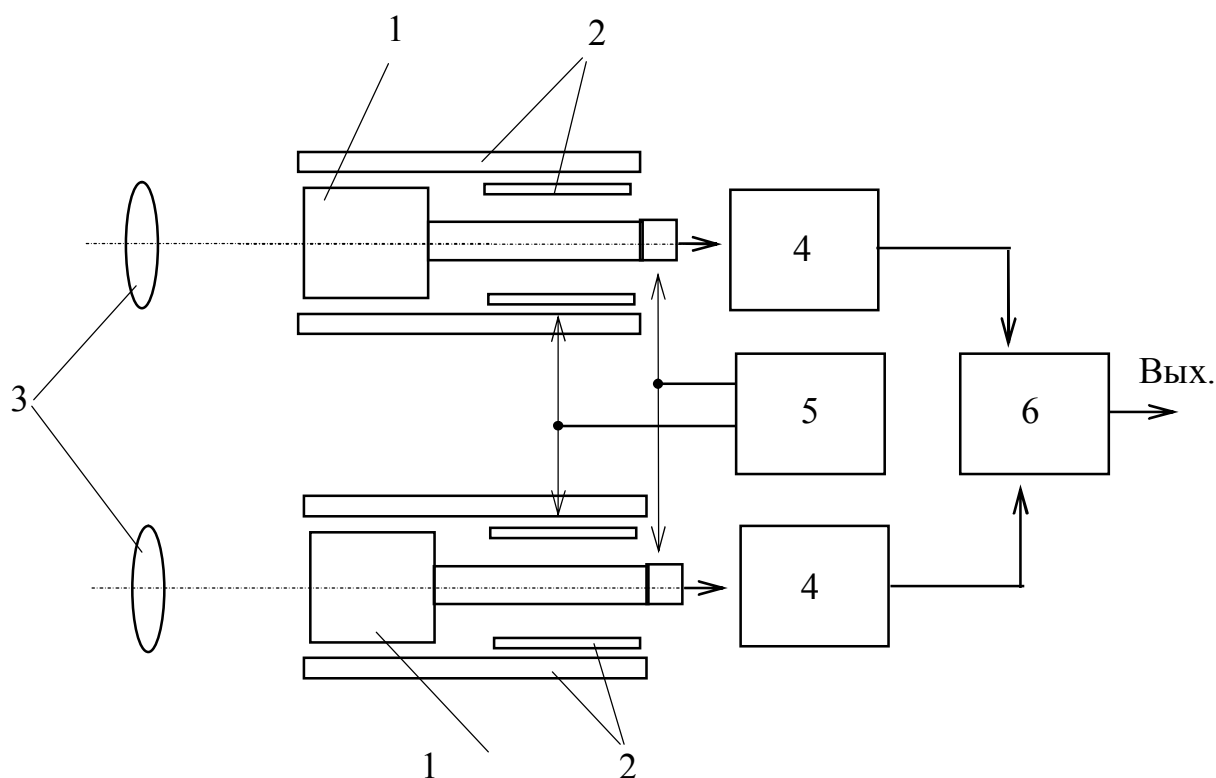
где b – базис прибора;

γ – угловое увеличение прибора.

Бинокулярность в ТВ системе достигается съемкой передаваемого объекта с двух позиций. В простейшем случае это могут быть две камеры, разнесенные на базис съемки, который определяется расстоянием между центрами объективов, и соединенные механически. Изображение на фотокатодах передающих трубок будут отличаться, и эти отличия будут тем больше, чем больше базис съемки. Но чаще всего блоки двухтрубчатых камер объединяются в общую конструкцию (рисунок 9.2). Оптические оси объективов при этом могут быть параллельными или скрещенными (конвергированными). Применение двух трубок позволяет изменять как базис передачи, так и угол скрещивания оптических осей в зависимости от передаваемой сцены и (или) расстояния до передаваемого объекта.

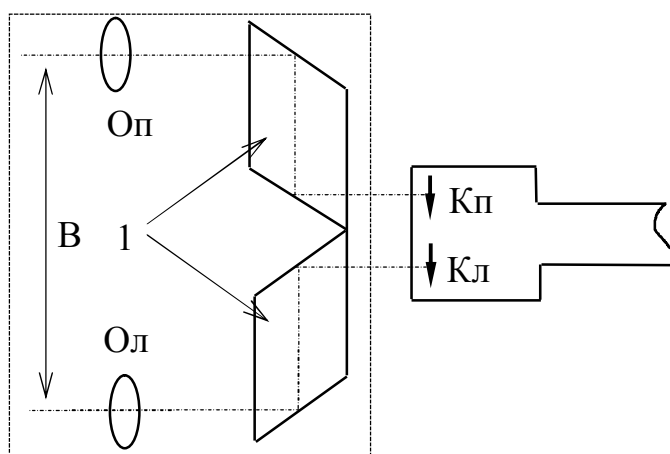
Стереокамеры могут быть выполнены и на одной передающей трубке. Однотрубчатая стереокамера может быть получена из обычной ТВ камеры, в которой объектив заменяется стереоскопической насадкой (рисунок 9.3).

Стереоскопическая насадка может быть зеркальной или призмной. При этом предпочтение, обычно, отдают призмным насадкам, т.к. параллельность граней призмы и их наклон к оптической оси задается при изготовлении и не требует дальнейшей юстировки. Кроме этого, призмная насадка позволяет регулировать базис передачи (съемки).



- 1 – передающие трубки
- 2 – системы фокусировки и отклонения
- 3 – объективы
- 4 – предварительные усилители видеосигналов
- 5 – устройство развертки и синхронизации
- 6 – блок коммутации видеосигналов правого и левого изображений

Рисунок 9.2 – Двухтрубчатая стереокамера



- 1 – стереоскопическая насадка
- Оп (Ол) – правый (левый) объектив
- В – базис съемки

Рисунок 9.3 – Однотрубчатая стереокамера

Кроме перечисленных выше способов формирования изображения стереопары на одной мишени, разработаны стереокамеры с призмным разделением стереопары, со светоклапанным переключением потоков от объективов к датчику изображения, с использованием вертикальных линзовых растров, а так же за счет расфокусировки на фотомишени изображений деталей объекта, лежащих ближе или дальше от плоскости наводки на резкость объектива.

В отдельную группу можно выделить однотрубчатые стереокамеры, принцип действия которых основан на бинокулярном эффекте, возникающем при изменении угла зрения с частотой от 4 до 5 Гц. Для этого объектив камеры, с помощью специального привода, перемещается перпендикулярно оптической оси.

Все выше перечисленные способы формирования изображений стереопары обладают как своими достоинствами, так и недостатками.

Для получения эффекта объемности на приемной стороне необходимо обеспечить раздельное рассматривание этих изображений. Причем левый глаз должен видеть изображение полученное левой камерой, а правый – правой камерой. В противном случае возникает псевдостереоэффект – зритель увидит полностью обращенный рельеф передаваемого объекта.

Стереоцветные системы дают более полное представление о передаваемом объекте, увеличивая достоверность передачи, приближая нас к условиям естественного восприятия окружающей действительности. Главной технической трудностью, при создании систем стереоцветного телевидения, является обеспечения требования совместимости со стандартными системами телевидения. Это условие может быть определяющим при выборе вещательной системы стереоцветного телевидения, так как совместимость позволит осуществить постепенный переход к новому качеству.

В общем случае, любая система стереоцветного телевидения требует передачи двух цветных кадров стереопары. Если исходить из требований обеспечения стандартных параметров телевизионного изображения, то необходимо было бы по каналу связи передавать шесть сигналов: U_R , U_G , U_B от левого изображения и три такие же от правого, что соответствует шестикратному увеличению полосы частот по сравнению с двумерной системой черно-белого телевидения. Если сигнал каждого кадра стереопары кодировать в соответствии с совместимой системой цветного телевидения, то полоса частот канала передачи сигналов стереоцветного телевидения должна быть вдвое шире стандартного вещательного канала цветного ТВ. Очевидно, что в таком виде эти сигналы невозможно передать по стандартному ТВ каналу. Поэтому используют либо временное уплот-

нение сигналов правого и левого изображений (поочередная передача через строку, поле, кадр и т.п.), либо их передают другими способами (используя не все шесть сигналов), которые основаны на известных свойствах зрения, а так же свойство бинокулярного смещения цветов (явление бинокулярного смещения цветов заключается в том, что при раздражении сетчаток каждого глаза в отдельности разными цветами возникает ощущение третьего, нового цвета). Бинокулярное смещение подчиняется тем же законам, что и монокулярное, т.е. новый цвет будет являться аддитивной смесью двух первых. К тому же стереоцветное изображение можно получить при передаче одного кадра черно-белым, а второго цветным.

В последнее время широкое распространение при разработке систем СТВ получил метод передачи сигналов стереопары с чередованием по полям. При этом существуют различные способы:

а) первый вариант

в первом поле передается ПЦТС левого изображения,
во втором поле передается ПЦТС правого изображения;

б) второй вариант

в первом поле передается 2 основных цвета правого изображения,
1 цвет левого,
во втором поле передается 2 основных цвета левого изображения,
1 цвет правого.

Классификация систем стереотелевидения

В документах МСЭ-Р, стереоскопическими называются ТВ системы, обеспечивающие передачу и воспроизведение трехмерных изображений. При этом термин стереоскопические имеет достаточно широкий смысл, т.к. охватывает все системы создающие (независимо от способа) иллюзию наблюдения объемной сцены.

Системы стереотелевидения можно разделить на два основных класса:

а) системы обеспечивающие прямое воспроизведение объемного изображения;

б) системы создающие иллюзию объемного изображения путем воспроизведения и раздельного бинокулярного наблюдения плоских изображений (стереогруппы или стереопары).

К системам первого вида относятся голографические системы, в которых воспроизводится бесчисленное число ракурсов, непрерывно переходящих один в другой.

Системы, в которых передается некоторое конечное число ракурсов, называются многоракурсными и принадлежат к системам второго вида. При этом, когда количество ракурсов $N = 1$ система соответствует простейшему случаю, когда передается только одна стереопара.

Очевидно, что на данном этапе развития техники телевидения и связи, по стандартному телевизионному каналу, в реальном масштабе времени, возможно осуществить передачу сигналов системы, в которой воспроизводится только один ракурс.

По своему назначению системы стереотелевидения делятся на прикладные и вещательные.

Дальнейшая классификация систем СТВ обусловлена:

- а) принципами и особенностями построения стереопередающих телевизионных камер;
- б) способами кодирования, уплотнения и передачи сигналов стереотелевидения по каналам связи;
- в) методами построения синтезирующих устройств на приемной стороне, обеспечивающих воспроизведение стереогруппы или стереопары и селекции (разделения) полученных изображений, для направления их в соответствующие глаза зрителя с целью создания эффекта объемного восприятия.

Как уже указывалось выше, стереопередающие камеры делятся на два основных вида (для одноплановой системы стереотелевидения):

- однотрубчатые;
- двухтрубчатые.

В многоракурсных системах, как правило, применяется многотрубчатые стереокамеры. В случае, когда многоракурсная система является статической (работает не в реальном масштабе времени), возможно использование однотрубчатой камеры. При этом камера последовательно перемещается по прямой или дуге вокруг снимаемого объекта (сцены).

В зависимости от методов передачи сигналов стереотелевидения по каналу связи системы делятся:

- системы СТВ предполагающие использование стандартного канала связи;
- системы СТВ требующие специального канала связи.

Очевидно, наибольший интерес представляют методы, позволяющие передать сигнал стереотелевидения по стандартному каналу телевизионного вещания. При создании таких систем, главной технической трудностью является обеспечение требования совместимости с системами черно-белого и цветного телевидения.

Системы стереотелевидения предполагающие использование для передачи сигналов стандартных каналов можно разделить на:

- системы СТВ с совмещенными спектрами частот левого и правого изображений стереопары;
- системы без перекрестных искажений между сигналами стереопары.

Существенным недостатком систем СТВ с совмещенными спектрами частот (установка ЛЭИС 1962 г.) являются перекрестные искажения, обусловленные уплотнением сигналов левого и правого сигналов стереопары с перекрытием спектров, и возникающие при их разделении на приемной стороне.

К системам без перекрестных искажений между сигналами стереопары относятся два способа передачи сигналов СЦТ разработанные в 1980 г. в МРТИ.

Устройства отображения стереоизображений можно классифицировать по методам пространственного разделения стереопары. Существует два метода пространственной селекции стереопары: очковый и растровый. Под первым понимается разделение изображений непосредственно перед глазами зрителя при помощи очков. В зависимости от типа используемых очков, различают:

- устройства отображения с анаглифическими фильтрами;
- устройства отображения с поляроидными фильтрами;
- устройства отображения обтюрационного типа.

Устройства отображения с оптическими растрами для получения стереоизображения не требуют очков, поэтому их часто называют автостереоскопическими. Как показывает анализ подобных устройств, устройства отображения данного типа являются либо слишком дорогими, либо требуют применения механических вращающихся частей, либо накладывают жесткие требования на местоположение зрителя и положение его головы. Как видно, на данном этапе развития, подобные устройства не могут получить широкого распространения. Но работы в данной области ведутся, и получаемые результаты дают право говорить о более широком применении подобных систем в будущем.

9.2 СПОСОБЫ И УСТРОЙСТВА ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СТЕРЕОИЗОБРАЖЕНИЙ

Из всех способов разделения изображений стереопары необходимо выделить очковый, т.к. он позволяет одновременно наблюдать стереоизображение с одного экрана большому числу зрителей, и в тоже время имеет более низкую стоимость (по сравнению с растровыми методами).

Наиболее простым, с точки зрения реализации очков, является анаглифический способ. В случае применения данного метода селекции для наблюдения черно-белых стереоизображений, сигналы яркости изображений стереопары последовательно по полям или одновременно подают на цветной кинескоп, причем сигнал яркости правого изображения модулирует электронный луч, например, зеленого прожектора, а сигнал яркости левого – два оставшихся. При наблюдении экрана кинескопа через очки, спектральные характеристики стекол которых совпадают со спектральными характеристиками излучения люминофоров (т.е. правое стекло имеет максимум в зеленой области спектра, а левое – два максимума: в красной и синей областях). За счет бинокулярного смешения цветов (зеленого и дополнительного к нему пурпурного) воспринимаемое изображение будет объемным и не окрашенным (рисунок 9.4).

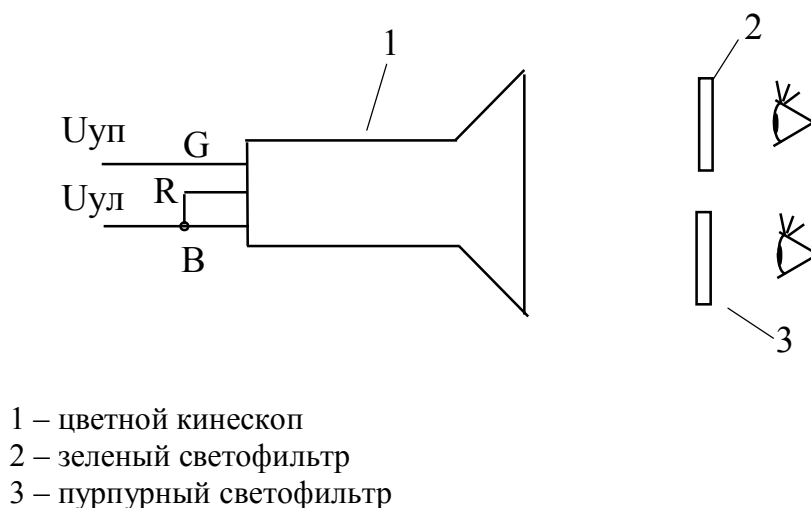


Рисунок 9.4 – Устройство отображения с анаглифической селекцией для черно-белой стереосистемы

Такой подход к применению анаглифического метода сепарации применим только в системах черно-белого стереотелевидения. При подаче на кинескоп трех сигналов основных цветов правого и левого изображений (например, зеленого от правого изображения, красного и синего от левого) будут наблюдаться потеря

объемности и сильные цветовые искажения при воспроизведении зеленых, красных, синих и пурпурных объектов, так как на этих цветах один глаз видит цвет, а другой – ничего не видит, т.е. бинокулярное смещение отсутствует. Для устранения этого недостатка можно предъявлять глазам зрителя изображения стереопары с последовательным чередованием цветов: в четных полях левое изображение воспроизводится в зеленом, а правое в пурпурном (красном и синем) цветах, в нечетных полях наоборот. При наличии у зрителя очков с переключаемыми зеленым и пурпурным светофильтрами у каждого глаза у каждого глаза, и их коммутации синхронно с изображением, обеспечивается высокое качество цветного стереоизображения (рисунок 9.5). Недостаток данного способа получения анаглифа – относительная сложность очков и необходимость подачи на них сигнала управления светофильтрами.

Обтюраторный метод пространственной селекции основан на попеременном затемнении изображений совмещенной стереопары, поступающих на левый и правый глаз, т.е. реализует последовательный стереоэффект. На экране приемного устройства отображения, последовательно во времени воспроизводятся левое и правое изображения стереопары, а каждый из глаз

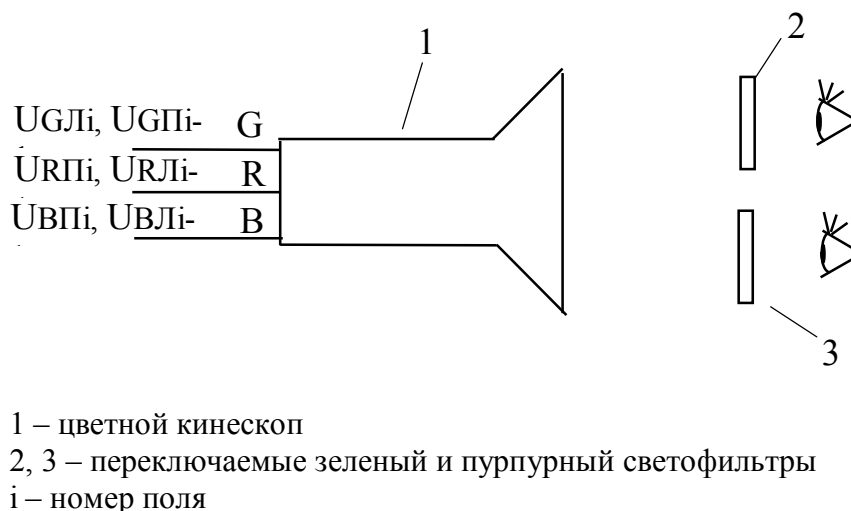
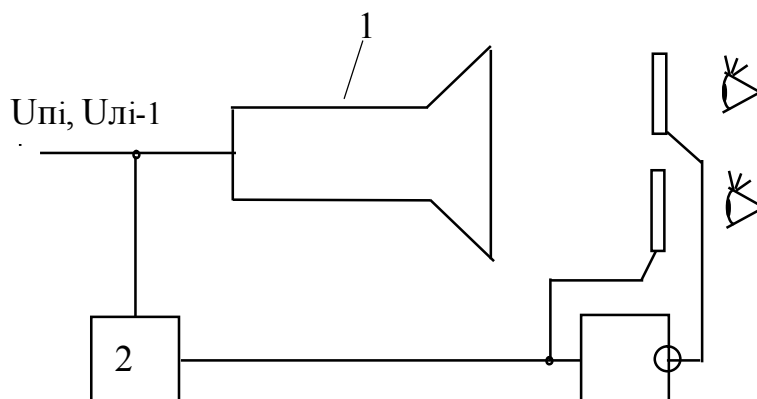


Рисунок 9.5 – Устройство отображения с анаглифической селекцией для цветной стереосистемы

зрителя попеременно затемняется обтюраторами – оптическими затворами (светоклапанными устройствами), расположенными на очках зрителя (рисунок 9.6). При переключении затворов синхронно со сменой изображений, правый глаз зрителя будет видеть только правые изображения стереопары, а левый – только левые.

В качестве основы оптических затворов наиболее часто применяются жидкие кристаллы, но возможно использование и других типов светоклапанных устройств, например электромеханических обтюраторов.



- 1 – устройство воспроизведения
- 2 – схема формирования сигнала управления оптическими затворами
- i – номер поля

Рисунок 9.6 – Устройство отображения обтюраторного типа

Последовательное воспроизведение правого и левого изображений стереопары по полям (кадрам) с параметрами разложения, совпадающими со стандартными, и их наблюдение через очки с оптическими затворами сопровождается отрицательным эффектом – возникновением мерцаний изображения с частотой полей (кадров). Для снижения этого мешающего воздействия предлагается ряд мер: снижение яркости внешнего освещения; введение дополнительной гамма-коррекции изображения, что позволяет понизить заметность мерцаний за счет снижения максимальной яркости и повысить контраст темных участков изображения; переключать оптические затворы в моменты обратного хода вертикальной развертки. Более радикальным способом уменьшения заметности мерцаний изображений является повышение частоты коммутации светоклапанных устройств. Это может проводиться как без преобразования частоты воспроизведения правого и левого изображений стереопары, так и с преобразованием закона развертки изображений на приемной стороне стереотелевизионной системы. В последнем случае в состав устройства отображения включаются блоки памяти, емкость которых определяется выбранной процедурой преобразования. Однако при увеличении частоты переключения необходимо увеличивать напряжение переключения или обеспечивать предварительное состояние с помощью возбуж-

дения ЖК путем подачи на электроды напряжения несколько ниже порогового и применять принудительное стирание.

Поляроидный метод селекции изображений стереопары основан на способности поляроидов пропускать, в падающем световом потоке, компоненту только с определенной поляризацией. Если перед устройствами, воспроизводящими правое и левое изображения стереопары, установить поляроиды с взаимно перпендикулярными плоскостями поляризации, то при наблюдении совмещенного стереоизображения через очки с такими же поляроидами, обеспечивается пространственная сепарация изображений стереопары.

При поляроидном методе селекции, устройство отображения может содержать один или два кинескопа.

В устройствах отображения содержащих один кинескоп, при чересстрочной развертке последовательно передаваемых сигналов полей стереопары, правое и левое изображения формируются в четных и нечетных строках раstra. В этом случае экран кинескопа предлагается прикрывать чередующимися горизонтальными полосками из поляроидов с ортогональными плоскостями (противоположными направлениями) поляризации. При этом строки телевизионного раstra, соответствующие одному полю, должны находиться посередине горизонтальных полосок из поляроида с одной ориентацией (направлением) поляризации. Данное условие налагает жесткие требования на точность синхронизации и линейность развертки в вертикальном направлении раstra. Кроме этого, очевидно, возникнут технологические трудности при создании штрихового поляроидного фильтра.

В устройствах отображения с одним кинескопом, воспроизведение изображений стереопары может осуществляться с чередованием в пределах одного поля. При этом левое и правое изображения могут располагаться на половинах экрана одно над другим или справа и слева. Для пространственного совмещения изображений стереопары используется корректирующая оптика, которая устанавливается на очках зрителя или, в случае проекционной установки, входит в состав ее оптической системы. Размещение корректирующей оптики на очках зрителя требует жесткой фиксации положения его головы, что невозможно при длительном наблюдении стереоизображений.

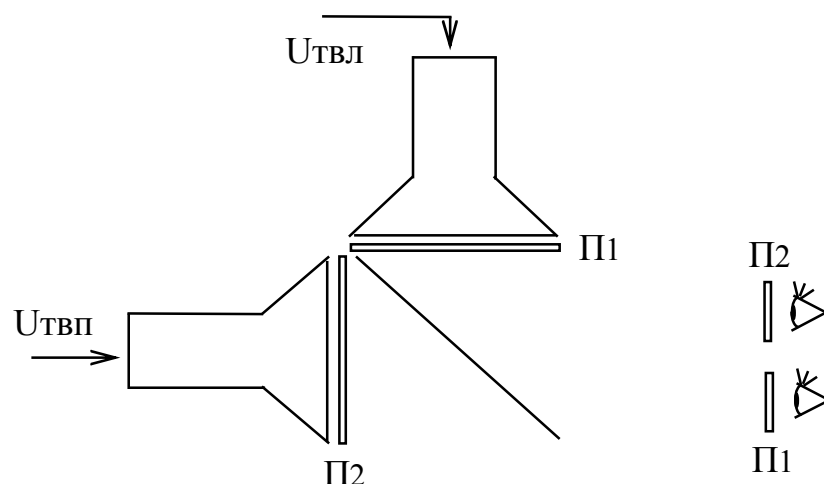


Рисунок 9.7 – Устройство отображения на двух кинескопах с поляроидами

Устройство отображения на двух кинескопах, можно выполнить, расположив их перпендикулярно друг другу. Пространственное совмещение правого и левого изображений обеспечивается при помощи полупрозрачного зеркала, установленного под углом в 45 град. к экранам и позволяющего наблюдать одно из изображений стереопары напрямую, а другое – как отраженное (рисунок 9.7). Экраны кинескопов прикрыты фильтрами с ортогональными поляризациями. Наблюдатель воспринимает изображение с помощью очков, с фильтрами, плоскости поляризации которых ориентированы также ортогонально. С использованием подобного способа может быть выполнена и проекционная стереотелевизионная установка. В этом случае может использоваться две телевизионные проекционные установки, перед которыми расположены поляроиды с ортогональными плоскостями (противоположными направлениями) поляризации. При наблюдении изображения спроецированного на один экран, через очки имеющие аналогичные фильтры, будет создаваться эффект объемности. Необходимо отметить, что положение проекторов должно быть отъюстировано до полного совпадения размеров и положения проекционного "пятна" на экране, чтобы избежать искажений объемного изображения.

При последовательной передаче сигналов стереопары с чередованием по полям и непосредственном воспроизведении их на двух кинескопах, становятся заметны мерцания изображения с частотой полей. Для устранения этого эффекта предлагается обеспечивать запуск вертикальной развертки одного из кинескопов со сдвигом на половину длительности поля относительно другого, воспроизведение с повтором полей или удвоенной частотой вертикальной развертки изобра-

жений. Для этих целей в состав устройства отображения вводятся блоки памяти и интерполяторы.