ТЕЛЕВИДЕНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ

1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ 3
1.1. Введение, цели и задачи дисциплины «ТВиОИ» 4
1.2. Система энергетических и световых величин 8
1.3. Общая структурная схема системы передачи изображений 8
1.4 Развертка изображения
1.5. Восприятие оптического изображения 21
1.6 Структурная схема тракта вещательного телевидения. 23
1.7. Параметры ТВ систем и согласование их с характеристиками зрения 25
1.8 Параметры ПЦТС в системе ТВ вещания.
1.9 Пространственный, временной и трехмерный пространственно-временной спектр частот. 33
1.10 Влияние шумов и помех на ТВ изображение. Измерение отношения сигнал/шум.
2. ОСНОВЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ 49
2.1. Трехкомпонентная теория цветового зрения 50
2.2. Формирование сигналов основных цветов 83
2.3. Обобщенная структурная схема системы ЦТВ. 89
3. СОВМЕСТИМЫЕ СИСТЕМЫ ЦТВ 96
3.1. Построение совместимых систем ЦТВ. 97
3.2. Система ЦТВ NTSC. 107
3.3. Система ЦТВ PAL 112
3.4. Система ЦТВ SECAM. 118
4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ "СВЕТ-СИГНАЛ" И "СИГНАЛ-СВЕТ" В ТВ 125
4.1. Передающие ТВ трубки и камеры 126
4.2. Преобразование ТВ сигнала в оптическое изображение 135
4.3. Безвакуумные воспроизводящие устройства 148
5. ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО РАДИОКАНАЛАМ И НАПРАВЛЯЮЩИМ СРЕДАМ 167
5.1. Организация телевизионного вещания 168
5.2. Особенности передачи радиосигналов изображения и звукового сопровождения 178
5.3. Телевизор цветного изображения 187

5.4. Передача дополнительной информации в составе ТВ сигнала. 216
6. ТЕЛЕВИДЕНИЕ ПОВЫШЕННОГО КАЧЕСТВА (ТПК). 225
6.1. Пути повышения качества изображения. 226
6.2. Улучшенные системы цветного телевидения 232
6.3. Методы расширения функциональных возможностей телевизора 251
7. ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ 268
7.1. Цифровое представление ТВ сигнала как метод повышения помехозащищенности и надежности ТВ систем. 269
7.2. Аналого-цифровое преобразование ТВ сигнала 274
7.3. Классификация методов сокращения избыточности ТВ сигналов и изображений 289
7.4. Статистическое кодирование изображений 295
7.5. Кодирование с преобразованием 297
7.6. Кодирование с предсказанием 302
7.7. Стандарты компрессии изображений MPEG 306
7.8. Методы компрессии изображений в мультимедийных системах 318
7.9. Методы компрессии сигналов звукового сопровождения 325
7.10. Стандарты компрессии звуковых сигналов 345
8. ОРГАНИЗАЦИЯ ЦИФРОВОГО ТВ ВЕЩАНИЯ. 370
8.1. Методы передачи данных в цифровом телевизионном вещании 371
8.2. Классификация систем цифрового телевизионного вещания 409
8.3. Инженерная методика расчета зон обслуживания в системе НЦТВ по стандарту DVB-T 420
9. ТЕЛЕВИДЕНИЕ ВЫСОКОЙ ЧЕТКОСТИ (ТВЧ) 425
9.1. Необходимость разработки систем телевидения высокой четкости 426
9.2. Обоснование выбора параметров изображения в системе ТВЧ 429
9.3. Чересстрочная и прогрессивная развертки в ТВЧ 433
9.4. Стандарты систем ТВЧ 438
10. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ НА РАЗЛИЧНЫЕ НОСИТЕЛИ 440
10.1. Общие принципы и особенности магнитной записи ТВ сигналов 441
10.2. Классификация методов записи ТВ сигналов 452
10.3. Аналоговые форматы видеозаписи 454
10.4. Цифровые форматы видеозаписи 457
10.5. Форматы дисковой и оптической видеозаписи 461

10.6. Безленточные технологии в видеозаписи 463
11. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ТВ ПРОГРАММ 468
11.1. Аппаратно-студийный комплекс 469
11.2. Подготовка ТВ программ 485
12. СТЕРЕОСКОПИЧЕСКОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ. 494
12.1. Общие принципы формирования, передачи и приема сигналов стереоцветного телевидения 495
12.2. Способы и устройства воспроизведения стереоизображений 502

Раздел 1

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

- ВВЕДЕНИЕ, ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ «ТВ»
- СИСТЕМА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И СВЕТОВЫХ ВЕЛИЧИН
- ОБЩАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
- РАЗВЕРТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ
- ВОСПРИЯТИЕ ОПТИЧЕСКОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ
- СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТРАКТА ВЕЩАТЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ
- ПАРАМЕТРЫ ТВ СИСТЕМ И СОГЛАСОВАНИЕ ИХ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗРЕНИЯ
- ПАРАМЕТРЫ ПЦТС В СИСТЕМЕ ТВ ВЕЩАНИЯ
- ЧАСТОТНЫЙ СПЕКТР ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА
- ВЛИЯНИЕ ШУМОВ И ПОМЕХ НА ТВ ИЗОБРАЖЕНИЕ

◄ К содержанию

1.1 ВВЕДЕНИЕ, ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ «ТВ»

1.1.1 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).

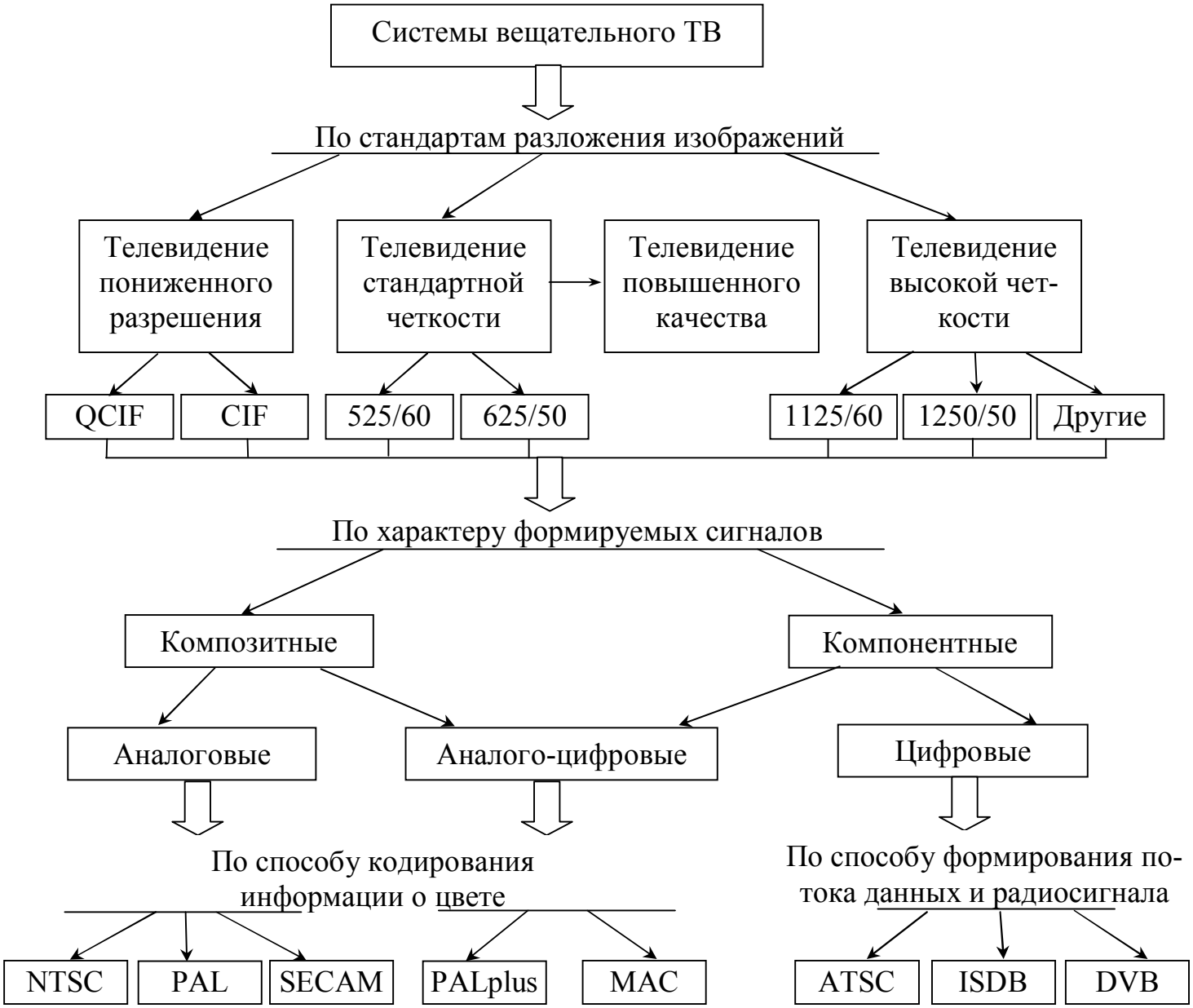
Можно выделить две области использования ТВ – вещательное и прикладное.

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 ф*аксимильная 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).

1.1.2 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 буде 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 доста-

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-цифровые 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 ЦРС 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 ТСЧ, так и ТВЧ. Имеются также разновидности цифровых систем, например DVB-H, для вещания видео, в том и пониженного разрешения, на мобильные устройства.

1.2 СИСТЕМА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И СВЕТОВЫХ ВЕЛИЧИН

1.2.1 Энергетические величины и соотношения между ними

Для определения энергетических параметров излучения воспользуемся простой геометрической моделью, являющейся следствием уравнений Максвелла, согласно которой свет представляет собой поток лучистой энергии, распространяющейся вдоль геометрических лучей.

Электромагнитное поле в однородных изотропных средах переносит энергию E в направлении, определяемом оптическим лучевым вектором q.

Энергия измеряется в джоулях: $[E] = Дж$.

Поток излучения

Основной величиной, которая позволяет судить о количестве излучения, является поток излучения (или мощность излучения):

Поток излучения (лучистый поток) Φ_e - это величина энергии, переносимой полем в единицу времени через данную площадку (рисунок 1.1)

Поток излучения измеряется в ваттах: $[\Phi_e] = Вт$, $1\ Вт = 1\ Дж/с$.

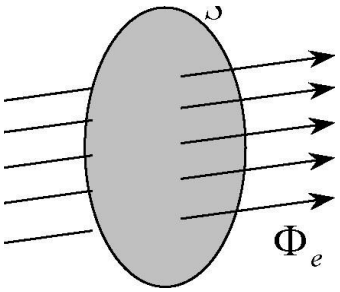


Рисунок 1.1 - Поток излучения

Энергия зависит от спектрального состава света. Если разложить поле на монохроматические составляющие (каждая с определенной длиной волны), то вся энергия некоторым образом распределится между ними (рисунок1.2).

Спектральная плотность потока излучения $\Phi_\lambda(\lambda)$ – функция, показывающая распределение энергии в спектре излучения:

$$\Phi_\lambda(\lambda) = \frac{\partial \Phi_e}{\partial \lambda} \qquad (1.1)$$

Тогда суммарный поток для всех длин волн от λ_1 до λ_2 будет равен:

$$\Phi_e = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \Phi_\lambda(\lambda) d\lambda \qquad (1.2)$$

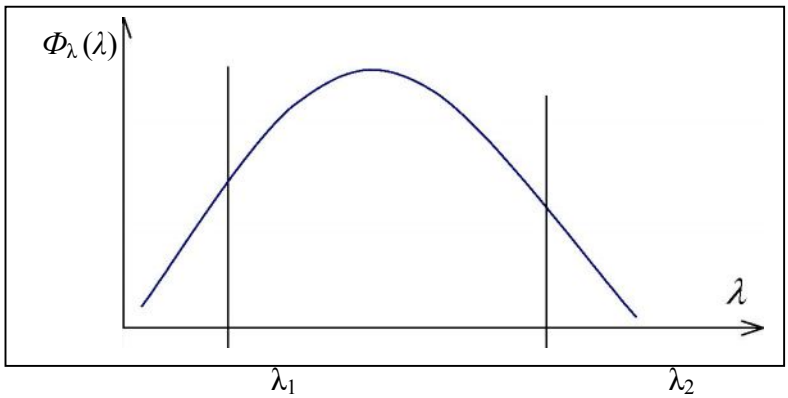


Рисунок 1.2 – Спектральная плотность потока излучения

Поверхностная плотность потока энергии

Поверхностная плотность потока энергии (освещенность, светимость) E_e – величина потока, приходящегося на единицу площади:

$$E_e = \frac{\partial \Phi_e}{\partial S}, \quad \left[\frac{Вт}{м^2}\right] \qquad (1.3)$$

Если площадка освещается потоком, то поверхностная плотность потока энергии будет иметь смысл энергетической освещенности или облученности E_e. Если поток излучается площадкой, то поверхностная плотность потока энергии будет иметь смысл энергетической светимости M_e.

Спектральная плотность поверхностной плотности потока $E_{e\lambda}(\lambda)$ показывает распределение светимости (освещенности) в спектре излучения:

$$E_{e\lambda}(\lambda) = \frac{\partial E_e}{\partial \lambda} \qquad (1.4)$$

Сила излучения

Рассмотрим излучение точечного источника в пределах некоторого телесного угла Ω (рисунок 1.3).

Телесный угол равен отношению площади S поверхности, вырезанной на сфере конусом, к квадрату радиуса сферы:

$$\Omega = \frac{S}{r^2}, \ [ср] \qquad (1.5)$$

Телесный угол измеряется в стерадианах (телесный угол всей сферы 4π *ср*).

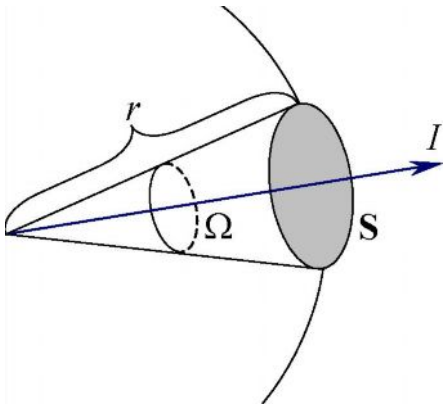


Рисунок 1.3 – Энергетическая сила света

Сила излучения (энергетическая сила света) – поток излучения, приходящийся на единицу телесного угла, в пределах которого он распространяется:

$$I_e = \frac{\Phi_e}{\Omega}, \quad \left[\frac{Вт}{ср}\right] \tag{1.6}$$

За единицу энергетической силы света принята сила излучения точечного источника, у которого в пределах 1 *ср* равномерно распределен поток излучения мощностью 1 Вт.

Энергетическая сила света – величина, имеющая направление. За направление силы света принимают ось телесного угла, в пределах которого распространяется поток излучения.

Поток называется равномерным, если в одинаковые телесные углы, выделенные по какому-либо направлению, излучается одинаковый поток. В случае неравномерного потока для определения силы света в требуемом направлении необходимо выделить элементарный телесный угол $d\Omega$ вдоль данного направления и измерить световой поток $d\Phi_e$, приходящийся на этот телесный угол:

$$I_e = \frac{\partial \Phi_e}{\partial \Omega} \tag{1.7}$$

Для неравномерного потока существует понятие средней сферической силы света:

$$I_e = \frac{\Phi_e}{4\pi} \tag{1.8}$$

Спектральная плотность силы излучения показывает распределение силы излучения в спектре:

$$I_{e\lambda}(\lambda) = \frac{\partial I_e}{\partial \lambda} \tag{1.9}$$

Энергетическая яркость

Яркость определяет поверхностно-угловую плотность потока излучения и является характеристикой протяженного (распределенного) источника, в отличие от силы излучения, характеризующей точечный (бесконечно малый) источник.

Энергетическая яркость – величина потока, излучаемого единицей площади в единицу телесного угла в заданном направлении.

Если излучающая площадка *dS* перпендикулярна направлению излучения, то энергетическая яркость определяется следующим образом:

$$L_e = \frac{\partial^2 \Phi_e}{\partial\Omega\partial S}, \quad \left[\frac{Вт}{ср \cdot м^2}\right] \tag{1.10}$$

За единицу энергетической яркости принимают яркость плоской поверхности в *1 м*^{2}, которая в перпендикулярном направлении имеет энергетическую силу света в 1 *Вт/ср.*

В общем случае:

$$L_e = \frac{\partial^2 \Phi_e}{\partial\Omega\partial S \cdot \cos\Theta}, \quad \left[\frac{Вт}{ср \cdot м^2}\right], \tag{1.11}$$

где Θ – угол между направлением излучения и нормалью к площадке (рисунок 1.4).

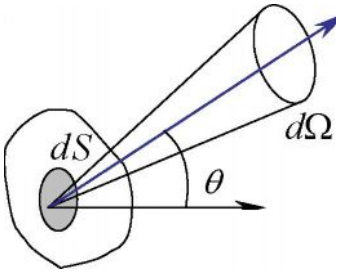


Рисунок 1.4 – Энергетическая яркость

Спектральная плотность энергетической яркости показывает распределение энергетической яркости в спектре:

$$L_{e\lambda}(\lambda) = \frac{\partial L_e}{\partial \lambda} \tag{1.12}$$

Постоянство (инвариант) яркости вдоль луча

Яркость постоянна (инвариантна) вдоль луча при отсутствии потерь энергии:

$$L_e = const \tag{1.13}$$

Если среда неоднородна (показатель преломления меняется), то используется приведенная яркость:

$$\frac{L_e}{n^2} = const \qquad (1.14)$$

Из постоянства яркости вытекают два важных для геометрической оптики свойства:

- яркость является основной характеристикой передачи световой энергии оптической системой;

- оптическая система в принципе не может увеличивать яркость проходящего через нее излучения (она может лишь уменьшить яркость за счет поглощения или рассеяния света).

Поглощение света средой

Световой поток, распространяющийся в оптической среде, частично поглощается. Энергетический коэффициент пропускания τ_e – отношение энергетического светового потока $\Phi_e^{'}$, пропущенного данным телом, к падающему энергетическому потоку Φ_e :

$$\tau_e = \frac{\Phi_e^{'}}{\Phi_e} \qquad (1.15)$$

Если среда поглощает излучение, то инвариант яркости вдоль луча выглядит следующим образом:

$$\frac{L_e}{n^2\tau} = const \qquad (1.16)$$

Спектральная плотность пропускания $\tau_{e\lambda}(\lambda)$ показывает изменение коэффициента пропускания в зависимости от длины волны излучения.

Оптическая плотность среды – логарифм величины, обратной пропусканию:

$$D = \lg\frac{1}{\tau} = -\lg\tau \qquad (1.17)$$

1.2.2 Световые величины

Энергетические величины являются исчерпывающими с энергетической точки зрения, но они не позволяют количественно оценить визуальное восприятие излучения. Восприятие глазом излучения видимого диапазона определяется не только мощностью воспринимаемого излучения, но также зависит от его спектрального состава (так как глаз - селективный приемник излучения). Све-

товые характеристики описывают, как энергию излучения воспринимает зрительная система глаза с учетом спектрального состава света.

Световые величины обозначаются аналогично энергетическим величинам, но без индекса.

F - световой поток;

I - сила света;

E - освещенность;

M - светимость;

L - яркость.

У световых величин нет понятия спектральной плотности, так как глаз не может провести спектральный анализ.

Сила света

Если в энергетических величинах исходная единица - это поток, то в световых величинах исходная единица - это сила света (так сложилось исторически). Сила света определяется аналогично энергетической силе света:

$$I = \frac{\partial F}{\partial \Omega}, \quad [кд] \qquad (1.18)$$

1 кандела – сила излучения эталона (эталонный излучатель или абсолютно черное тело) при температуре затвердевания платины (2042° К) площадью 1/60 см^2.

Абсолютно черное тело (АЧТ) – тело, полностью поглощающее падающую на него энергию. Модель АЧТ представляет собой полое тело, внутренняя поверхность которого выкрашена в черный цвет. Через небольшое отверстие поток излучения поступает внутрь тела, где в результате многократного отражения полностью поглощается.

Поток излучения:

$$F = I \cdot \Omega, \quad [лм] \qquad (1.19)$$

1 люмен соответствует потоку, излучаемому источником с силой света 1 кд в телесном угле 1 ср: *1 лм = 1 кд/ср.*

Освещенность:

$$E = \frac{\partial F}{\partial S}, \quad [лк] \qquad (1.20)$$

1 люкс соответствует освещенности поверхности площадью 1 м^2 равномерным световым потоком в 1 лм.

Светимость:

$$[M] = \frac{[лм]}{м^2} \qquad (1.21)$$

За единицу светимости принимают светимость поверхности площадью 1 м^2, излучающей световой поток в 1 лм.

Яркость:

$$[L] = \frac{[кд]}{м^2} \qquad (1.22)$$

За единицу яркости принимают яркость поверхности площадью 1 м^2, которая в перпендикулярном направлении излучает световой поток силой 1 кд.

1.2.3 Связь световых и энергетических величин

Связь световых и энергетических величин связь устанавливается через зрительное восприятие, которое хорошо изучено экспериментально. **Функция видности** $V(X)$ - это относительная спектральная кривая эффективности монохроматического излучения. Она показывает, как глаз воспринимает излучение различного спектрального состава. $V(X)$ - величина, обратно пропорциональная монохроматическим мощностям, дающим одинаковое зрительное ощущение, причем воздействие потока излучения с длиной волны X = 555 *нм* условно принимается за единицу. Функция видности глаза максимальна в области желто-зеленого цвета (550-570 нм) и спадает до нуля для красных и фиолетовых лучей (рисунок 1.5).

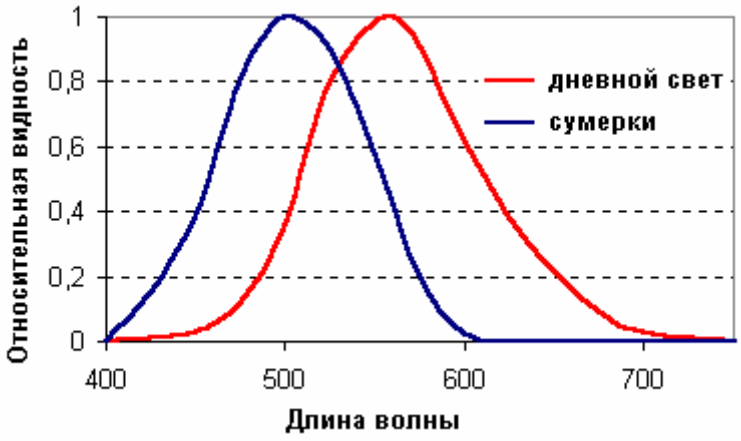


Рисунок 1.5 – Кривая видности зрения

Определить любую световую величину – обозначим ее Q (это может быть поток, сила света, яркость и т.п.) по спектральной плотности соответствующей ей энергетической величины $Q_{e\lambda}(\lambda)$ можно по общей формуле:

$$Q = 683 \int_{\lambda_{\min}}^{\lambda_{\max}} V(\lambda) \cdot Q_{e\lambda}(\lambda) d\lambda \qquad (1.26)$$

где $V(\lambda)$ – функция видности глаза, 683 – экспериментально установленный коэффициент (поток излучения мощностью 1 Вт с длиной волны λ = = 555 нм соответствует 683 лм светового потока).

1.3 ОБЩАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

1.3.1 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 1.6). 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.

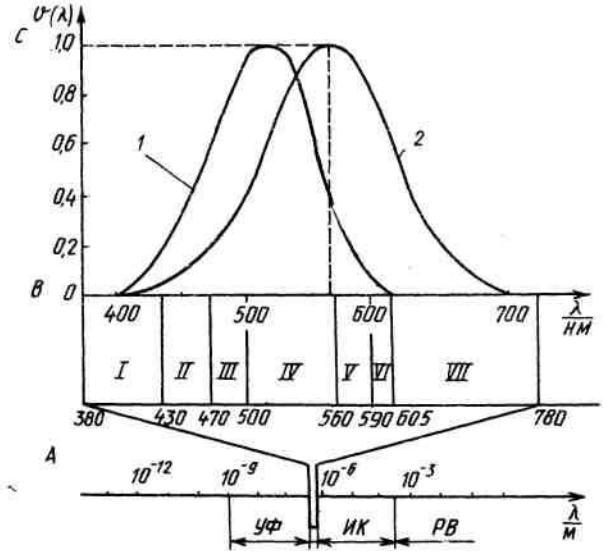


Рисунок 1.6 – Шкала электромагнитных волн

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 1.7), 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.

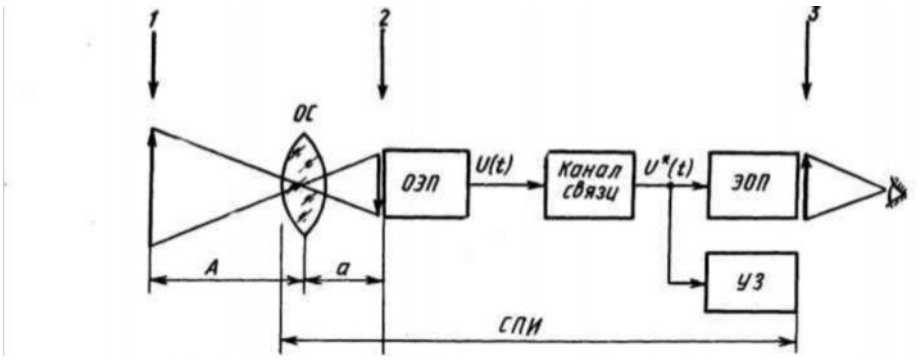


Рисунок 1.7 – Обобщенная структурная схема системы передачи изображений

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 *1* 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 1.6), 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 (см. рисунок 1.7), 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 бес-

конечное 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 $N \cong 10^8$.

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.

1.3.2 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 называть уп-

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

Из рисунка 1.7 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 а, фазы φ и трех углов ψ_1, ψ_2, ψ_3 определяющих положение плоскости поляризации в пространстве (например, в прямоугольной системе координат *x, y, г)*. Тогда распределение амплитуды, фазы и углов в пространстве, времени и по длинам волн будет представлять собой совокупность пяти функций пяти аргументов:

$$\begin{cases} a(x,\ y, z, \lambda, t) \\ \phi(x,\ y, z, \lambda, t) \\ \Psi_1(x,\ y, z, \lambda, t), \\ \Psi_2(x,\ y, z, \lambda, t) \\ \Psi_3(x,\ y, z, \lambda, t) \end{cases} \qquad (1.27)$$

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 (1.27) остаются постоянными.

Если количество каналов связи, необходимых для передачи информации только об одном элементе изображения, обозначить *M* (на основании выражения (1.27) M = 25), то для одновременной передачи всего изображения потребуется $MN = 25 \bullet 5 \bullet 10^5$ каналов связи (так как в ТВ $N \sim 5 \cdot 10^5$), что физически нереализуемо.

Представленная модель изображения может быть существенно упрощена. В вещательном ТВ и ФС в выражении (1.27) можно оставить только первую функцию, так как для освещения объектов используются некогерентные и неполяризованные источники и, следовательно, фаза и углы в функциях (1.27) 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 функ-

цией, изменяющейся во времени и по длинам волн: $a(x, y, t, k)$. Такое представление соответствует цветному изображению, поскольку спектральный состав света связан с понятием о цвете. Черно-белое изображение описывается функцией с разделяющимися переменными $a(x, y, t, к) = a(x, y, t)a\{k) = L(x, y, t)$, так как преобразователь свет — сигнал в этом случае реагирует только на мощность излучения (находится путем интегрирования в пределах видимого диапазона произведения $a(k)S(k)$, где $S(k)$ — спектральная чувствительность преобразователя к колебаниям разной длины волны).

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

$$\sum_{i=1}^{N} L_i \ (x, y, t). \qquad (1.28)$$

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 $S(k)$ 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.

1.4 РАЗВЕРТКА 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)

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 1.8, а). Его изображение (рисунок 1.8, 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 элемента изображения на собирательную линзу 5, которая направляет его на фотоэлемент (ФЭ). Возникающий ток $i_ф$ 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 (1.28) во временную последовательность.

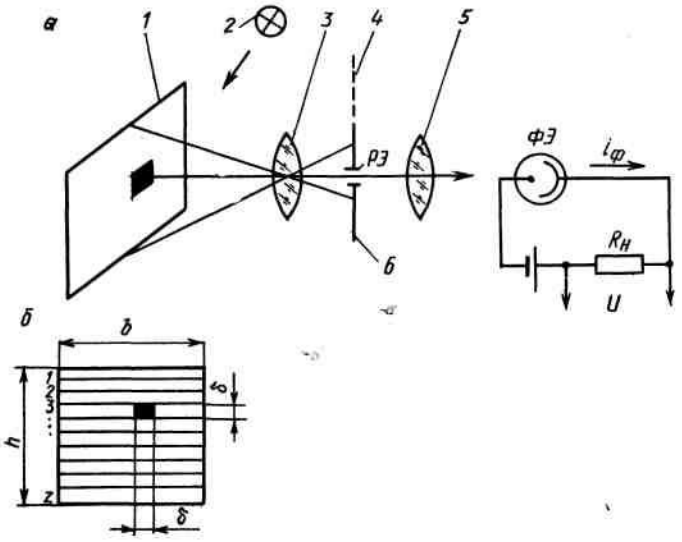


Рисунок 1.8 – Преобразование изображения в электрический сигнал
а – схема преобразования; б – траектория перемещения развертывающего элемента в плоскости входного изображения

Для синтеза изображения на приемной стороне можно источник света, модулируемый сигналом, расположить в том месте, где на рис. 1.7, *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 растра, 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.

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 для гашения развертывающего луча кинескопа на время обратных ходов развертки по строкам и кадрам требуется передавать строчные (СГИ) и кадровые (КГИ) гасящие им-

пульсы. В этих же интервалах времени передаются синхроимпульсы. Смесь сигнала изображения, ССИ, КСИ, СГИ и КГИ образует *полный ТВ сигнал:*

$$U_{\Sigma}(t) = U_{ИЗ}(t) + U_{СГИ}(t) + U_{КГИ}(t) + U_{ССИ}(t) + U_{КСИ}(t) \qquad (1.29)$$

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).

Существует два варианта развертки изображения – построчная и чересстрочная. В первом случае все строки растра рисуются последовательно, одна за другой, таким образом, полный растр формируется за один проход РЭ по вертикали. Во втором – кадр разбивается на несколько (в вещательном ТВ – два) полей (полукадров), строки которых перемежаются. Растр при чересстрочной развертке формируется за несколько вертикальных проходов РЭ.

Недостаток построчной развертки заключается в необходимости выбора большой частоты кадров, превышающей критическую частоту яркостных мельканий (в диапазоне яркостей, реализуемых в ТВ системах (1…100 кд/м^2) она составляет около 46…48 Гц). В то же время, для визуально правильной передачи движущихся изображений (незаметности дискретности движения) достаточно частоты кадров, равной 16…24 к/с. Поскольку частота кадров непосредственно влияет на ширину спектра частот (либо на скорость передачи видеоданных в цифровых ТВ системах), занимаемого видеосигналом (подробно этот вопрос рассматривается в подразделе 1.9), ее необходимо выбирать минимально возможной.

Чересстрочная развертка

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 $f_в$, равной 6 МГц при построчной развертке с z_k = 625, необходимо взять число кадров в секунду, равное 25. 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 начертит растр, содержащий только нечетные строки (1, 3, 5-ю и половину 7-й), которые образуют первое поле (с целью упрощения приведенный на рисунке 1.9, *а* построчный растр содержит не 625 строк, а только 7). За следующую 1/50 с луч начертит четные строки (половину 7-й, 2, 4 и 6-ю) второго поля, изображенные на рисунке 1.9, *б* волнистыми линиями.

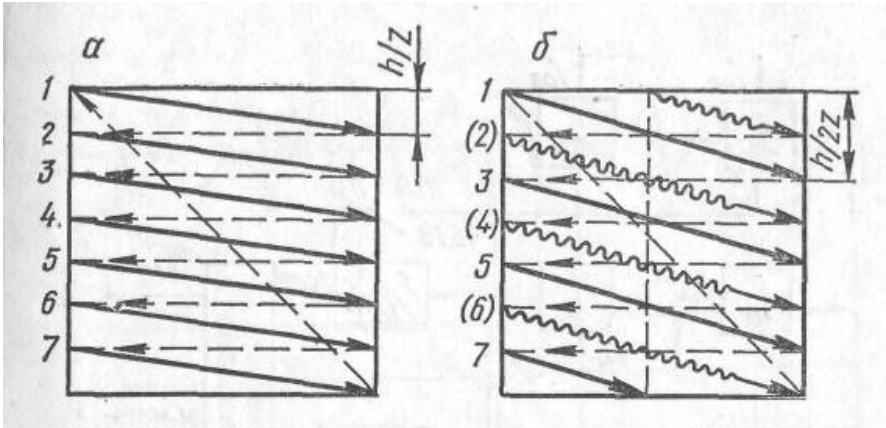


Рисунок 1.9 – Образование растра при построчной (а) и чересстрочной (б) развертках

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 1.9, 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:

$$z_k = 2m + 1 \qquad (1.30)$$

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:

$$f_{стр} = (z_k / 2) f_{пол} \qquad (1.31)$$

Для получения же построчного разложения необходимо обеспечить равенство:

$$f_{стр} = z_k f_k \qquad (1.32)$$

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

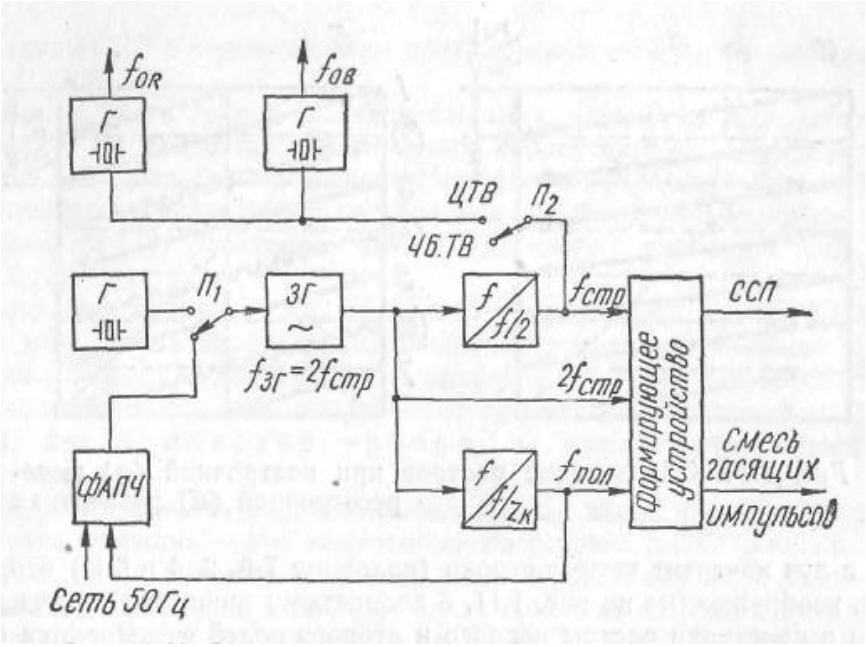


Рисунок 1.10 – Упрощенная схема синхрогенератора

Жесткая связь между частотами строк и полей (кадров) осуществляется за счет применения в синхрогенераторе (см. рисунок 1.10) общего задающего генератора (ЗГ), работающего при построчной развертке на частоте $f_{ЗГ} = f_{стр}$, как это следует по выражению (1.32). Для определения частоты кадров делят частоту строк на z_k.

При чересстрочной развертке получение частоты $f_{пол}$, согласно формуле (1.31), связано с делением частоты $f_{стр}$ на дробный коэффициент $z_k/2$, так как число строк в кадре нечетное (формула 1.30). В принципе делители с небольшим значением дробного коэффициента существуют, но более стабильно работают делители с целочисленным коэффициентом деления. Запишем выражение (1.31) в виде :

$$2f_{стр} = z_k f_{пол} \qquad (1.33)$$

откуда следует, что если частота ЗГ в синхрогенераторе (рисунок 1.10) равна удвоенной частоте строк $f_{ЗГ} = 2f_{стр}$, то путем ее деления на 2 и $z_к$ 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 растра.

Рассмотрим более детально процесс образования чересстрочного растра (например, с 11 строками) с учетом действительной картины и во время обратного хода развертки по полям. На рис. 1.11, *ж* 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 растра 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 1.11, а, б и соответствующих выражению (1.31).

Период строки $T_{стр}$ складывается из длительности обратного $t_{ох}$ и прямого $t_{пх}$ ходов развертки. Аналогично длительность поля, например, первого $T_{п1}$ равна сумме длительностей обратного $T_{ох1}$\ и прямого $T_{пх1}$ ходов развертки. Чересстрочный растр образуется автоматически, независимо от длительности обратного хода по полю. Предположим, что длительность обратного хода по полям

$T_{ox1} = T_{ox2} = 1.25T_{стр}$. Тогда во время обратного и прямого ходов по первому полю *(T_{ox1}, $T_{пх1}$)* на экране кинескопа будут прочерчены строки, изображенные соответственно на рисунке 1.11, *в, г.* В течение обратного и прямого ходов по второму полю (T_{ox2}, $T_{пх2}$) образуются растры, приведенные на рисунке 1.11, *д, е.*

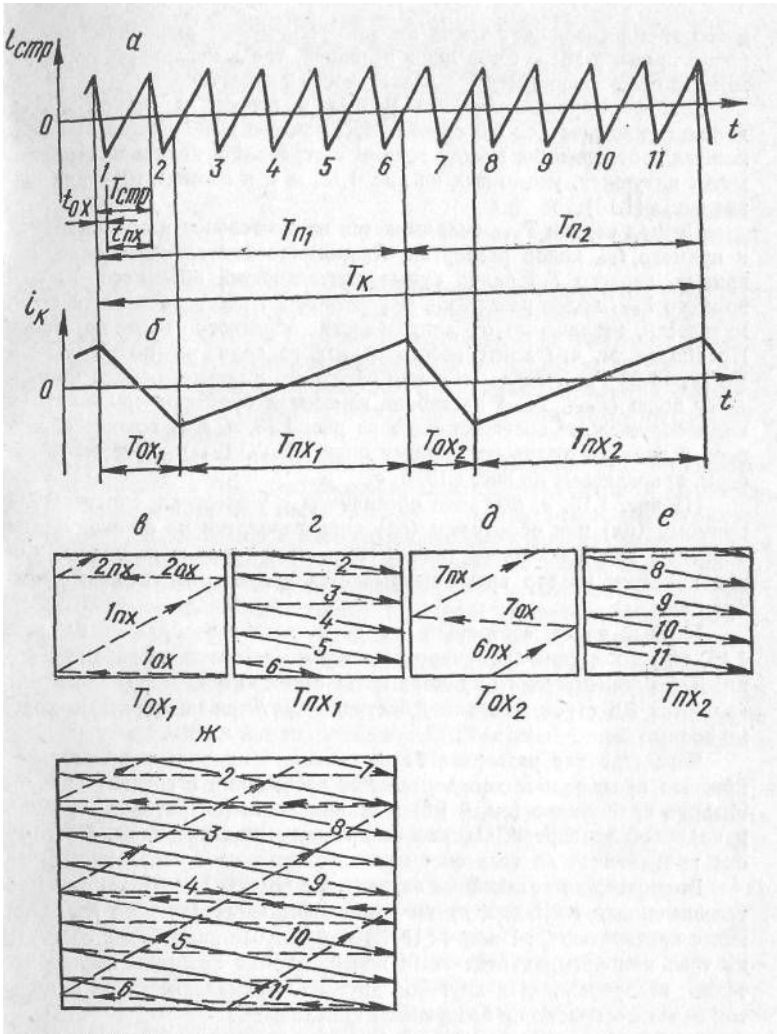


Рисунок 1.11 – Последовательность формирования чересстрочного растра

На рисунке 1.11, *в, д* строки обозначены с учетом их соответствия прямому (пх) или обратному (ох) ходу развертки по строке. Линии обратных ходов по полям (рисунок 1.11, *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 1.11, *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 $f_м$ = 12,5 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.

1.5 ВОСПРИЯТИЕ ОПТИЧЕСКОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Зрительная система является оконечной 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).

Световой поток от наблюдаемого объекта через оптическую систему глаза (рисунок 1.12) попадает на светочувствительную оболочку – сетчатку, содержащую большое количество светочувствительных элементов – колбочек и палочек (около 7 и 130 миллионов соответственно). В последних в результате 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,

На сетчатке глаза имеется так называемое желтое пятно, в середине которого расположена центральная ямка (диаметром ~1°), 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 ~2°. 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.

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

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

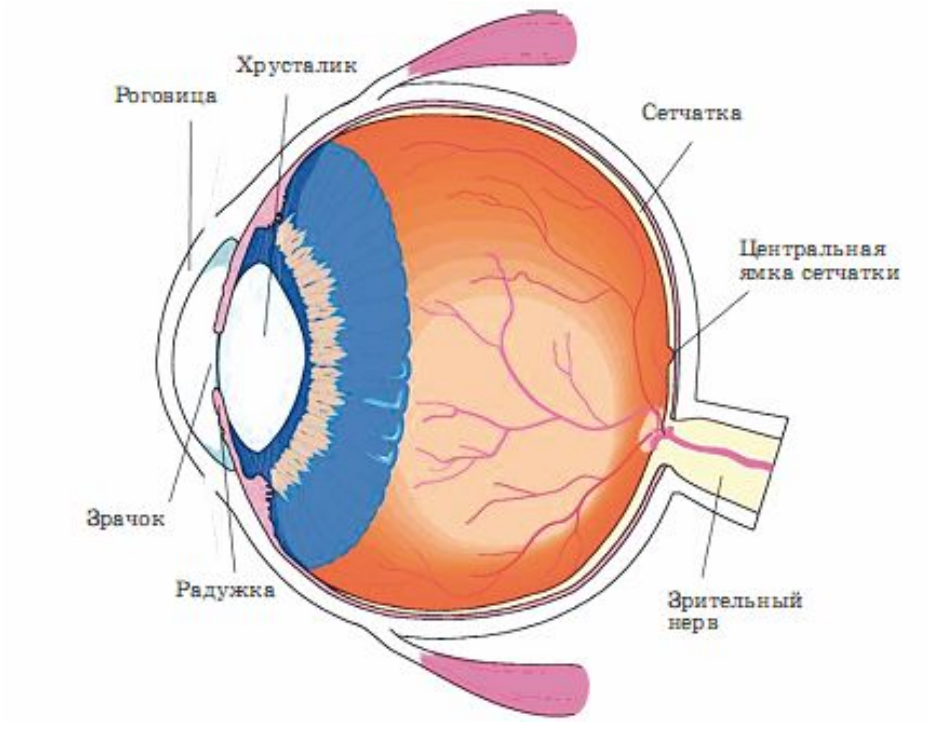


Рисунок 1.12 – Строение человеческого глаза

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)

$$\Delta E = k(\Delta B / B_1) \tag{1.34}$$

где k — коэффициент пропорциональности.

В пределах средних величин яркости (10...1000 кд/м^2) значение ΔE минимальное и практически постоянное:

$$\delta = \Delta B / B = 0.02..0.05 \tag{1.35}$$

и называется пороговым контрастом, 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 (1.34) в дифференциальном виде, расширив область действия закона Вебера:

$$dE = k(dB / B) \tag{1.36}$$

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

$$E = k \ln B + c \tag{1.37}$$

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:

$$K = B_{\max} / B_{\min} \tag{1.38}$$

Диапазон воспринимаемой глазом яркости с учетом ночного и дневного зрения равен примерно 10^8 (от 0,1 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 1.37), 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...100. Поэтому телевизионное изображение, имеющее контраст 30...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:

$$B_2 = B_1 + \delta B_1 = B_1(1+\delta),$$
$$B_3 = B_2 + \delta B_2 = B_1(1+\delta)^2.$$
$$\ldots$$
$$B_m = B_{\max} = B_{m-1} + \delta B_{m-1} = B_1(1+\delta)^{m-1}$$

Отсюда находим выражение для числа градаций m, которое с учетом формулы (1.38) после упрощения примет вид:

$$m = 2.3 \lg K / \delta \qquad (1.39)$$

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:

$$B_{из} = kB_{об}^{\gamma_{общ}} \qquad (1.40)$$

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 раздельно. При уменьшении угла точки сливаются в одну. Для их раздельного 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.

1.6 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТРАКТА ВЕЩАТЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

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 оконечных междугородных ТВ аппаратных с обслуживаемыми и необслуживаемыми усилительными пунктами между ними, в оконечных и промежуточных радиорелейных станциях, в передающих и приемных станциях связи с искусственным спутником Земли.

Полный ТВ сигнал формируется в АСК телецентра (рисунок 1.13). Источником сигнала является ТВ передающая камера (КТП). КТП черно-белого ТВ содержит оптическую систему, одну передающую ТВ трубку, блок развертки (БР), электронный видоискатель — малогабаритное видеоконтрольное устройство и предварительный видеоусилитель (ПУ).

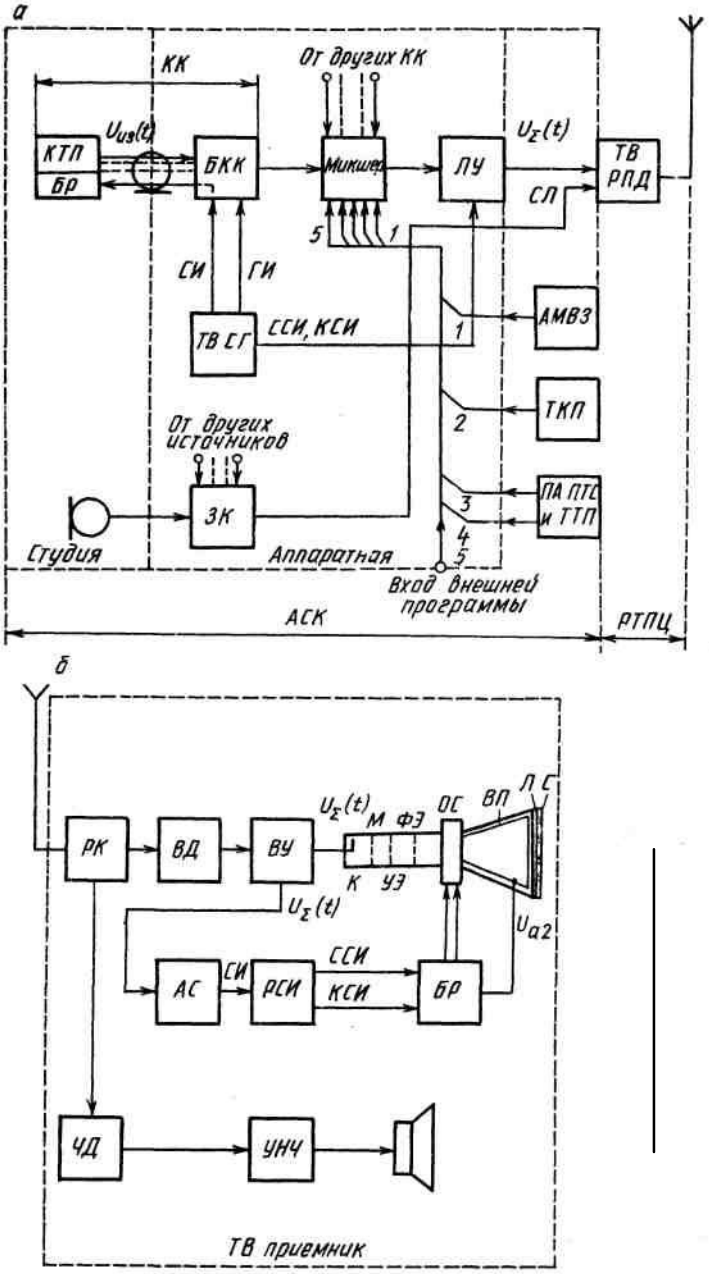


Рисунок 1.13 – Упрощенная структурная схема тракта вещательного телевидения

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.

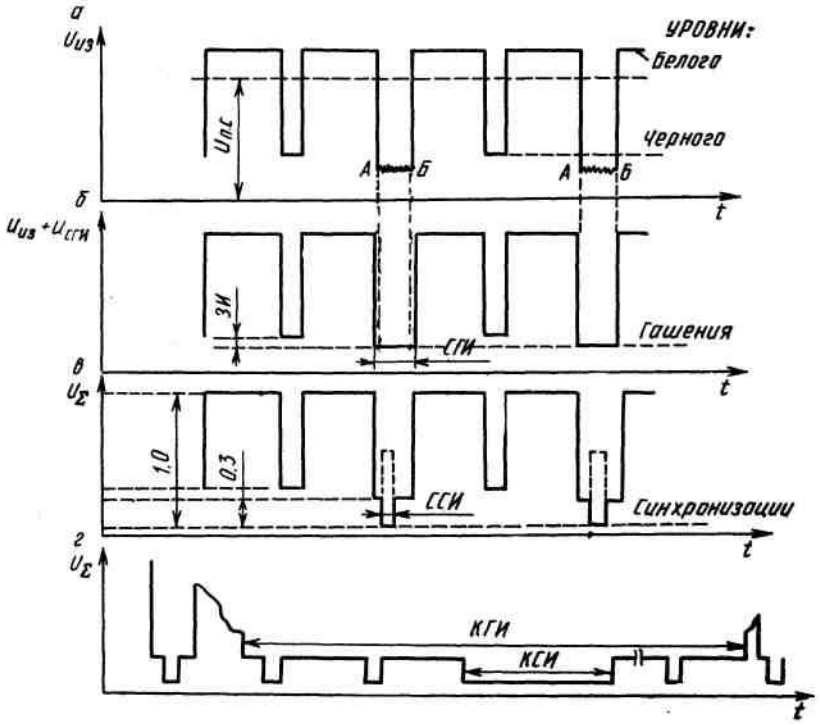


Рисунок 1.14 – Осциллограммы ТВ сигнала на разных этапах его формирования

ТВ сигнал, усиленный в ПУ, поступает в блок камерного канала (БКК), в котором производятся 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 растра передающей трубки, коррекция апертурных, полутоновых 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, поступаемыми 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 аппара-

турой (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 (РТПЦ), 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 *Л - Б* на рисунке 1.14, 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 $U_{п.с}$ или среднюю составляющую, величина которой зависит от средней освещенности объекта. Все осциллограммы на рисунке 1.14 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 1.13, а) производится ограничение шумовой дорожки в интегралах обратных ходов *А - В и* введение СГИ приемных трубок. Уровень гашения принимается за опорный, равный нулю. Разность между уровнем гашения и уровнем черного (рисунок 1.14, б), называемая *защитным интервалом,* может составлять от 0 до 7 %. В интервалы СГИ вводятся (в линейном усилителе) ССИ (рисунок 1.14, в).

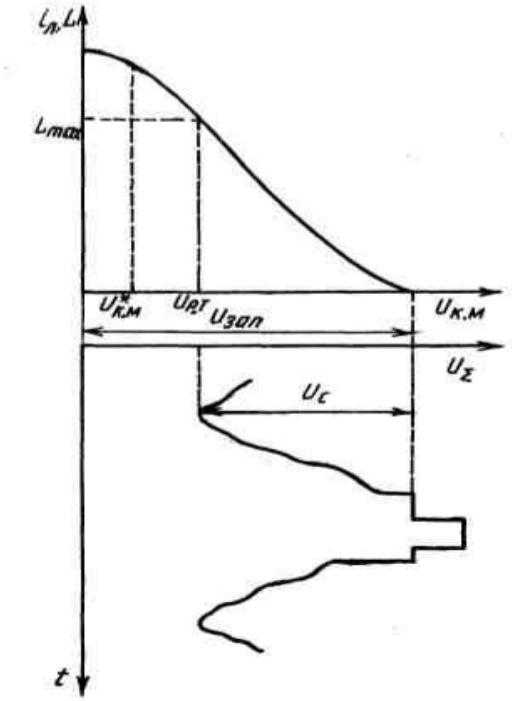


Рисунок 1.15 – Анодно-катодная характеристика кинескопа и полный ТВ сигнал на его входе

Аналогично во время обратного хода электронного луча передающей трубки по кадру в ТВ сигнал вводятся КГИ и КСИ, упрощенная форма которых показана на рисунке 1.14, *г*.

Как видно из рисунка 1.14, 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 1.13, б); во-вторых, подавать полный ТВ сигнал непосредственно на катод кинескопа без вычеркивания ССИ и КСИ (рисунок 1.15).

1.7 ПАРАМЕТРЫ ТВ СИСТЕМ И СОГЛАСОВАНИЕ ИХ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗРЕНИЯ

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 1.16),

$$\alpha = 2arctg(h/2L) \tag{1.41}$$

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

$$z = \alpha/\varphi = (2arctg(h/2L)/\varphi) \tag{1.42}$$

где φ = 1' – разрешаемый угол;
оптимальное значение *L* при формате кадра *k* = *b* : *h* = 4 : 3 принято считать равным 4...6 высотам *h* изображения.

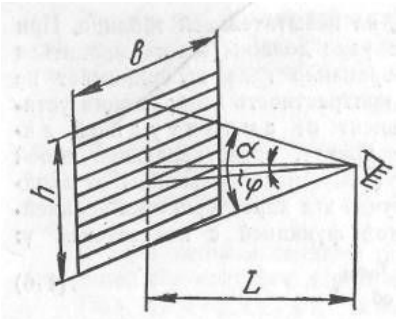


Рисунок 1.16 – Определение количества строк разложения

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 (1.42) численные значения величин, получаем:

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

В стандартах вещательного телевидения D/K, B/G и других, используемых в большинстве стран мира, z принято равным 625 строкам, в стандартах M 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, «обегая» 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 $(z \cdot z \cdot k)$ 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 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 1.9), 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 теле-

центре 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.

1.8 ПАРАМЕТРЫ ПОЛНОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Основные параметры системы телевизионного вещания, в том числе и полного телевизионного сигнала, устанавливает ГОСТ [4]. 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 1.17, 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 (е). Длительность строки обозначена через *H*. Однако приведенная на рисунке 1.17, *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 1.17, а), а начала КСИ четных полей будут размещаться посередине между ССИ (рисунок 1.17, *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 1.17, *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.

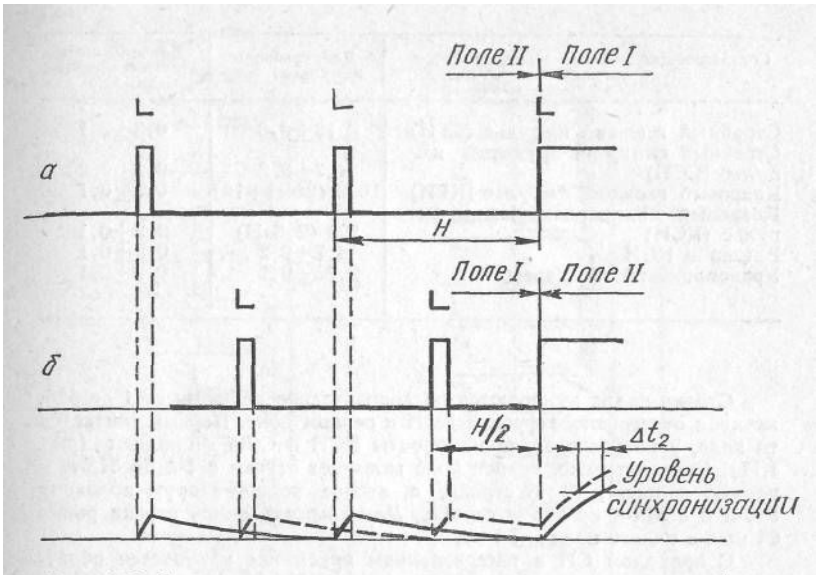


Рисунок 1.17 – Осциллограммы синхроимпульсов, поясняющие необходимость уравнивающих импульсов

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 1.17, *а, б)*. В связи с этим форма импульсов на выходе интегрирующей цепочки будет также различной. Временной сдвиг Δt_2 может явиться причиной ухудшения чересстрочности растра. Для устранения этого сдвига перед КСИ обоих полей вводятся в течение 2,5 Н 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 1.17, а их основные параметры приведены в таблице 1.1. Длительность импульсов указана на уровне 0,5 размаха импульсов, а фронтов импульсов — в пределах от 0,1 до 0,9 этого размаха.

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.

Таблица 1.1 – Параметры ПЦТС

Составляющие полного телевизионного сигнала	Длительность импульса, мкс	Длительность фронтов импульса, мкс
Строчный гасящий импульс (СГИ)	12±0,3	0,3 ± 0,1
Строчный синхронизирующий импульс (ССИ)	4,7+0,2	0,2±0,2
Кадровый гасящий импульс (КГИ)	1612 (25 Н+12)	0.3±0.1
Кадровый синхронизирующий импульс (КСИ)	160 (2,5 Н)	0,2±0,1
Врезка в КСИ	4,7+0,2	0,2±0,1
Уравнивающий импульс (УИ)	2,35+0,1	0,2±0,1

С приходом СИ в телевизионном приемнике начинается обратный ход луча по строке или полю (рисунок 1.18). 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 1.18, г), так и по нечетному *(t_3-t_4* и t_5 - t_6 на рисунке 1.18, *б)* и четному полям *(t_7 - t_8* и t_1 - t_2 на рисунке 1.15, *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 1.17) 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.

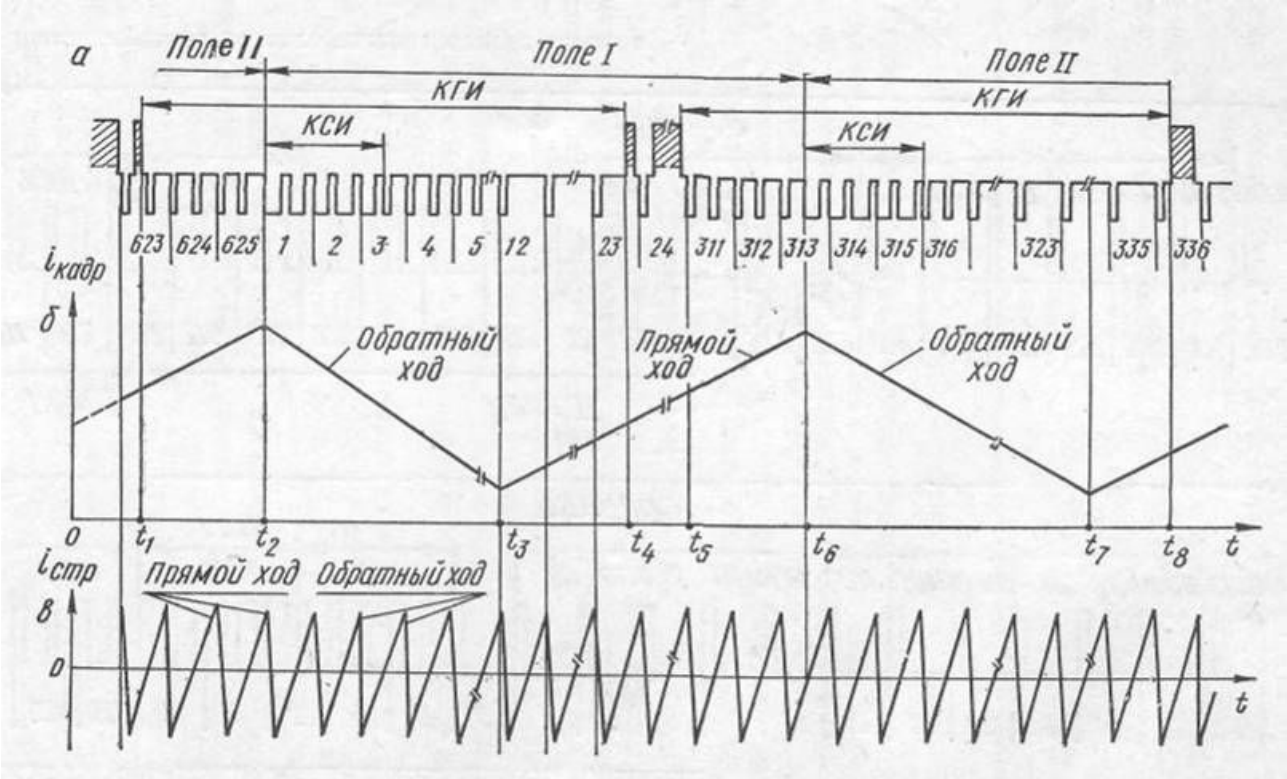


Рисунок 1.18 – Временное положение токов в строчных и кадровых отклоняющих катушках по отношению к полному телевизионному сигналу

1.9 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 1.19 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

$$A_k = \frac{2E\tau_u}{T}\left|\frac{\sin(k\omega\tau_u/2)}{k\omega\tau_u/2}\right| = \frac{2E\tau_u}{T}\left|\frac{\sin(k\pi\tau_u/T)}{k\pi(\tau_u/T)}\right| \qquad (1.43)$$

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. При $T = 2\tau_и$ нули в спектре приходятся на вторую, четвертую *(к* = 2, 4, ..., *n)* и другие четные гармоники.

Несмотря на безграничность спектра за его ширину можно условно принять полосу частот между нулем и тем значением частоты $f_в$, которое она приобретает, когда спектр первый раз обращается в нуль (рисунок 1.19, б), т.е., когда

$$f_в \tau_и = 1 \qquad (1.44)$$

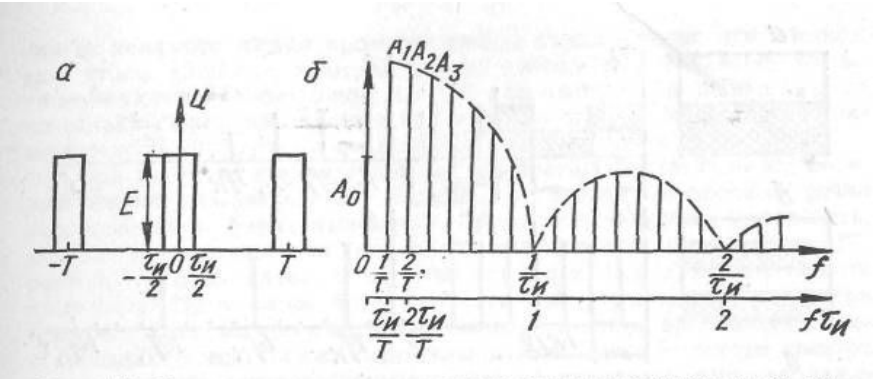


Рисунок 1.19 – Последовательность прямоугольных импульсов и ее амплитудный спектр

жится 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 (1.44). 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 (1.44), 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 $f_в\tau_и$ должно быть гораздо больше 1. Выбор этой величины не однозначен и зависит от формы передаваемых импульсов. При этом полосу пропускания рассчитывают с учетом обеспечения заданной длительности фронта вы-

ходного импульса $\tau_ф$, которая определяется практически между уровнями 0,1 и 0,9 установившегося значения. При передаче телевизионного сигнала сложной формы "полосу пропускания можно' рассчитывать по формуле:

$$f_в = 1/2\tau_ф \qquad (1.45)$$

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

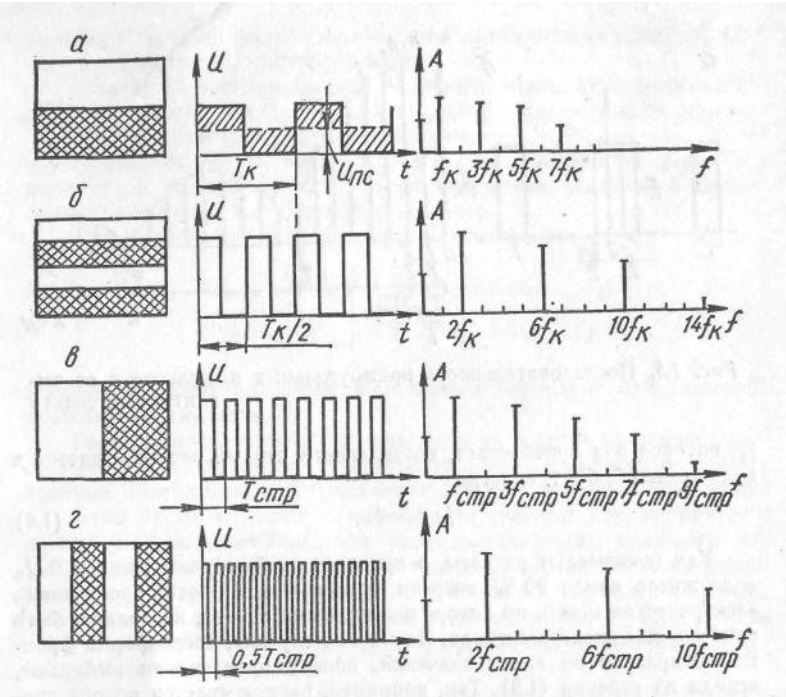


Рисунок 1.20 – Простые изображения и соответствующие им формы телевизионных сигналов и спектры сигналов

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

$$f_н = 1/T_к = n \qquad (1.46)$$

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 1.20, а), включает гармонические составляющие с частотами $f_к$, $3f_к$, $5f_к$, ..., $nf_к$, так как, согласно выражению (1.43), 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 рис. 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 1.20, *б),* то длительность каждого из импульсов равна $T_к/4$, а частота повторения — удвоенной частоте кадров $2f_к$. Следовательно, в спектре сигнала будут присутствовать гармоники с частотами $2f_к$, $3{\cdot}2f_k$, $5{\cdot}2f_k$ и т. д.

Спектры сигналов, соответствующие приведенным на рисунке 1.20, *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 $f_в$ характеризует минимальный размер передаваемой детали изображения, которой является элемент разложения – квадрат со стороной, равной толщине одной строки $a = h/z$ (рисунок 1.21).

Для определения частоты повторения импульсов (первой гармоники f_1 спектра) $f_1 = 1/T_1 = 1/2\tau_э$ при $\tau_э = T_1/2$ найдем вначале число элементов N_c, передаваемых в одну секунду, так как $\tau_э = 1/N_c$ и, зная $\tau_э$, 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, $N_c = kz_k^2 n$, а частота первой гармоники:

$$f_1 = 1/T_1 = 1/2\tau_э = N_c/2 = kz_k^2 n/2 \qquad (1.47)$$

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.

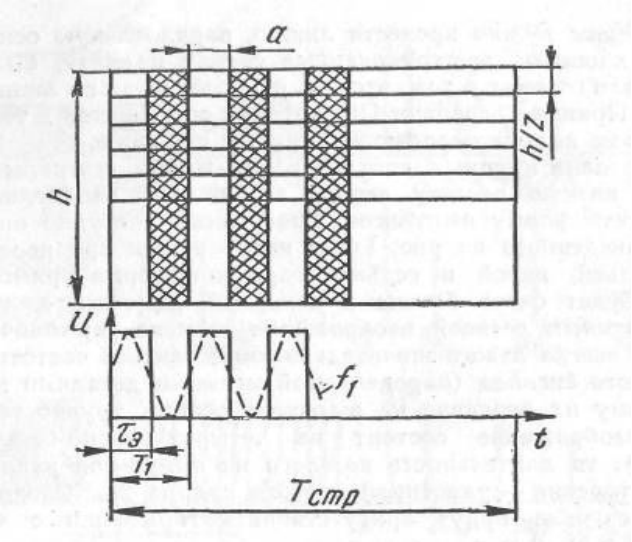


Рисунок 1.21 – Определение высшей частоты спектра телевизионного сигнала

Поэтому для воспроизведения мелких деталей достаточно передать только первую гармонику импульсов. Частота этой гармоники по формуле (1.47) и принимается за $f_в$, которая с учетом потерь на обратный ход по строке и по кадру составит:

$$f_B = p\frac{kz_k^2 n}{2} \cdot \frac{(1-\beta)}{(1-\alpha)} \qquad (1.48)$$

где p - коэффициент Келла; k = 4/3 - формат кадра; $z_к$ - число строк в кадре; n - количество кадров в секунду; α=0,18 и β=0,08 - коэффициенты, которые учитывают потери времени на обратный ход соответственно по строке и по кадру.

Значение частоты $f_в$ можно получить также с помощью выражения (1.46), если предположить, что длительность фронта $\tau_ф$ равна длительности импульса $\tau_э$ 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 $f_в$, определяемой выражением (1.48), в 1/(1-α) раз.

Поскольку на обратный ход по кадру затрачивается $\beta z_к$ 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-β) раз.

Поясним смысл коэффициента Келла. При ширине спектра телевизионного сигнала, определяемой по выражению (1.48), 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 растра 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 (1.48) значения соответствующих величин, а также $z_к$ = 625 и f_k = 50 Гц, выбранные исходя из пространственной и временной разрешающей способности зрения, получим $f_в$ = 12... 13 МГц. Обработка и передача телевизионного сигнала со столь широкой полосой частот (от $f_н$ = 50 Гц до $f_в$ = 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 растра. 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 теле-

визионный 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 (см. рисунок 1.20, *а),* содержащий частотные составляющие:

$$f_{xy} = xf_{стр} \pm yf_k \qquad (1.49)$$

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 1.20, *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 1.20, *в, г).*

При передаче изображений обычно $x \neq 0$ и $y \neq 0$ и спектр телевизионного сигнала имеет вид, как на рисунке 1.21. 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 1.21, *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.

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

$$f_{xy} = xf_{стр} \pm yf_{пол} \qquad (1.50)$$

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

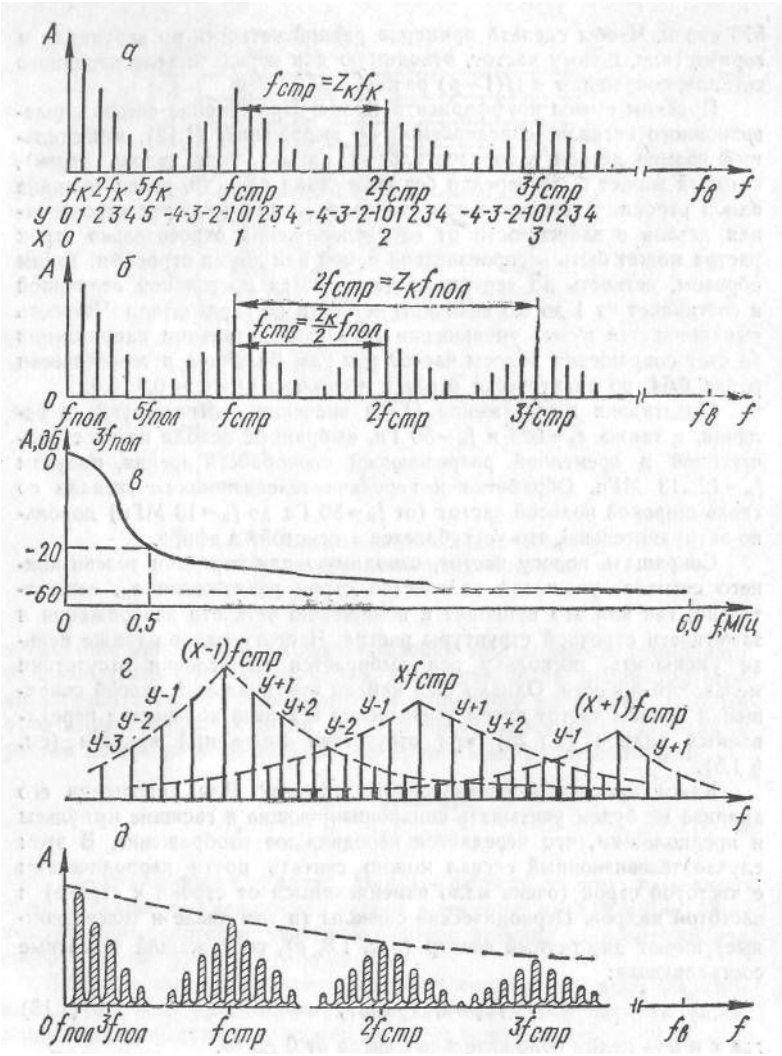


Рисунок 1.21 – Спектр телевизионного сигнала:
а – при построчной развертке; б – при чересстрочной развертке.

Отличие состоит также и в том, что при построчной развертке ($f_{стр} = z_k f_k$) между соседними гармониками частоты строк укладывается целое число (равное $z_к$) гармоник кадровой частоты (рисунок 1.21, а), а при чересстрочной развертке целое число гармоник частоты полей укладывается между четными (или нечетными) гармониками частоты строк (рисунок 1.21, 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 боковые линии спектра верхней боковой полосы строчной гармоники $(x\text{-}1)f_{стр}$ и нижней боковой полосы строчной гармоники $xf_{стр}$ будут совпадать. При чересстрочной развертке совпадение будет иметь место только для боковых полос строчных гармоник $(x\text{-}1)f_{стр}$ и $(x\text{+}1)f_{стр}$ (рисунок 1.21, *г)*.

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 $(yf_{пол})$ спектра сигнала будет изменяться очень медленно.

Соответствующее этой скорости отклонение частоты полей

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

где $v_{пол} = 2nh$ — 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 1.21, *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 $U_{пс}$, 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.

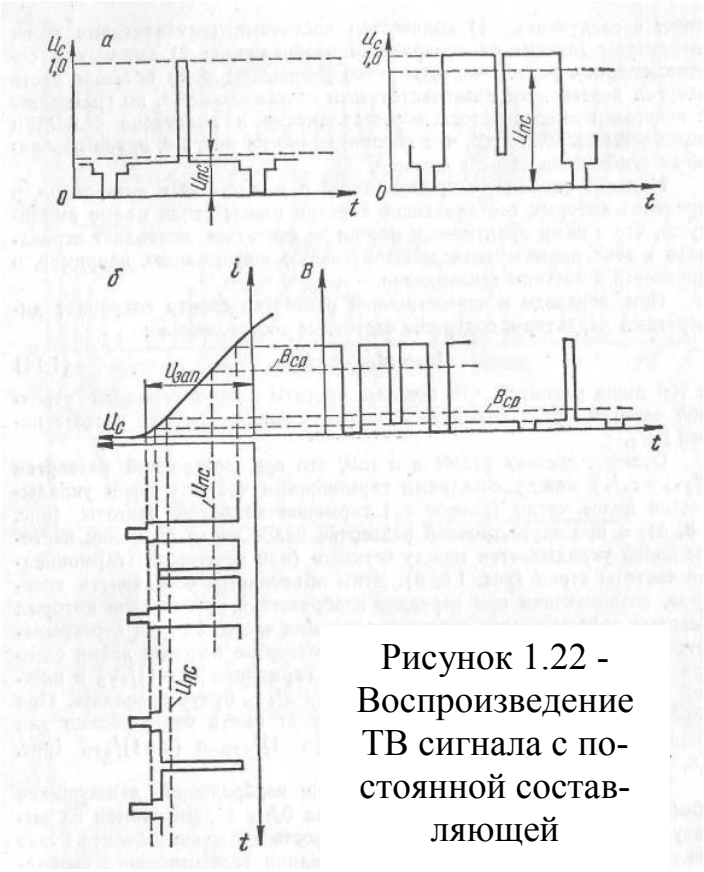


Рисунок 1.22 - Воспроизведение ТВ сигнала с постоянной составляющей

Объяснить ее роль можно на примере передачи телевизионных сигналов (рисунок 1.22, *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 1.22, *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 1.23) 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.

Для вполне удовлетворительной передачи информации о ПС (частота изменения которой $f_{пс} \leq 3\,Гц$) путем модуляции (изменения размаха) импульсной последовательности нужно, чтобы $f_{имп} \geq 10 f_{пс} \geq 30\,Гц$. 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.

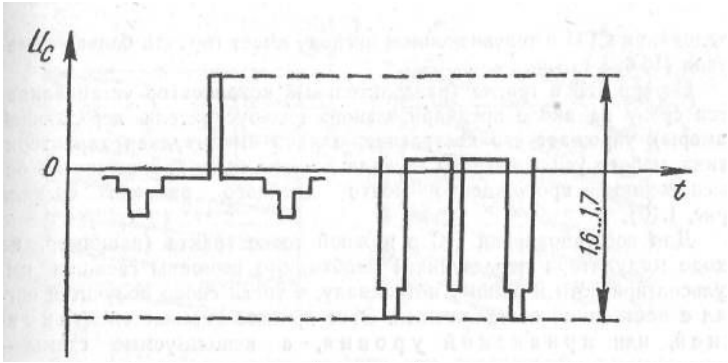


Рисунок 1.23 - ТВ сигнал без постоянной составляющей

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 1.22, 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.

1.10 ВЛИЯНИЕ ШУМОВ И ПОМЕХ НА ТВ ИЗОБРАЖЕНИЕ

1.10.1 Виды помех

Среди многих параметров и характеристик ТВ системы, от которых зависит качество воспроизводимого изображения, важным является помехозащищенность, оцениваемая отношением сигнала к помехе (ОСП), которое измеряется в тракте передачи видеосигналов, т.е. до модулятора на передающей стороне ТВ системы или после видеодетектора приемника[1]. Поэтому необходимо понимать характер влияния различных помех на качество изображения и правильно измерять ОСП.

Виды помех. Помехи по-разному проявляют себя в ТВ тракте и на изображении. В зависимости от характера воздействия на сигнал различают аддитивные и мультипликативные помехи. Аддитивные помехи, проникая в тракт, суммируются с ТВ сигналом, мультипликативные – возникают только в процессе передачи ТВ сигнала и вызывают регулярные или нерегулярные изменения коэффициента передачи канала (уровня сигнала). В первом случае ТВ сигнал на выходе тракта (или какого-либо устройства) можно записать в виде $U^*_{ТВ}(t) = = U_{ТВ}(t)+U_{пом}(t)$, во втором – $U^*_{ТВ}(t) = U_{ТВ}(t) \cdot r(t)$, где $r(t)$ – множитель, учитывающий влияние мультипликативной помехи (например, замираний, возникающих при распространении радиосигнала).

В ТВ тракте существуют три основных вида помех: периодические, импульсные (непериодические) и флуктуационные. Первый и второй виды помех порождаются преимущественно внешними устройствами. При этом, если они создаются непреднамеренно во время работы различных электрических и радиоустройств, их считают индустриальными радиопомехами. Источниками таких помех могут быть другие радиостанции, в том числе и телевизионные (например помехи от соседних и зеркальных каналов), электродвигатели транспортных средств и бытовых приборов и т.п.

Уровень таких помех особенно высок в городах, поэтому все предприятия и организации, на которых изготовляются или эксплуатируются приборы и оборудование, являющиеся источниками радиопомех, обязаны принимать меры по их ослаблению до уровня, соответствующего нормам Государственной инспекции по электросвязи (БелГИЭ).

---

[1] В трактах передачи модулированного сигнала (т.е. между выходом модулятора и входом детектора) нормируют и измеряют отношение несущая/шум.

Флуктуационные помехи (шумы) обусловлены дискретной природой электрического тока, т.е. являются внутренними помехами ТВ системы.

Полезные сигналы при определенных обстоятельствах порождают помехи, которые описываются как сигналы. К ним относятся эхо-сигналы, обусловленные многолучевым приемом прямого и отраженных радиотелевизионных сигналов, а также рассогласованием в линии связи; перекрестные помехи между сигналами яркости и цветности, вызванные их совместной передачей в общей полосе частот и плохим разделением в приемнике.

При преобразовании аналогового сигнала в цифровой в связи с ограниченным числом уровней квантования появляются помехи, получившие название шумы квантования.

ОСП. В ТВ под отношением сигнала к флуктуационной помехе $\psi_{эф}$ (периодической помехе ψ_n) понимают отношение размаха ТВ сигнала U_C между контрольными уровнями черного и белого к эффективному значению помехи $U_{n\ эф}$ (максимальному размаху помехи U_n) в рабочей полосе видеочастот, которое выражают в децибелах [4, 7, 8]:

$$\psi_{эф} = 20 \lg U_C / U_{n\ эф}, \tag{1.51}$$

$$\psi_n = 20 \lg U_C / U_n . \tag{1.52}$$

Визуальное восприятие помех зависит от ряда факторов, основным из которых является характер распределения помех по спектру: низкочастотные помехи более заметны, чем высокочастотные той же мощности. Это объясняется тем, что зрительная система является пространственно-временным фильтром нижних частот [3, 4]. Менее заметна также помеха, создающая неподвижный узор на изображении. Ослабление восприятия высокочастотных составляющих помех происходит потому, что зрительная система сглаживает выбросы помех, имеет пониженную контрастную чувствительность при наличии помех, а также вследствие сглаживающего действия послесвечения люминофора экрана.

Восприятие помех зависит и от яркости участков экрана (уровня ТВ сигнала): наиболее заметны помехи на уровне серого, что объясняется зависимостью контрастной чувствительности зрения от яркости (в силу закона Вебера-Фехнера глаз реагирует не на абсолютное изменение яркости, а на относительное) [3, 4].

Влияние периодических помех. В зависимости от соотношения частот помехи $f_{пом}$, полей $f_{пол}$ и строк $f_{стр}$ они могут по-разному проявляться на изображении (m и n – целые числа):

$f_{пом} < f_{пол}$ – в виде периодических изменений яркости всего изображения с разностной частотой;

$f_{пом} < f_{стр}$, $f_{пом} = nf_{пол}$ – в виде неподвижных чередующихся горизонтальных темных и светлых полос;

$f_{пом} < f_{стр}$, $f_{пом} \neq nf_{пол}$ – в виде горизонтальных полос, перемещающихся вверх или вниз по экрану;

$f_{пом} > f_{стр}$, $f_{пом} = mf_{стр}$ – в виде неподвижных вертикальных полос;

$f_{пом} > f_{стр}$, $f_{пом} \neq mf_{стр}$, $f_{пом} = nf_{пол}$ – в виде неподвижных чередующихся наклонных темных и светлых полос;

$f_{пом} > f_{стр}$, $f_{пом} \neq mf_{стр}$, $f_{пом} \neq nf_{пол}$ – в виде наклонных темных и светлых полос, перемещающихся по экрану.

Периодические помехи могут создаваться и непосредственно в тракте передачи ТВ сигнала, например, при преобразовании частот в аппаратуре линии связи и в ТВ приемниках. Особое место занимают низкочастотные периодические помехи, проникающие в ТВ сигнал и в развертывающие устройства из цепей электропитания. Периодическую помеху с частотой питающей сети и с частотами ее гармоник до 1 кГц называют фоновой помехой.

Зависимости $\psi_n = \varphi(f)$ для черно-белых ТВ изображений показаны на рисунке 1.24, а – в; для системы ЦТВ СЕКАМ от немодулированной синусоидальной помехи – на рисунке 1.24, г.

Фоновая помеха, частота которой $f_ф = f_{пол}$, едва заметна на изображении при $\psi_n \geq 14$ дБ, так как она создает неподвижный узор; если $f_ф = f_{пол} \pm (6\ldots8)$ Гц, то та же степень заметности обеспечивается при $\psi_n = 43$ дБ (рисунок 1.24, б). При этом заметность периодических импульсных помех той же мощности больше (рисунок 1.24, в). Для того чтобы фоновая помеха не искажала цветное изображение, ψ_n должно быть не менее 46 дБ.

Известно, что синусоидальная помеха, частота которой кратна нечетной гармонике полустрочной частоты

$$f_{пом} = (2n+1)(f_{стр} / 2) \qquad (1.53)$$

примерно на 20 дБ заметна меньше, чем помеха с частотой $f_{пом} = nf_{стр}$ [7, 8].

Такая помеха приводит к дополнительному увеличению (например, во время положительных полуволн) и уменьшению (во время отрицательных полуволн) яркости изображения. При этом, как следует из условия (1.53), в течение строки укладывается нецелое число (n + 1/2) периодов (нечетное число полупериодов) помехи, что приводит к изменению на 180° ее фазы от строки к строке. Ввиду нечетного числа строк в кадре фаза синусоидальной помехи из-

меняется и от кадра к кадру. В результате помеха, отвечающая условию (1.53), создает на ТВ изображении шахматную структуру из светлых и темных точек, которые с каждым кадром меняются местами: на какую величину яркость каждого элемента увеличивается в одном кадре, на столько же в другом она уменьшается. При наблюдении (благодаря инерционности зрения) происходит пространственное и временное усреднение мешающего влияния помехи, т.е. создаваемые ею изображения как бы компенсируют друг друга. Это свойство, называемое самокомпенсацией, используется, например, в цветном телевидении при выборе значения поднесущей частоты, на которой передается информация о цветности.

Влияние импульсных (непериодических) помех. Источники таких помех уже были рассмотрены. НЧ помехи, попадая в тракт ТВ сигнала, приводят к появлению на изображении хаотических горизонтальных полос разной длины в зависимости от параметров помехи.

Влияние флуктуационных помех. Эти помехи имеют широкий спектр частот с практически равномерным распределением энергии (поэтому часто их называют белым шумом по аналогии с белым светом, имеющим равномерное распределение энергии в видимом диапазоне). Они снижают четкость, контраст изображения и количество воспроизводимых градаций яркости. Их действие вызывает у зрителя неприятное ощущение из-за хаотического изменения яркости и цветности мелких участков изображения. Уменьшение четкости происходит потому, что помехи размывают резкие границы в изображении. Действие помех увеличивает яркость темных мест экрана и уменьшает контраст изображения, а также количество различимых градаций яркости. Детали с небольшой контрастностью становятся менее заметными.

Учет визуального восприятия помех при измерении ОСП. Взвешивающий фильтр. В настоящее время при измерении ОСП учитывается только первое из рассмотренных выше свойств зрения: большая заметность НЧ помех, чем ВЧ той же мощности. Если этого не делать, результаты измерений не будут соответствовать визуальной оценке. Рассмотрим пример. Пусть имеются два ТВ канала, на выходах которых ОСП (измеренное прибором) одинаково, но в первом спектр помех спадает с ростом частоты, а во втором, наоборот, растет (мощность помех одинакова в обоих каналах). Ясно, что на экране телевизора, подключенного ко второму каналу, заметность помехи в силу указанного свойства зрения будет меньшей. Следовательно, для полной характеристики помех недостаточно знать только величину ОСП, так как при традиционном способе измерений ОСП не учитываются особенности визуального восприятия помех.

Для измерения уровня помех с учетом их видимости вводят понятие электрической модели частотной характеристики глаза, представляемой в виде ФНЧ. АЧХ этого фильтра и определяет относительную степень мешающего действия (“вес”) частотных составляющих помех на различных участках спектра ТВ сигнала, поэтому ее называют весовой функцией помех $\Phi(f)$, а сам фильтр – взвешивающим [3, 7, 8]. В соответствии с рекомендациями МСЭ-Р квадрат АЧХ взвешивающего фильтра при измерениях помех в каналах передачи сигнала черно-белого ТВ, а также в каналах сигналов яркости и основных цветов в цветном телевидении, описывается выражением:

$$\Phi(f)_{ЧБТВ} = 1 / [1 + (2\pi f\tau)^2] , \qquad (1.54)$$

где τ – постоянная времени взвешивающего фильтра, мкс;

f – частота, МГц,

а характеристика затухания, выраженная в децибелах (рисунок 1.25, кривая 1)

$$a(f) = 10 \lg 1/\Phi(f) = 10 \lg [1 + (2\pi f\tau)^2] . \qquad (1.55)$$

Постоянная времени взвешивающего фильтра для канала передачи сигнала черно-белого ТВ (сигнала яркости ЦТВ) принята равной τ = 0,33 мкс, а для каналов сигналов основных цветов “красного”, “синего” и “зеленого” – соответственно τ_R = 0,17 мкс, τ_B = 0,15 мкс, τ_G = 0,21 мкс.

Мощность помехи определяется по известной спектральной плотности мощности $G_n(f)$:

$$P = \int_{f_н}^{f_в} G_n(f)df \text{, Вт,} \qquad (1.56)$$

где $f_н$ и $f_в$ – нижняя и верхняя частоты ТВ канала.

Если теперь на входе прибора, измеряющего мощность помехи, включить взвешивающий фильтр с АЧХ (1.56), его показания будут соответствовать визуально воспринимаемой мощности помехи $P_{виз}$, которая характеризует видность помехи ($P_{виз}$ – это по сути мощность помехи на выходе некоторого светочувствительного прибора, аналогичного аппарату зрения). Таким образом, мощность помехи на выходе взвешивающего фильтра

$$P_{вых} = P_{взв} = \int_{f_н}^{f_в} G_n(f)\Phi(f)df \text{ , Вт,} \qquad (1.57)$$

и равна визуально воспринимаемой $P_{виз}$.

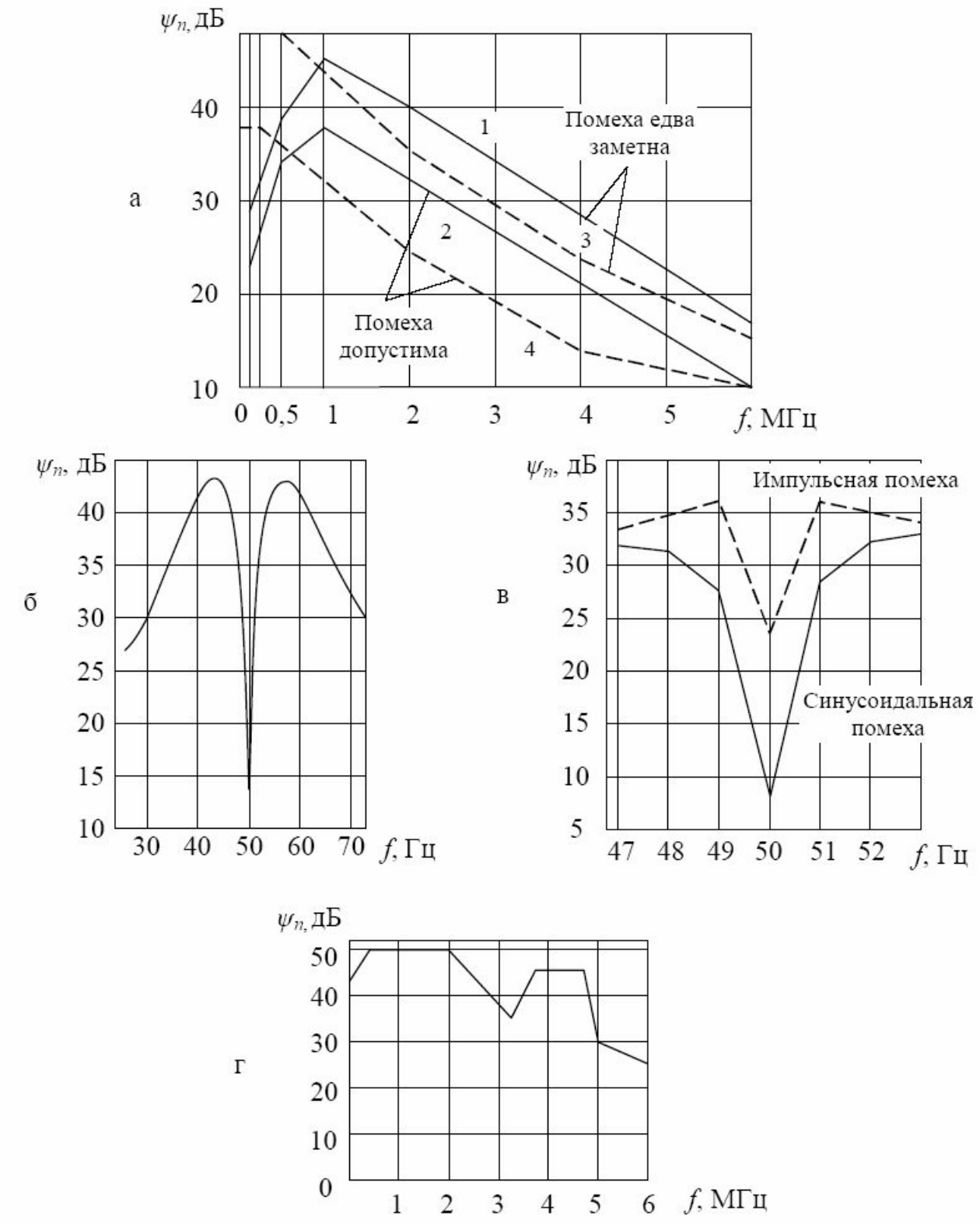


Рисунок 1.24 - Зависимости отношения сигнала к периодической помехе от частоты помехи: а – частота помехи кратна (кривые 1, 2) и не кратна (кривые 3, 4) частотам разверток; б – фоновая помеха едва заметна; в – помеха допустима; г – защитные отношения для системы ЦТВ СЕКАМ

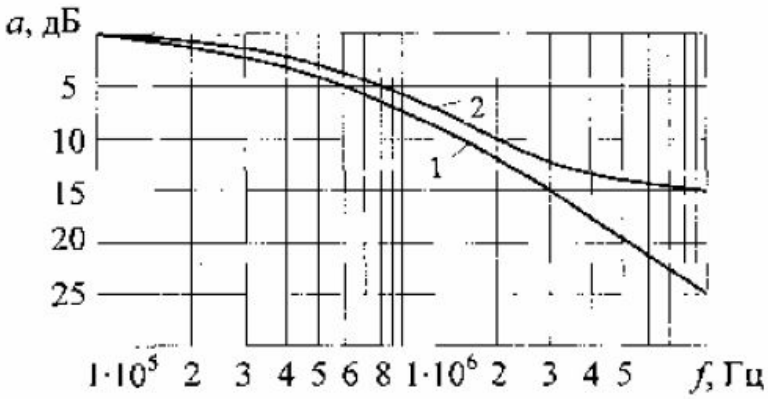


Рисунок 1.25 - Характеристики затухания взвешивающих фильтров для измерения флуктуационных помех:
1 – в трактах черно-белого ТВ;
2 – в трактах черно-белого и цветного телевидения

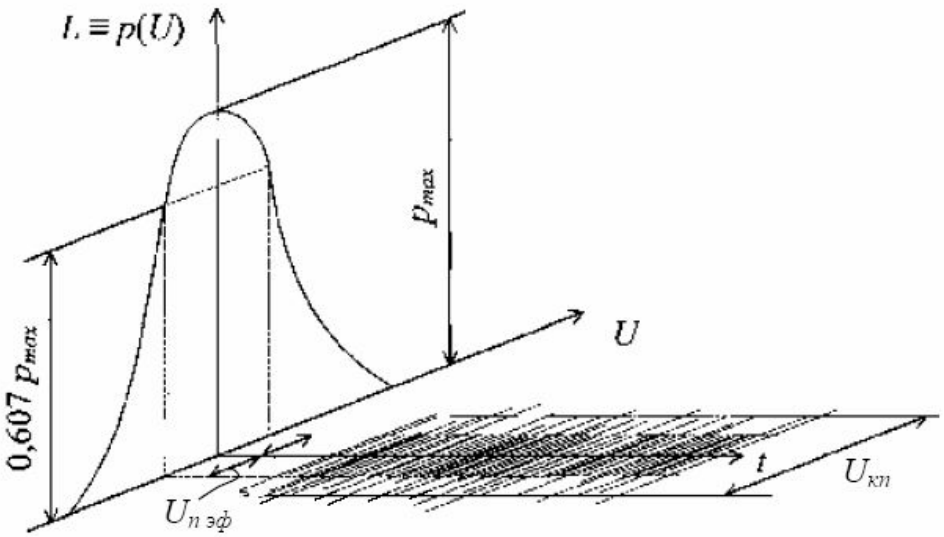


Рисунок 1.26 – К определению понятий $U_{п\ эф}$ и $U_{кп}$ для флуктуационной помехи

При использовании взвешивающего фильтра, независимо от спектрального состава помех $G_n(f)$, равные результаты измерений $P_{вых}$ будут соответствовать практически одинаковому восприятию флуктуационных помех на изображении.

Затухание, вносимое взвешивающим фильтром, определяется как отношение мощности помехи на входе фильтра $P_{вх}$ (1.55) к мощности помехи на его выходе $P_{вых}$ (1.57):

$$A = 10\lg\frac{P_{вх}}{P_{вых}} = 10\lg\frac{\int_{f_н}^{f_в} G_n(f)df}{\int_{f_н}^{f_в} G_n(f)\Phi(f)df}, \text{ дБ}, \qquad (1.58)$$

и характеризует эффективность подавления зрительной системой помех на изображении.

В цветном ТВ в ВЧ области спектра полного сигнала (примерно от 3 до 6 МГц) передается информация о цветности. В ТВ приемниках находящиеся в этой полосе частот спектральные составляющие флуктуационных помех демодулируются вместе с сигналом цветности. Продетектированная флуктуационная помеха, являющаяся более низкочастотной (ΔF определяется полосой частот цветоразностных сигналов 0…1,3 МГц) и, следовательно, визуально более заметной, воздействует на изображение совместно с флуктуационной помехой в канале яркости, увеличивая тем самым общий уровень помех. В связи с этим для измерений в трактах передачи полного цветового ТВ сигнала применяется другой взвешивающий фильтр [3, 7, 8]:

$$\Phi(f)_{ЦТВ} = [1 + (2\pi f\tau/\alpha)^2] / [1+(2\pi f\tau)^2(1+1/\alpha)^2], \qquad (1.59)$$

где $\tau = 0{,}245$ мкс, $\alpha = 4{,}5$.

Затухание этого фильтра в ВЧ области (см. рисунок 3.2, кривая 2) меньше, чем фильтра (1.55): при $f \to \infty$ значение затухания, определяемого по выражению (1.57), равно $a_{ЧБТВ} \to 0$, $a_{ЦТВ} \to 14{,}8$ дБ.

Характеристика фильтра (1.59) подобрана таким образом, чтобы его можно было применять для измерений помех при международном обмене ТВ программами, когда по линиям связи передаются сигналы различных систем черно-белого и цветного телевидения. Поэтому фильтр называется универсальным.

Отношение сигнала к взвешенной помехе на выходе фильтра $\psi_{эф\ взв}$ определяют суммированием в децибелах ОСП $\psi_{эф}$ на входе фильтра и затухания A, вносимого взвешивающим фильтром:

$$\psi_{эф\ взв} = \psi_{эф} + A. \qquad (1.60)$$

Для наиболее характерных типов помех, например с равномерной или квадратичной спектральной плотностями, затухания A, вносимые взвешивающим фильтром, определены математически, что позволяет упростить процесс измерения $\psi_{эф\ взв}$ [7].

1.10.2 Измерение ОСП

Существует много способов измерения ОСП, определяемого выражениями (1.51), (1.52), подробно описанных в [7, 8]. Рассмотрим осциллографический способ, который, однако, позволяет измерять отношение размаха сигнала U_C не к эффективному напряжению флуктуационной помехи $U_{п\ эф}$,а к ее размаху – квазипиковому значению $U_{кп}$:

$$\psi_{кп} = 20\ lg\ U_C / U_{кп}\ . \qquad (1.61)$$

Под размахом помехи понимают некоторый условный размах светящейся размытой полосы – “шумовой дорожки”, образуемой помехой на экране осциллографа, сверху и снизу которой наблюдаются хаотически возникающие узкие выбросы. При этом, чем больше мгновенные выбросы превышают $U_{п\ эф}$,тем они менее вероятны. Отношение квазипикового размаха помехи $U_{кп}$ к эффективному напряжению помехи $U_{п\ эф}$ называют пик-фактором:

$$K_п = U_{кп}/U_{п\ эф}\ . \qquad (1.62)$$

Величина пик-фактора $K_п$ определена экспериментально и для флуктуационной помехи с нормальным законом распределения считается равной $K_п$ = = 6,5…7 (16…17 дБ).

Представление об $U_{п\ эф}$ и $U_{кп}$ можно получить, если воспользоваться выражением для распределения плотности вероятности мгновенных значений флуктуационной помехи с нормальным законом и нулевым средним (см. рисунок 1.24):

$$p(u) = \frac{1}{U_{п\ эф}\sqrt{2\pi}} \exp\left[-0{,}5\left(\frac{U}{U_{п\ эф}}\right)^2\right]. \qquad (1.63)$$

Тогда при u = 0 $\quad p(0) = p_{\max} = \dfrac{1}{U_{п\ эф}\sqrt{2\pi}}$, а при u = $U_{п\ эф}$

$$p(U_{n\,эф}) = \frac{1}{U_{n\,эф}\sqrt{2\pi}}\exp(-0{,}5)$$, а их отношение

$$p(U_{n\,эф}) / p(0) = exp(-0{,}5) = 0{,}607 = L_{n\,эф} / L_{max}\,, \qquad (1.64)$$

где $L_{n\,эф}$ и L_{max} – средние яркости свечения экрана осциллографа в точках $u = = U_{n\,эф}$ и $u = 0$.

Действительно, средняя яркость свечения экрана осциллографа вдоль вертикальной оси распределена по тому же закону, что и помеха. Поэтому значение $U_{n\,эф}$ можно определить в соответствии с (1.64) фотоэлектрическим преобразователем с узкой горизонтальной щелью, параллельной линии развертки.

Расчет ОСП при измерении с помощью осциллографа ведут по выражению (1.61), а затем, учитывая (1.62), пересчитывают в соответствии с определением (1.51) по выражению:

$$\psi_{эф} = 20\,\lg U_C/(U_{кп}/K_n) = 20\,\lg U_C/U_{кп} + 20\,lg\,K_n = \psi_{кп} + (16\ldots17),\ дБ. \qquad (1.65)$$

Преимущество осциллографического способа – простота, основной недостаток – невысокая точность измерений из-за трудностей четкого определения границ, между которыми следует измерять размах помехи, что ведет к большим расхождениям результатов измерений. Действительно, при $\psi_{эф}$ = = 40 дБ (помеха едва заметна) и размахе сигнала на экране осциллографа, равном 50 мм**,** эффективное напряжение помехи составляет 0,5 мм, а видимый на экране осциллографа размах помехи – примерно 3,5 мм. Если при визуальном отсчете линейных размеров помехи и сигнала ошибка составит всего лишь ±1 мм**,** ошибка измерений будет около 6 дБ.

Повысить точность измерений можно путем увеличения масштаба помехи на экране осциллографа. Чтобы при этом не происходило ограничения помехи, наложенной на сигнал, необходимо, например, разделить помеху и сигнал (в макете предусмотрена возможность раздельного измерения размахов сигнала и помехи). Другие методы повышения точности измерений с помощью осциллографа описаны в [7, 8].

<u>Три варианта измерения и расчета ОСП $\psi_{эф}$ и $\psi_{эф\,взв}$.</u> Первый вариант соответствует сравнению по величине ОСП ТВ систем (или устройств), имеющих одинаковый характер спектра флуктуационных помех (равномерный, квадратичный или другой). В этом случае сравнение достаточно проводить по измеренным величинам $\psi_{эф}$ ($\psi_{кп}$), так как при одинаковом характере спектра помех

значения $\psi_{эф\ взв}$ в двух сравниваемых системах будут отличаться от $\psi_{эф}$ на одну и ту же величину затухания A взвешивающего фильтра.

Во втором варианте характер спектра флуктуационных помех различен, но соответствует типовому или задан математически. Тогда необходимо определить $\psi_{эф\ взв}$ в каждой системе. Как и в первом варианте измеряют $\psi_{эф}$, а $\psi_{эф\ взв}$ рассчитывают по (1.60), если затухание A известно для данного типа помех, если нет, то его предварительно определяют по (1.58), зная $G_n(f)$ и $\Phi(f)$.

Третий вариант отличается от второго тем, что зависимости $G_n(f)$ для сравниваемых систем (или устройств) математически не заданы. Для нахождения $\psi_{эф\ взв}$, как и ранее, сначала определяют $\psi_{эф}$. Затем, аппроксимируя форму кривой спектральной плотности $G_n(f)$ помех, наблюдаемую на анализаторе спектра, получают математическое выражение для $G_n(f)$ и рассчитывают $\psi_{эф\ взв}$ как во втором варианте. Более простым способом определения $\psi_{эф\ взв}$ в этом случае является включение взвешивающего фильтра на входе измерительного прибора.

<u>Нормы на ОСП.</u> Связь между ОСП и качеством изображения очевидна: чем выше ОСП, тем лучше качество. Однако количественные соотношения имеют довольно большой разброс [4, 7]. Считается, что изображение отличного качества воспроизводится ТВ системой, ОСП на выходе которой для помех с равномерным спектром выше 46 дБ (200 раз); пороговое значение (помеха едва заметна) – 41…46 дБ; допустимое значение (при котором обеспечивается достаточно высокое качество черно-белого изображения) – 30…40 дБ. При ОСП, равном 40 дБ, количество различимых градаций яркости на 20% меньше, чем при отсутствии помех. Для системы СЕКАМ установлено следующее примерное соответствие между качеством изображения и ОСП: оценка 5 – 40 дБ; 4,5 – 36 дБ; 4 – 30 дБ; 3 – 24 дБ; 2 – 19 дБ и 1 – 14 дБ.

Раздел 2

ОСНОВЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

- **ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О ЦВЕТЕ. ТРЕХКОМПОНЕНТНАЯ ТЕОРИЯ ЦВЕТОВОГО ЗРЕНИЯ**
- **ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ОСНОВНЫХ ЦВЕТОВ**

◄ **К содержанию**

2.1 ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О ЦВЕТЕ. ТРЕХКОМПОНЕНТНАЯ ТЕОРИЯ ЦВЕТОВОГО ЗРЕНИЯ

Понятие о цвете

В непрерывном спектре электромагнитных излучений (рис. 2.1) 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 (рис. 2.1), которые нам кажутся окрашенными в различные цвета (цвета именно кажутся, так как это определенные ощущения).

На рис. 2.1 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 цветовое 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_∂ и чистота цвета р.

Цветовой тон монохроматического излучения численно определяется длиной волны, а сложного – преобладающей длиной волны λ_∂ (рис. 2.1). Под λ_∂ 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_∂ , тем он менее чист по сравнению с монохроматическим излучением той же длины волны λ_∂ . Для пурпурного цвета преобладающей длиной волны будет длина волны дополнительного к нему монохроматического света λ'_∂.

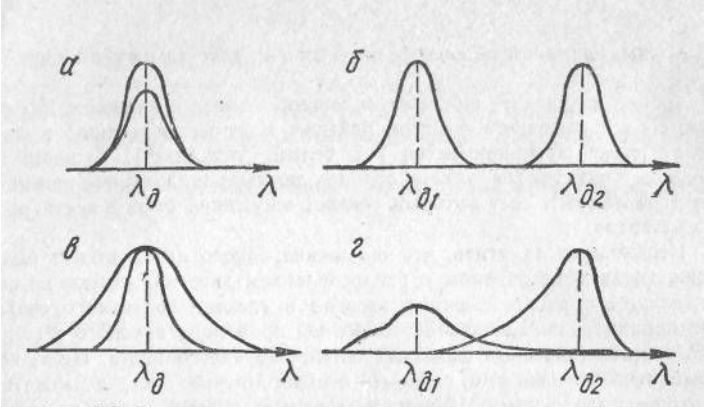


Рисунок 2.1 – Распределение энергии в спектре излучений, отличающихся:
а – по яркости; б – по цветовому тону; в – по насыщенности;
г – одновременно по цветовому тону и насыщенности

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

$$p = F_\lambda / F = F_\lambda / (F_\lambda + F_Б) \qquad (2.1)$$

где $F_Б$ — световой поток белого цвета.

Если $F_Б = 0$, 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 невзаимно 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 1.6 рассматривались характеристики зрения применительно к восприятию только яркости. Ниже описываются свойства I зрения, характеризующие особенности восприятия цвета.

В глазу на сетчатке имеются светочувствительные нервные окончания — колбочки и палочки. Колбочки участвуют в процессе видения при доста-

точно 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. 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 раз-

дражения — черного. При этом глаз воспринимает яркость предметов путем суммирования 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). Химический состав пигментов еще не определен.

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 неизбирательно 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 (рис. 2.6), 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 1.6, 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 4.3).

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 § 1.6 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, Эти данные приведены ниже.

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 какого-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 $T_ц$ (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 цветовые температуры некоторых источников света.

Источник света	Цветовая температура, $T_ц$, 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 (табл. и рис. 3.2).

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

В качестве источника *A* применяются специально отобранные и проградуированные лампы накаливания. Источники *B, C* и *E* могут быть получены, например, путем установки перед лампой с цветовой температурой источника А 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.

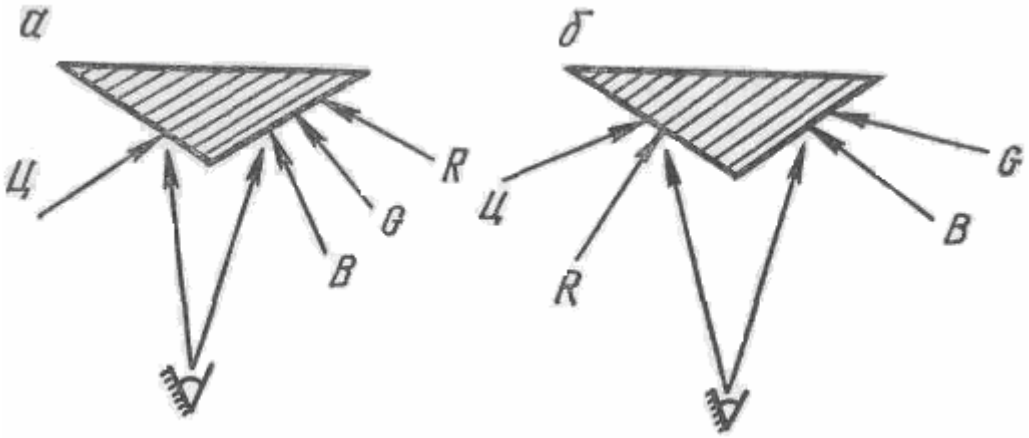


Рис. 2.3. Согласование цвета со смесью трех линейно независимых цветов R, G, B

Опыт можно провести следующим образом. Если на левую грань белой гипсовой призмы (рис. 2.3, 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 уравнять 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 (рис. 2.3, 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 смесью 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:

$$Ц = m(Ц) = r'(R) + g'(G) + b'(B) \qquad (2.4)$$

где (Ц) — единичное количество согласуемого цвета; т — 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

$$m = r' + g' + b' \tag{2.5}$$

Выражение (2.4) 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 (2.4) не будет иметь смысла ни для какого другого приемника излучения (например, термо- или фотоэлемента).

Как уже отмечалось, для получения цветового (колориметрического) равенства любого исследуемого спектрального цвета и смеси трех основных спектральных цветов необходимо один из основных добавить к исследуемому. Тогда цветовое уравнение примет вид, например:

$$\begin{aligned} &m(Ц) + r'(R) = g'(G) + b'(B) \\ &\text{или} \\ &m(Ц) = -r'(R) + g'(G) + b'(B) \end{aligned} \tag{2.6}$$

Данное выражение подтверждает тот факт, что суммирование в цветовом уравнении (2.4) 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 (2.4), 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 **к** их сумме:

$$r = \frac{r'}{r' + g' + b'}; \quad g = \frac{g'}{r' + g' + b'}; \quad b = \frac{b'}{r' + g' + b'}; \qquad (2.7)$$

причем r + g + b = 1.

Тогда, разделив выражение (2.4) на m и учитывая формулы (2.5) и (2.7), получим следующее уравнение для единичного цвета (Ц):

$$m(Ц)/m = (Ц) = r(R) + g(G) + b(B) \qquad (2.8)$$

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=l-(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 $\lambda_д$ 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 $Ц_1$ и $Ц_2$, если последние воспроизведены как смесь трех линейно независимых цветов R, G и B в соответствии с уравнениями:

$$m_1(Ц_1) = r_1'(R) + g_1'(G) + b_1'(B)$$
$$m_2(Ц_2) = r_2'(R) + g_2'(G) + b_2'(B)$$

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

$$Ц = m_1(Ц_1) + m_2(Ц_2) = (r_1' + r_2')(R) + (g_1' + g_2')(G) + (b_1' + b_2')(B), \qquad (2.9)$$

согласно которому координаты цвета смеси равны суммам координат смешиваемых цветов. Уравнение (2.9) 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 (2.4).

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 2.9).

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 рис. 2.3) 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— 700нм, для G— 546,1нм и для B — 435,8нм. На этой же сессии были также утверждены в качестве стандартов две колориметрические системы (RGB и XYZ) и значения цветовых координат [12, 14].

Теперь можно произвести измерение цвета — определение цветовых координат. Последовательно направляя на левую грань призмы (рис. 2.3) все спектральные цвета видимого диапазона, добиваются согласования каждого из них со смесями трех выбранных основных цветов:

$$Ц(\lambda) = r'(\lambda)(R) + g'(\lambda)(G) + b'(\lambda)(B) \qquad (2.10)$$

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 E.

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

$$F_{(R)} : F_{(G)} : F_{(B)} = 1 : 4.5907 : 0.0601 \qquad (2.11)$$

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

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

Для того чтобы от световатт в формуле (2.11) перейти к ваттам, нужно учесть, что 1 cВт монохроматического потока с длиной волны λ равен $1/v(\lambda)$ Вт. Разделив количества световатт в формуле (2.11) на значения относительной чувст-

вительности зрения $v(\lambda)$ на длинах волн 700 нм, 546,1нм, 435,8 нм соответственно (т. е. на числа 0,0041; 0,9756; 0,0173), получим:

1 сВт цвета R =243,9Вт; 4,5907сВт цвета G = 4,663 Вт; 0,0601сВт цвета B =3,384Вт. (2.12)

По формулам (2.11) и (2.12) следует, что при удалении из белого светового потока синей компоненты B остаток окрасится в желтый цвет, при этом яркость, или общая величина светового потока, уменьшается незначительно.

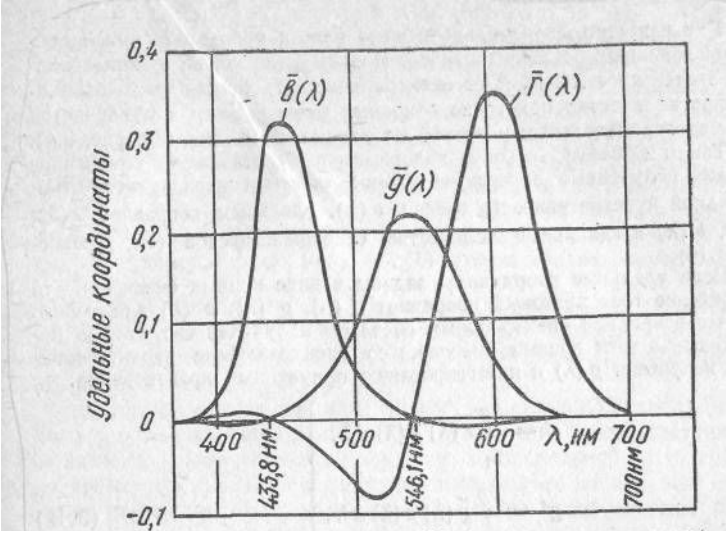


Рисунок 2.4 – Кривые смешения МКО (удельные координаты в системе RGB)

За единичные количества основных цветов и были приняты значения, входящие в выражение (2.12), т. е.

$$\left.\begin{aligned}&(R) = 1R = 243.9\,\text{Вт цвета R(700нм)};\\&(G) = 1G = 4.663\,\text{Вт цвета G(546.1нм)};\\&(B) = 1B = 3.384\,\text{Вт цвета B(435.8нм)};\end{aligned}\right\} \qquad (2.13)$$

Тогда цветовое уравнение для белого цвета E будет иметь вид:

$$E = m(E) = 1(R) + 1(G) + 1(B) \qquad (2.14)$$

Теперь можно найти координаты цвета в уравнении (2.10). Если спектральный (монохроматический) цвет $Ц(\lambda)$ имеет мощность 1Вт, то его координаты $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$ в уравнении (3.7) называются *удельными цветовыми координатами* (или просто *удельными координатами*) спектрального цвета и обозначаются $\bar{r}(\lambda), \bar{g}(\lambda), \bar{b}(\lambda)$ (рис. 2.4).

Тогда уравнение (3.7) для цвета $Ц(\lambda)$ будет иметь вид:

$$1\text{Вт}\, Ц(\lambda) = \overline{Ц}(\lambda) = \bar{r}(\lambda)(R) + \bar{g}(\lambda)(G) + \bar{b}(\lambda)(B). \qquad (2.15)$$

По сравнению с формулой (2.10) в уравнении (2.15) есть вполне определенное количество энергии (1Вт), содержащееся в цвете $Ц(\lambda)$. 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 $Ц(\lambda)$ 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. рис. 2.4).

Таким образом, основу колориметрии составляют следующие данные, полученные экспериментально: значения стандартной относительной чувствительности зрения $v(\lambda)$, удельных координат $r'(\lambda), g'(\lambda), b'(\lambda)$ и единичные количества основных цветов (см, уравнение 2.13).

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:

$$\left.\begin{aligned} r' &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} \bar{r}(\lambda)p(\lambda)d\lambda, \\ g' &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} \bar{g}(\lambda)p(\lambda)d\lambda, \\ b' &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_n} \bar{b}(\lambda)p(\lambda)d\lambda. \end{aligned}\right\} \qquad (2.16)$$

В случае с несамосветящимися (отражающими или поглощающими) предметами необходимо подынтегральные функции в выражении (2.16) 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

$$\left.\begin{aligned} r' &= \Delta\lambda\sum_{i=1}^{n}\bar{r}(\lambda_i)p(\lambda_i), \\ g' &= \Delta\lambda\sum_{i=1}^{n}\bar{g}(\lambda_i)p(\lambda_i), \\ b' &= \Delta\lambda\sum_{i=1}^{n}\bar{b}(\lambda_i)p(\lambda_i). \end{aligned}\right\} \qquad (2.17)$$

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 (2.17) 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 (2.16) и (2.17), 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) [12].

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 ($R_п$, $G_п$, $B_п$). Очевидно, что основные цвета приемника

полностью определяются спектральными характеристиками излучения люминофоров.

Приемник может создать только те цветности, которые лежат внутри треугольника, образованного основными цветами $R_п$, $G_п$, и $B_п$ на цветовом графике (см. рис. 3.6). 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 может 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 (см. рис. 2.6), предложенный для системы NTSC (США) при опорном цвете С, координаты цветностей которых приведены ниже.

Треугольник основных цветов приемника	Координаты цветности									
	Основных цветов						Равносигнального белого цвета			
	$R_п$		$G_п$		$B_п$		C		D 6500 K	
	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	–	–
EC	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,l 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:

$$U_Y = \frac{1}{5.65}U_R + \frac{4.59}{5.65}U_G + \frac{0.06}{5.65}U_B = 0.177U_R + 0.812U_G + 0.01U_B \qquad (2.18)$$

Входящие в формулу (2.18) 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 (см. выше и рис. 3.6), 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 [12, 14]:

$$U_{Y(NTSC)} = 0.299U_R + 0.587U_G + 0.114U_B \approx 0.3U_R + 0.59U_G + 0.11U_B \qquad (2.19)$$

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

$$B_R : B_G : B_B = 2.63 : 5.15 : 1 \qquad (2.20)$$

Для удобства сравнения отношений яркостей при разных основных цветах минимальное значение относительной яркости (синего цвета) в выражении (2.20) приведено к 1 (тогда и в формуле (2.11) будет: $B_R : B_G : B_B = 16.6 : 76.5 : 1$).

По выражению (2.19) 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.

$$S_R(\lambda) = \overline{r_п}(\lambda); S_G(\lambda) = \overline{g_п}(\lambda); S_B(\lambda) = \overline{b_п}(\lambda); \qquad (2.23)$$

Зависимости удельных координат $\overline{r_п}(\lambda), \overline{g_п}(\lambda)$ и $\overline{b_п}(\lambda)$ могут быть получены с помощью формул перехода от удельных координат системы XYZ к удельным координатам системы приемника $R_п$ $G_п$ $B_п$. 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 смешения и будут представлять собой идеальные СХЧК. Если в качестве основных цветов приемника взять цвета, рекомендованные для системы NTSC, то кривые смешения будут иметь вид, близкий к приведенным на рис. 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 рис. 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 смешения) 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 смешения 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 цветовые координатные системы. Как будет отмечено далее, и в канале передачи для обеспечения совместимости с черно-белым телевидением и наилучшей передачи цветовых 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.

2.2 ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ОСНОВНЫХ ЦВЕТОВ, ЯРКОСТНОГО И ЦВЕТОРАЗНОСТНЫХ СИГНАЛОВ

Формирование 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 1.5).

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 трехтрубочной 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 (рис. 2.5).

Световой поток, идущий от объекта, через объектив O_1 (обычно это объектив с переменным фокусным расстоянием) попадает на два дихроических зеркала $З_1$ и $З_2$, которые пропускают энергию одной части спектра и отражают энергию другой его части. Достигается это за счет интерференции света.

Зеркало $З_1$ отражает красную и пропускает зеленую и синюю части спектра; $З_2$—отражает синюю и пропускает зеленую части спектра; $З_3$ и $З_4$ — неселективные зеркала; $Ф_1$, $Ф_2$ и $Ф_3$ — корректирующие светофильтры; $О_2$, $О_3$, $О_4$ — дополнительные объективы.

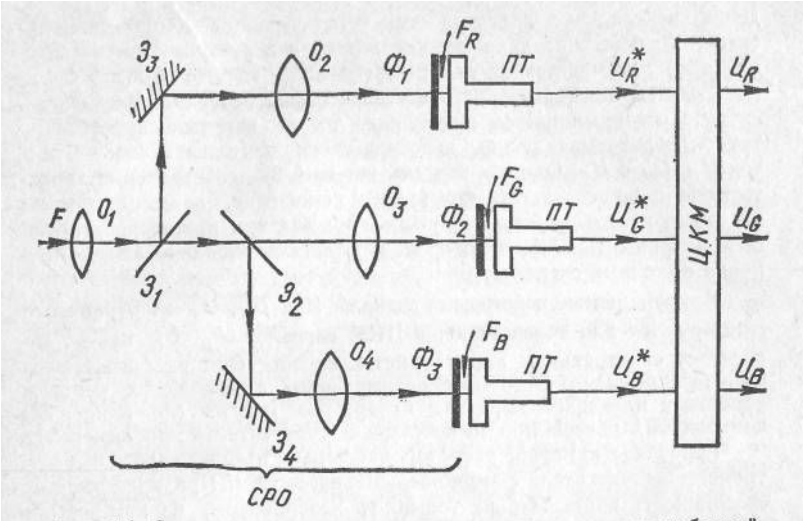


Рисунок 2.5 – Схема разделения светового потока в трехтрубочной (RGB) передающей камере и получения сигналов основных цветов

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 смешения 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 смешения, 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 ($\gamma_{общ} = 1$).

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 К.

В этом случае доля каждого из сигналов U'_R, U'_G и U'_B в сигнале яркости должна отвечать условию (2.21), т. е.:

$$U'_{Y(EC)} = 0.22U'_R + 0.71U'_G + 0.07U'_B \qquad (2.24)$$

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 (2.19), полученным для использовавшегося ранее теоретического треугольника основных цветов приемника типа NTSC при опорном белом цвете С, т. е.

$$U'_Y = L_R U'_R + L_G U'_G + L_B U'_B = 0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B \qquad (2.25)$$

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 трехтрубочной 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 относи, тельные значения сигналов основных цветов будут равны:

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

(2.26)

По выражению (2.25) 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 (2.26), 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 (2.25) СЯ теоретически содержит всю информацию о распределении яркости передаваемой сцены. Следо-

вательно, 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*:

$$U_R^{1/\gamma} - U'_Y = U'_{R-Y} = U'_R - \left(0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B\right) = \\ = 0.7U'_R - 0.59U'_G - 0.11U'_B \qquad (2.27)$$

$$U_G^{1/\gamma} - U'_Y = U'_{G-Y} = U'_G - \left(0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B\right) = \\ = -0.3U'_R + 0.41U'_G - 0.11U'_B \qquad (2.28)$$

$$U_B^{1/\gamma} - U'_Y = U'_{B-Y} = U'_B - \left(0.3U'_R + 0.59U'_G + 0.11U'_B\right) = \\ = -0.3U'_R - 0.59U'_G + 0.89U'_B \qquad (2.29)$$

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.

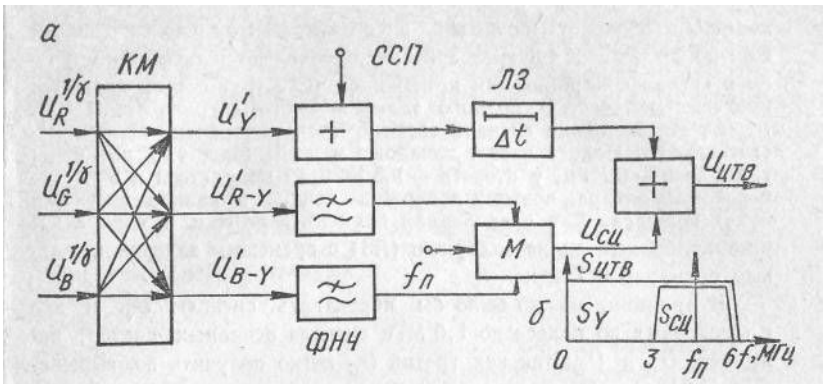


Рисунок 2.6 – Структурная схема кодирующего устройства совместимой системы ЦТВ (а) и спектр полного сигнала (б).

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 (2.27)…(2.29) цветоразностные сиг-

налы 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 $U_{СЦ}$, который вместе с сигналом яркости U'_Y образует полный цветовой телевизионный сигнал $U_{ЦТВ}$. К СЯ предварительно добавляются гасящие импульсы и сигнал синхронизации приемников (ССП), которые являются неотъемлемой частью полного телевизионного сигнала (см. подраздел 1.2).

Время задержки сигнала обратно пропорционально полосе частот канала. Полоса частот каналов СЯ и СЦ (см. рис. 2.6) 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.

Раздел 3

. СОВМЕСТИМЫЕ СИСТЕМЫ ЦТВ

- ПОСТРОЕНИЕ СОВМЕСТИМЫХ СИСТЕМ ЦТВ
- СИСТЕМА ЦТВ NTSC
- СИСТЕМА ЦТВ PAL
- СИСТЕМА ЦТВ SECAM

◄ К содержанию

3.1 ПОСТРОЕНИЕ СОВМЕСТИМЫХ 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 [2, 5, 12].

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 ($\Delta F_{ЦТВ}$) должна равняться полосе частот, занимаемой сигналом черно-белого телевидения ($\Delta F_{ЧБ.ТВ}$), т. е.,

$$\Delta F_{ЦТВ} = \Delta F_{ЧБ.ТВ} = 6\ МГц \tag{3.1}$$

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 ($U_{ЦТВ}$) 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 $U_{СЦ}$ —для создания цветного изображения на цветных телевизионных приемниках:

$$U_{ЦТВ} = U_Y + U_{СЦ} \tag{3.2}$$

С учетом выражения (3.1) сигнал цветности $U_{СЦ}$ 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.

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 1.9, рис. 1.21). Следовательно, у СЯ (см. выражение (2.24) и цветоразностных сигналов (см. формулы 2.27...2.29), 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 [20]. 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 $f_п$ (рисунок 3.1).

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.

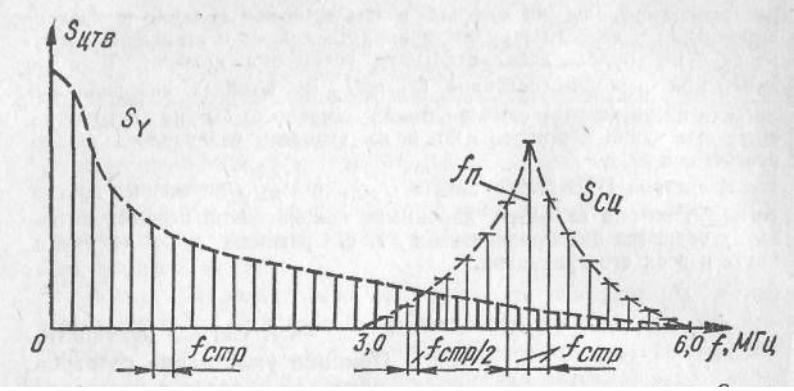


Рисунок 3.1- Взаимное расположение спектров сигнала яркости и цветности

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 $f_п$ 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 NTSC

Система NTSC имеет два варианта – «европейский», или NTSC-4,43, и «американский» (NTSC-3,58), отличающиеся выбором частоты цветовой поднесущей и особенностями формирования сигнала цветности. В обоих системах сигнал $U_{ЦТВ}$ содержит сигнал яркости U'_Y, цветовой синхронизации $U_{СЦС}$ и сигнал цветности $U_{СЦ}$. Последний передается с помощью цветовой поднесущей $f_{ЦП}$, лежащей в полосе частот сигнала U'_Y. В системе NTSC-4,43 в каждой строке поднесущая с принимаемой за 0° начальной фазой и амплитудой, равной 1, модулируется по амплитуде в балансном модуляторе (БМ) сигналом $U = kU'_{B-Y}$, а сдвинутая на 90° поднесущая в другом БМ - сигналом $V = kU'_{R-Y}$. В результате на выходах БМ образуются сигналы:

$$U_{СЦ\ B} = k_B U'_{B-Y} \sin(2\pi f_{ЦП}\, t) = U \sin(\omega_{ЦП}\, t), \tag{3.3}$$

$$U_{СЦ\ R} = k_R U'_{R-Y} \sin(2\pi f_{ЦП}\, t + 90^\circ) = V \cos(\omega_{ЦП}\, t), \tag{3.4}$$

Получаемые на выходах балансных модуляторов две квадратурные (сдвинутые на 90°) составляющие $U_{СЦ\ B}$ и $U_{СЦ\ R}$ 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 3.2), на которой две квадратурные составляющие показаны в виде векторов с амплитудами U и V и фазами 0° и 90° соответственно. Результирующее колебание – сигнал цветности $U_{СЦ}$ – образуется путем сложения квадратурных составляющих, определяемых по выражениям (3.3, 3.4):

$$U_{СЦ} = U\, sin(\omega_{ЦП}\, t) \pm V\, cos(\omega_{ЦП}\, t) = S_{СЦ}\, sin(\omega_{ЦП}\, t + \varphi_{СЦ}). \tag{3.5}$$

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

$$S_{СЦ} = \sqrt{U^2 + V^2}; \tag{3.6}$$

$$\varphi_{СЦ} = arctg(V/U). \tag{3.7}$$

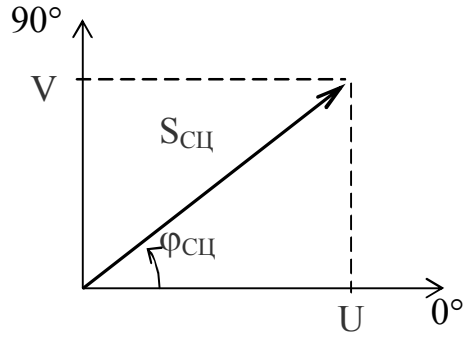


Рисунок 3.2 – Векторная диаграмма сигнала цветности NTSC

Частота цветовой поднесущей для обеспечения ее минимальной заметности на экране выбирается кратной нечетной гармонике полустрочной частоты:

$$f_{ЦП} = (2\,k\ +\ 1)\,f_{СТР} / 2 \qquad (3.8)$$

где k – положительное целое число.

Вариант NTSC – 4,43 применяют для целей видеозаписи с расширенной до 5 МГц шириной полосы частот сигнала $U_{ЦТВ}$ для повышения качества ТВ изображения. Непосредственно для целей ТВ вещания по стандартам M и N, принятым в США, Японии и ряде других стран, используют систему NTSC – 4,43. В этом случае частота цветовой поднесущей $f_{ЦП}$ выбирается по условию (1.21) равной 455-й гармонике полустрочной частоты:

$$f_{ЦП} = 455\,f_{СТР} / 2 = 3{,}579545\ МГц. \qquad (3.9)$$

Высшая частота F_B спектра полного цветового сигнала NTSC-3,58 равна 4,2 МГц. Дискретизация изображения по строкам является причиной того, что спектры сигналов основных цветов $U_R^{\gamma k}$, $U_G^{\gamma k}$ и $U_B^{\gamma k}$, яркости U'_Y и ЦРС U и V состоят из гармоник строчной частоты $f_{СТР}$, $2f_{СТР}$, $3f_{СТР}$, ..., F_B. ЦРС после сокращения полосы частот занимают полосу 1,3 МГц. Дискретизация изображения по полям образует вокруг каждой гармоники частоты строк $xf_{СТР}$ гармоники частоты полей $yf_{ПОЛ}$. После модуляции $f_{ЦП}$ двумя ЦРС образуется сигнал $U_{СЦ}$, любая спектральная составляющая которого будет равна

$$f_{СЦ} = f_{ЦП} \pm (\,xf_{СТР} / 2\ \pm\ yf_{ПОЛ} / 2\,)\ . \qquad (3.10)$$

Таким образом, спектральные составляющие $U_{СЦ}$ располагаются посредине между спектральными составляющими сигнала U'_Y. Для упрощения гармоники частоты полей на рисунке 3.3 не показаны.

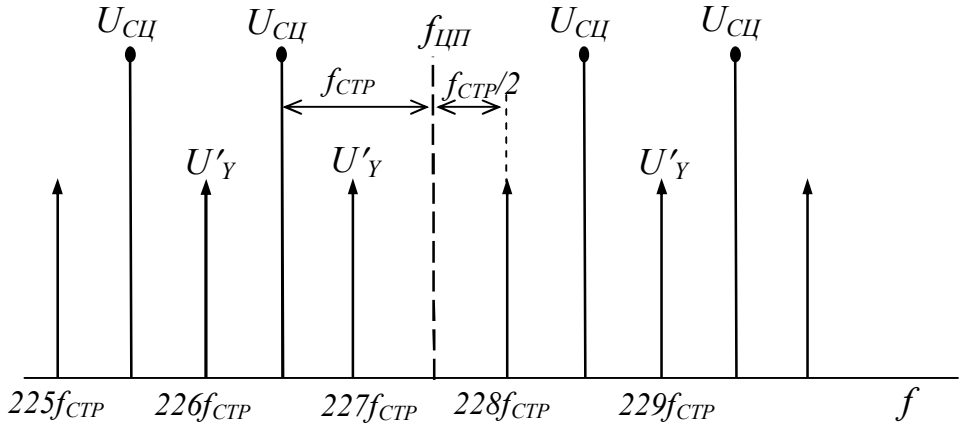


Рисунок 3.3 - Структура спектра сигнала NTSC в области цветовой поднесущей

В системе NTSC-3,58 при выборе частоты цветовой поднесущей стремились ее значение сблизить с верхней границей спектра F_B, чтобы уменьшить искажения сигнала яркости. Однако в этом случае наблюдается частичное подавление верхней боковой полосы (ВБП) СЦ [7]. Ослабление одной из боковых составляющих приводит к тому, что каждая из балансно-модулированных составляющих сигнала цветности приобретает паразитную фазовую модуляцию. Квадратурность составляющих $U_{СЦ}$ нарушается и между ними возникают перекрестные искажения. Эти искажения устраняются, если уменьшить ширину спектра одной из составляющих $U_{СЦ}$ до значения, при котором ее боковые полосы станут одинаковыми. Тогда вторая составляющая сигнала $U_{СЦ}$ может быть широкополосной и с частично подавленной ВБП. В этом случае перекрестные искажения могут возникнуть только для узкополосной составляющей от широкополосной, причем в диапазоне частот, превышающем верхнюю граничную частоту узкополосного ЦРС, и поэтому легко устраняются ФНЧ. Поскольку узкополосная составляющая передается с симметричными боковыми полосами, перекрестные искажения от нее в широкополосную составляющую не возникают.

Исследования зрительного аппарата человека показали, что наименьшая способность различать оттенки цвета находится в области зеленых и пурпурных цветов – мелкие детали таких цветов кажутся черно-белыми. Поэтому в

системе NTSC для узкополосного ЦРС с F_B = 0,6 МГц выбрана ось кодирования, совпадающая на цветовой диаграмме с направлением зелено-пурпурных цветов (рисунок 3.4). Эта ось обозначается буквой Q и проходит под углом 33° к оси B-Y. Вторая ось I для широкополосного ЦРС с F_B = 1,3 МГц ортогональна первой (проходит под углом 123° к оси B-Y). Такой выбор осей кодирования обеспечивает максимально возможную цветовую четкость изображения.

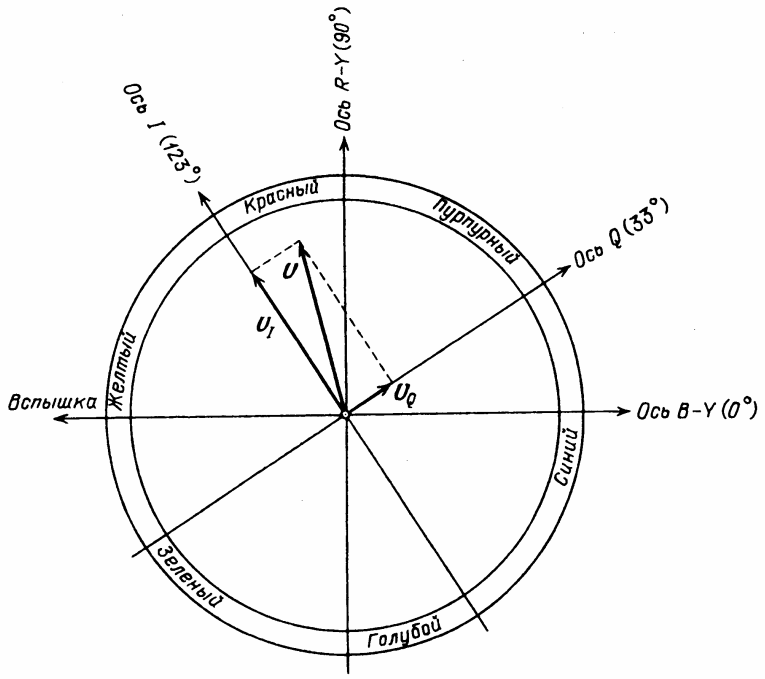


Рисунок 3.4 - Положение осей кодирования в системе NTSC-3,58

Сигналы U_I и U_Q связаны с ЦРС U'_{R-Y} и U'_{B-Y} следующими соотношениями:

$$U_I = 0{,}877\ U'_{R-Y} \cdot \cos 33° - 0{,}493\ U'_{B-Y} \cdot \sin 33° =$$
$$= 0{,}737\ U'_{R-Y} - 0{,}268\ U'_{B-Y}; \qquad (3.11)$$

$$U_Q = 0{,}877\ U'_{R-Y} \cdot \sin 33° + 0{,}493\ U'_{B-Y} \cdot \cos 33° =$$
$$= 0{,}478\ U'_{R-Y} + 0{,}413\ U'_{B-Y}. \qquad (3.12)$$

В результате сигнал цветности для системы NTSC-3,58 можно записать в виде

$$U_{СЦ} = U_I \sin(\omega_{ЦП}\, t) + U_Q \cos(\omega_{ЦП}\, t) = S_{СЦ1} \sin(\omega_{ЦП}\, t + \varphi_{СЦ1}), \qquad (3.13)$$

где амплитуда сигнала цветности $S_{СЦ1}$ и его фаза $\varphi_{СЦ1}$ определяются как

$$S_{СЦ1} = \sqrt{U_I^{\ 2} + U_Q^{\ 2}}\ ; \tag{3.14}$$

$$\varphi_{СЦ1} = arctg(U_I / U_Q)\,. \tag{3.15}$$

Системы NTSC, особенно NTSC-3,58, имеют ряд достоинств. Использование осей I и Q позволяет уплотнить передаваемую информацию и получить высокую цветовую четкость при относительно узкополосном канале передачи. Структура спектров сигналов яркости и цветности NTSC позволяет эффективно разделять их при помощи гребенчатых фильтров. Декодер NTSC относительно прост и не требует обязательного применения линии задержки [7].

Главным же недостатком систем NTSC является высокая чувствительность сигнала $U_{СЦ}$ к искажениям дифференциальная амплитуда (ДУ) и дифференциальная фаза (ДФ), обусловленных нелинейностью амплитудной характеристики (АХ) канала и одновременной передачей сигналов U'_Y и $U_{СЦ}$. Т. е. в зависимости от амплитуды U'_Y сигнал $U_{СЦ}$ располагается на разных участках нелинейной АХ и приобретает паразитное изменение как амплитуды $S_{СЦ}$ (т. е. ДУ), так и фазы $\varphi_{СЦ}$ (ДФ) сигнала цветности. Так как цветовая поднесущая передается в виде синусоидальной насадки на сигнале яркости U'_Y, нелинейность в канале передачи приводит к тому, что поднесущая оказывается промодулированной сигналом яркости по амплитуде и фазе.

Искажения сигнала в виде амплитудной модуляции (дифференциальная амплитуда) приводят к изменению насыщенности цвета на участках с различной яркостью. Эти искажения не устраняются с помощью цепей автоматической регулировки усиления (АРУ), так как различия в амплитуде цветовой поднесущей проявляются в пределах одной и той же строки.

Искажения в виде фазовой модуляции цветовой поднесущей (дифференциальная фаза) вызывают изменение цветового тона в зависимости от яркости данного участка изображения. В ТВ приемниках NTSC обычно присутствует оперативная регулировка фазы опорной поднесущей (сигнала цветовой синхронизации), с помощью которой можно сделать естественной окраску деталей с определенной яркостью, однако на более ярких или более темных участках изображения искажения цветового тона при этом возрастают.

3.3 СИСТЕМА ЦТВ PAL

Система PAL 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 PAL 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 [3, 4, 6].

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}

$$U_{СЦ\ B} = k_B U'_{B-Y} \sin(2\pi f_{ЦП}\, t) = U \sin(\omega_{ЦП}\, t), \tag{3.16}$$

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

$$U_{СЦ\ R} = k_R U'_{R-Y} \sin(2\pi f_{ЦП}\, t + 90^\circ) = V \cos(\omega_{ЦП}\, t) \tag{3.17}$$

и в следующей ($\varphi_{ЦП} = 270°$)

$$U_{СЦ\ R} = k_R U'_{R-Y} \sin(2\pi f_{ЦП}\, t + 270^\circ) = -V \cos(\omega_{ЦП}\, t), \tag{3.18}$$

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 $U_{СЦ\ B}$ и $U_{СЦ\ R}$ 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 3.5), 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 (3.16)…(3.18):

$$U_{СЦ} = U\sin(\omega_{ЦП}\,t) \pm V\cos(\omega_{ЦП}\,t) = S\sin(\omega_{ЦП}\,t + \varphi_{СЦ})\,. \qquad (3.19)$$

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

$$S_{СЦ} = \sqrt{U^2 + V^2}\,; \qquad (3.20)$$

$$\varphi_{СЦ} = \mathrm{arctg}(\mathrm{V}/U)\,. \qquad (3.21)$$

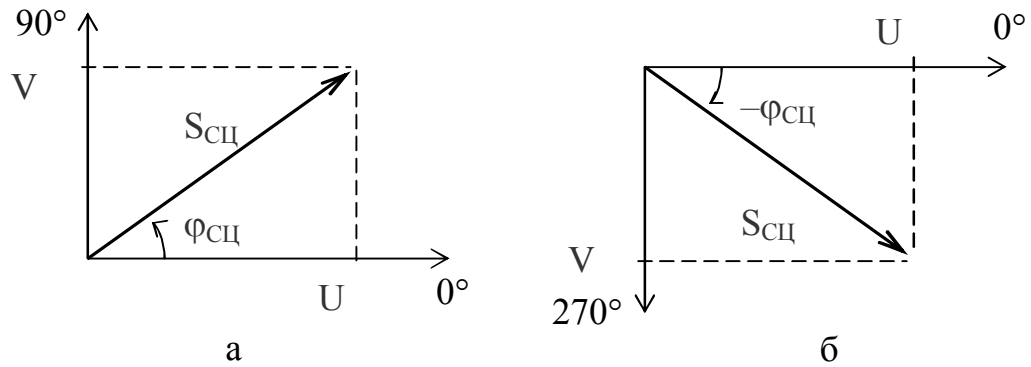


Рисунок 3.5 – Векторная диаграмма сигнала цветности PAL:
а – при фазе поднесущей в канале V $\varphi_V = 90°$;
б – при $\varphi_V = 180°$

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 PAL. 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 [3] с максимумами спектральной плотности, приходящимися на гармоники частоты

строк ($nf_{стр}$, где n =0, 1, 2, …). При использовании балансной модуляции спектр ЦРС переносится на поднесущую и оказывается, что для сигнала U на выходе модулятора спектральные составляющие располагаются на частотах ($f_{ЦП} \pm nf_{стр}$), а для сигнала на выходе модулятора канала красного цветоразностного сигнала – ($f_{ЦП} \pm \frac{2m+1}{2} f_{стр}$). 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 $(2k+1) f_{стр}/2$ (как это делается в системе NTSC [3, 6]) получается, что для спектральных компонент сигнала цветности, образованных за счет ЦРС U и расположенных на частотах

$$f_U = \frac{2k+1}{2} f_{стр} \pm nf_{стр} = \frac{2l+1}{2} f_{стр}, \tag{3.22}$$

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

$$f_V = \frac{2k+1}{2} f_{стр} \pm \frac{2m+1}{2} f_{стр} = lf_{стр}, \tag{3.23}$$

и они будут накладываться на компоненты сигнала яркости. Поэтому в системе PAL для поднесущей частоты обеспечивают так называемый четвертьстрочный сдвиг относительно гармоники строчной частоты с дополнительным смещением на половину частоты полей [3, 6]:

$$f_{ЦП} = (n - \frac{1}{4}) f_{стр} + \frac{1}{2} f_{пол}. \tag{3.24}$$

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

$$f_{ПЦ} = (284 - \frac{1}{4}) \cdot 15625 + 25 = 44361875 \text{ Гц}. \tag{3.25}$$

При выборе поднесущей в соответствии с выражением (3.24) 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 приемни-

ков обладает свойством самокомпенсации – как пространственной (в соседних строках двух полей изображения), так и временной (через шесть полей) [6].

Формирование поднесущей по условию (3.24) обеспечивает еще и перемежение спектральных составляющих $U_{СЦ\,R}$ и $U_{СЦ\,B}$. Это позволяет в декодерах PAL разделить сигнал цветности $U_{СЦ}$ на его составляющие $U_{СЦ\,R}$ и $U_{СЦ\,B}$ до синхронных детекторов (в отличие от приемника NTSC) и исключить перекрестные искажения между ЦРС [6, 11].

Разделение в приемнике сигналов U и V, передаваемых в совмещенной полосе частот, основано на фазовой селекции и осуществляется путем синхронного детектирования [11]. Поскольку

$$U = U_{СЦ}\cos\varphi, \tag{3.26}$$

$$V = U_{СЦ}\sin\varphi, \tag{3.27}$$

то разделение сигналов есть как бы операция проецирования вектора $U_{СЦ}$ на две ортогональные оси, совпадающие с осями модуляции (см. рисунок 3.5). Следовательно, в приемнике надо иметь информацию о фазе одной из осей модуляции. Ее передает сигнал цветовой синхронизации (СЦС), так называемая вспышка – пакет колебаний поднесущей частоты $f_{ЦП}$ с опорной фазой, расположенный 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 $\varphi_V = 90°$ и 225° при $\varphi_V = 270°$.

<u>Кодирующее устройство системы PAL.</u> Структурная схема кодирующего устройства системы PAL, представленная на рисунке 3.6, является “классическим” вариантом реализации формирователя полного цветового телевизионного сигнала системы PAL [3, 6]. 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:

$$U'_Y = 0{,}299U'_R + 0{,}587U'_G + 0{,}114U'_B; \tag{3.28}$$

$$U'_{R-Y} = U'_R - U'_Y = 0{,}701U'_R - 0{,}587U'_G - 0{,}114U'_B; \tag{3.29}$$

$$U'_{B-Y} = U'_B - U'_Y = -0{,}299U'_R - 0{,}587U'_G + 0{,}886U'_B. \tag{3.30}$$

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 PAL цветоразностные сигналы V и U

$$V = k_R U'_{R-Y} = 0{,}877 U'_{R-Y}; \quad (3.31)$$

$$U = k_B U'_{B-Y} = 0{,}493 U'_{B-Y}. \quad (3.32)$$

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 А7 образуется сигнал цветности.

Сигнал яркости U'_Y с выхода кодирующей матрицы в сумматоре А2 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 А8 происходит объединение сигналов яркости и цветности, в результате чего получается полный цветовой телевизионный сигнал системы PAL.

Поднесущая $f_{ЦП}$, отвечающая условию (3.24), 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° + 180°) 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 А5 и А6 позволяет сформировать СЦС с требуемой фазой для каждой строки ТВ сигнала системы PAL.

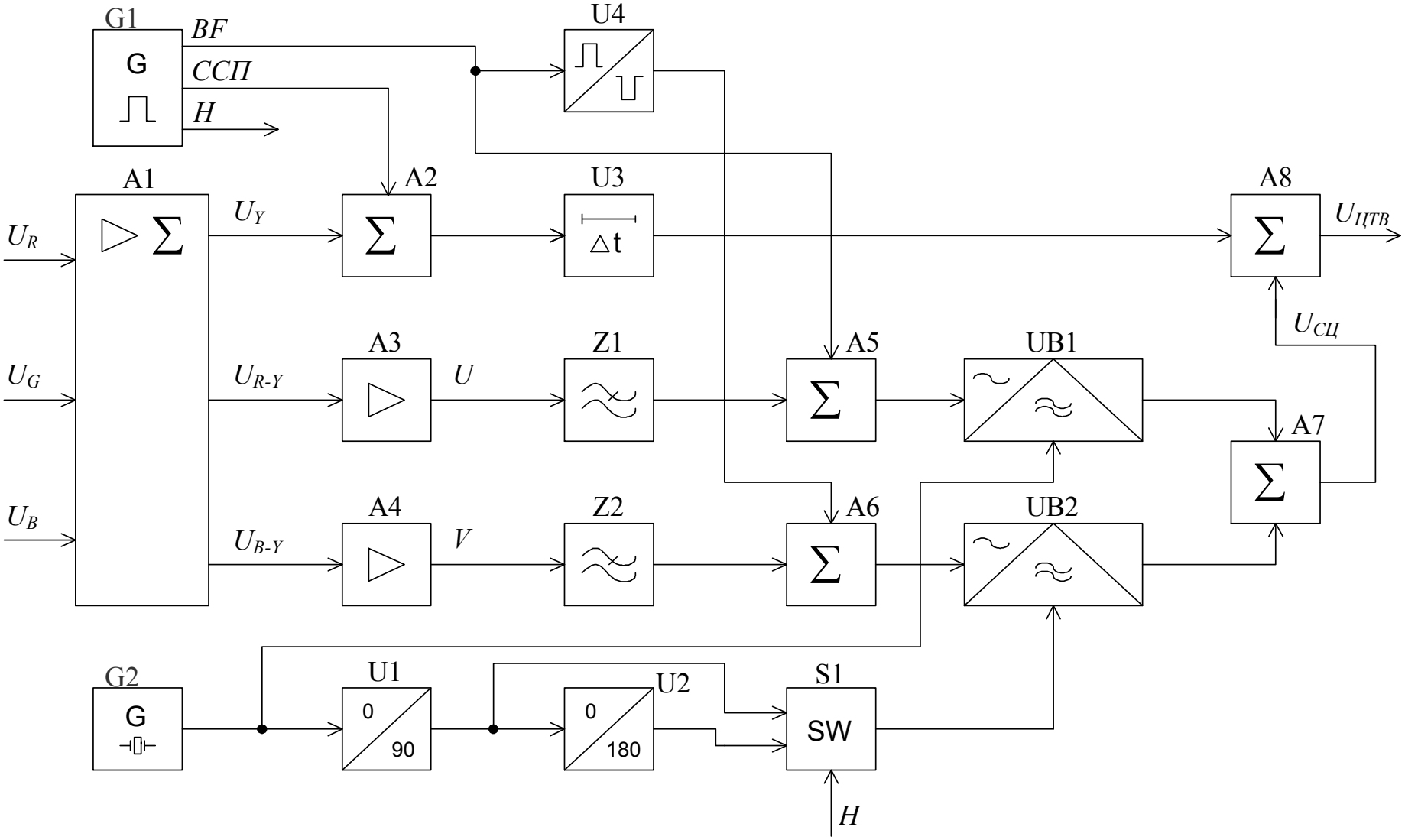


Рисунок 3.6 – Структурная схема кодирующего устройства системы PAL

3.4 СИСТЕМА ЦТВ SECAM

Система SECAM относится к классу совместимых систем цветного телевидения и принята в качестве стандартной в нашей стране в 1966 г. Название системы SECAM 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 SECAM положен следующий принцип: два цветоразностных сигнала $U_{R\text{-}Y}$ и $U_{B\text{-}Y}$ 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 [3, 6].

В кодирующем устройстве (рисунок 3.7) выделяют канал обработки сигнала яркости (отмечен штриховой линией) и канал формирования сигнала цветности. В SECAM, как и в других системах цветного телевидения цветоразностные сигналы передаются не в том виде, в котором они получаются на выходе кодирующей матрицы А1, а с учетом некоторых постоянных коэффициентов k_R и k_B. В связи с этим цветоразностные сигналы в системе SECAM обозначаются буквами D'_R и D'_B:

$$D'_R = -k_R\, U'_{R-Y} = -1{,}9 U'_{R-Y}\,, \tag{3.33}$$

$$D'_B = k_B\, U'_{B-Y} = 1{,}5 U'_{B-Y}\,. \tag{3.34}$$

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 $U_{R\text{-}Y}$ достигаетсяна полосе красного (голубого) цвета и составляет 0,53, а ЦРС $U_{B\text{-}Y}$ на полосе синего (желтого) цвета – 0,67. Следовательно:

$$k_R = \frac{1}{U_{R-Y(\max)}} = \frac{1}{0{,}53} = 1{,}9\ , \tag{3.35}$$

$$k_B = \frac{1}{U_{B-Y(\max)}} = \frac{1}{0{,}67} = 1{,}5\ . \tag{3.36}$$

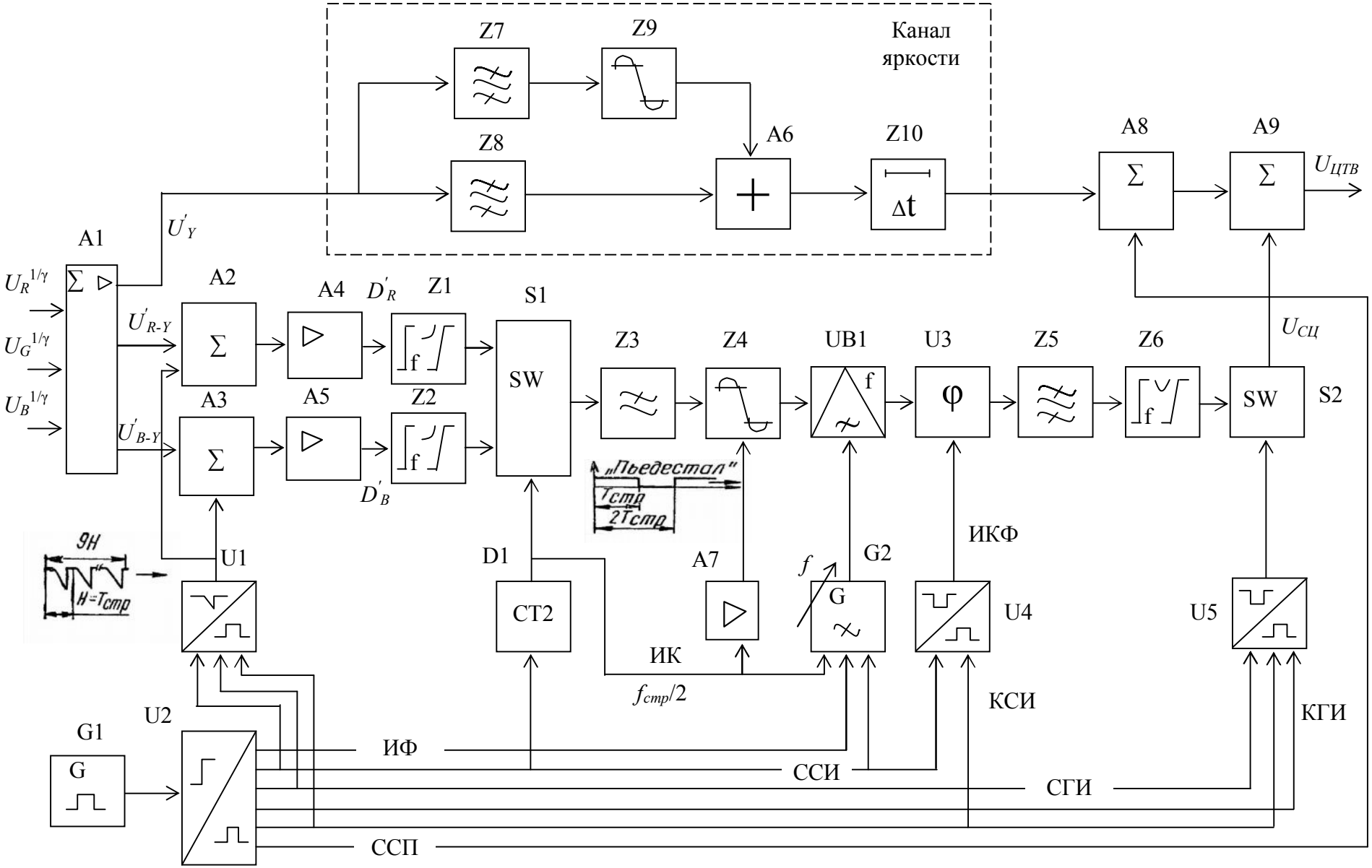


Рисунок 3.7 – Структурная схема кодирующего устройства системы СЕКАМ

Статистическое изучение показало, что в процессе передачи для большинства случаев преобладают положительные значения сигналов $U_{R\text{-}Y}$ и отрицательные $U_{B\text{-}Y}$ [3]. Чтобы большую часть времени работать с отрицательным значением девиации частоты, что увеличивает устойчивость системы к ограничению верхней боковой полосы СЦ, сигнал $U_{R\text{-}Y}$ 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 предыскажений сигналов D'_R и D'_B Z1, Z2, модуль коэффициента передачи которых $K_{НЧ}(f)$ (рисунок 3.8) равен:

$$K_{НЧ}(f) = 10\lg\frac{1+\left(f/85000\right)^2}{1+\left(f/3\cdot 85000\right)^2}, \text{ дБ}, \qquad (3.37)$$

где f – текущая частота, Гц.

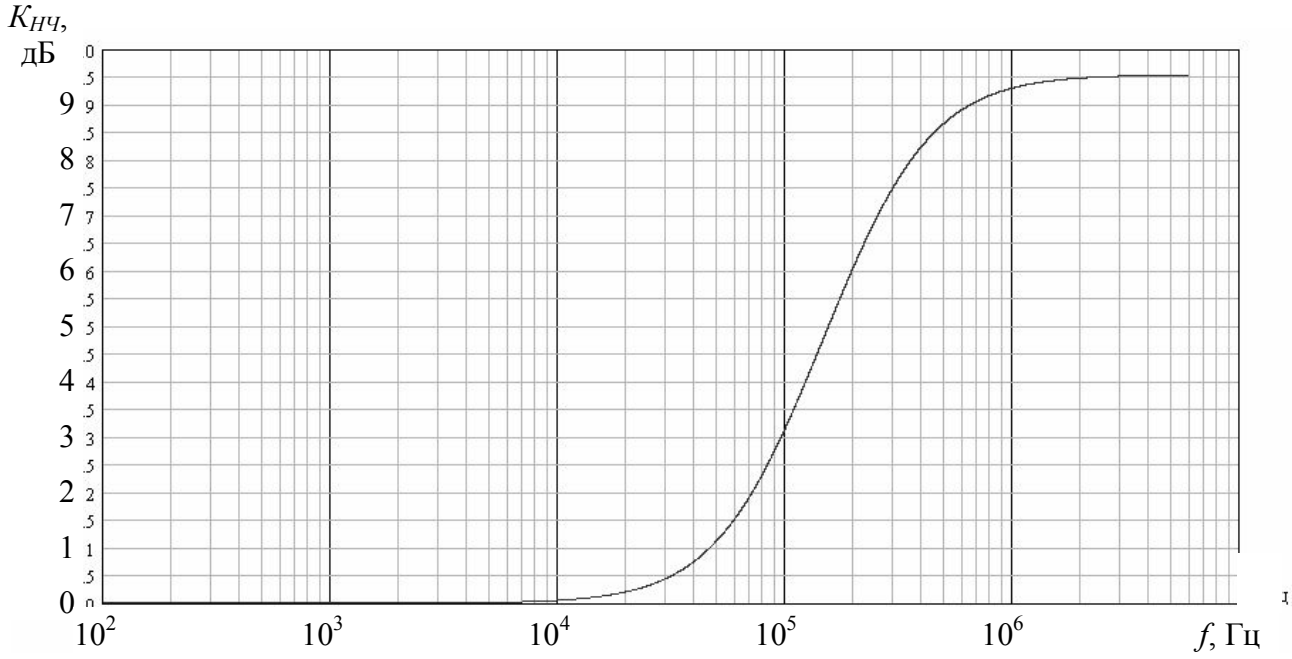


Рисунок 3.8 – Амплитудно-частотная характеристика цепи НЧ предыскажений

НЧ предыскажения 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. Предыскажение заключается в подъеме уровня высокочастотных (ВЧ) составляющих в спектре сигналов D'_R и D'_B. Эффективность предыскажения 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 $f_б$) 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 предыскажений в приемнике), то форма сигнала не изменяется, а помехи канала связи ослабляются блоком коррекции $K'_{НЧ}(f)$. Если бы предыскажения 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 предыскажений 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 предыскажения 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 [6].

При подаче на фильтр НЧ предыскажения 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 [4, 6]. 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 предыскажённые сигналы с выхода ФНЧ Z3 подаются на двусторонний амплитудный ограничитель (АО) Z4, в котором выбросы частично ограничиваются. Амплитудное ограничение выбросов иска-

жает переходную характеристику канала цветности для некоторых цветовых переходов. При поступлении на корректор предыскажений 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 предыскажений 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 [2].

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 ±2кГц. 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 [3, 4, 6]. В противном случае в левой части растра 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 [9, 10].

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 предыскажения модулированной поднесущей Z6 (ВЧ предыскажение), модуль коэффициента передачи которого $K_{ВЧ}(f)$ (рисунок 3.9) равен:

$$K_{ВЧ}(f) = 10\lg\left(\frac{1+(16x)^2}{1+(1{,}26x)^2}\right), \text{ дБ}, \qquad (3.38)$$

где $x = f/f_0 - f_0/f$;

f_0 = 4,286 МГц;

f – текущая частота, МГц.

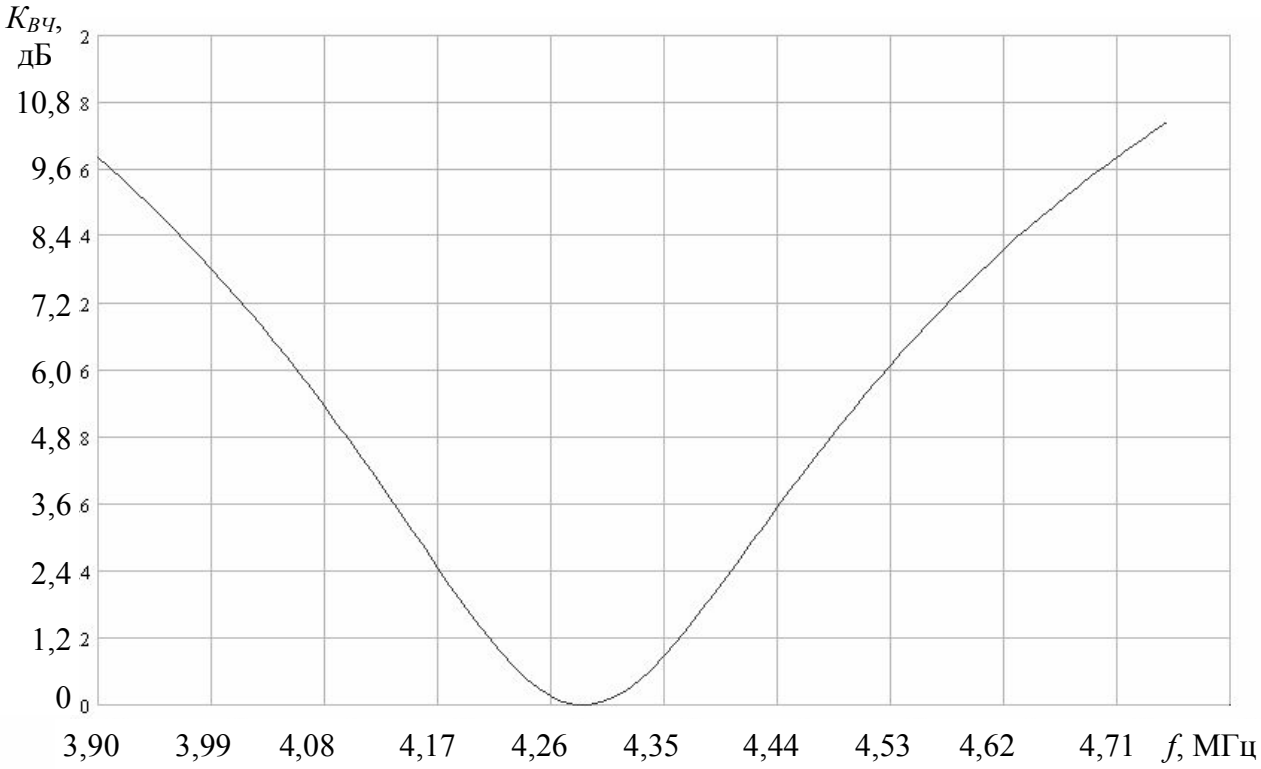


Рисунок 3.9 – Амплитудно-частотная характеристика фильтра ВЧ предыскажений

В телевизоре на входе канала цветности устанавливается фильтр коррекции ВЧ предыскажений с коэффициентом передачи $K'_{ВЧ}(f)$, обратным $K_{ВЧ}(f)$. При этом СЦ приобретает исходную форму, а помехи ослабляются [3].

Ослабление помех объясняется тем, что при отсутствии ВЧ предыскажения 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 предыскажения. При этом силь-

нее всего подавляются высокочастотные составляющие помех, которые имеют наибольший «вес» на выходе частотного детектора.

ВЧ предыскажение 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 (помехозащищённость СЦ возрастает), так как при этом увеличиваются отклонение частоты $f_{ЦП}$ и, следовательно, амплитуда СЦ. Чтобы поднесущая не приводила к срыву синхронизации генераторов развёрток 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 SECAM.

Раздел 4

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «СВЕТ-СИГНАЛ» И «СИГНАЛ-СВЕТ» В ТЕЛЕВИДЕНИИ

- ПЕРЕДАЮЩИЕ ТВ ТРУБКИ И КАМЕРЫ
- ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА В ОПТИЧЕСКОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ
- БЕЗВАКУУМНЫЕ УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ

◄ К содержанию

4.1 ПЕРЕДАЮЩИЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ТРУБКИ И КАМЕРЫ

4.1.1 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* фото-

электрического 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 остается 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 $t_Э$. Напряжение выходного сигнала U_C на нагрузке R_H фотоэлемента BL (рисунок 4.1. а) при замыкании ключа K на время $t_Э$ определяется током фотоэмиссии $i_Ф$, пропорциональным световому потоку $F_Э$, падающему на элемент BL в течение времени коммутации:

$$U_C = i_Ф R_H = SF_Э R_H , \qquad (4.1)$$

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.

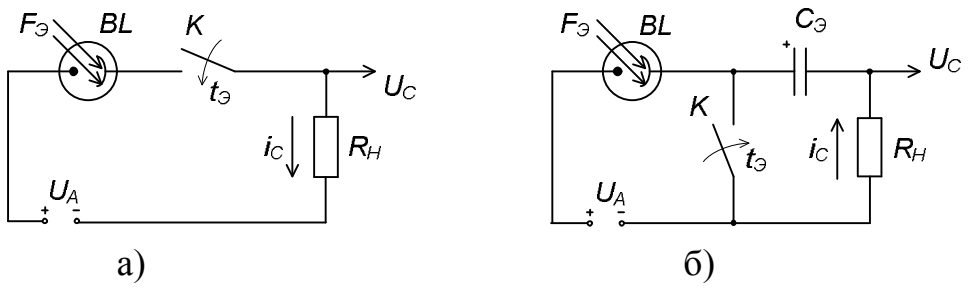


Рисунок 4.1 – Эквивалентная схема системы мгновенного действия (а) и с накоплением заряда (б)

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 $F_Э$ конденсатор $C_Э$ (рисунок 4.1, б) накапливает образующийся заряд фотоэмиссии за время между замкнутыми состояниями ключа K. Ток заряда $i_{ЗАР}$ конденсатора равен току фотоэмиссии $i_Ф$, а сохраненный заряд составит:

$$Q_{ЗАР} = i_Ф (T_K - t_Э) . \qquad (4.2)$$

где T_K – время кадра.

Напряжение сигнала на нагрузке R_H образуется при разряде элементарного конденсатора $C_Э$ за время коммутации $t_Э$, в течение которого ключ K замкнут. Допуская, что конденсатор за время коммутации – время передачи одного эле-

мента изображения – разрядится полностью, т. е. считая, что $Q_{РАЗ} = Q_{ЗАР}$, можно определить средний ток разряда:

$$i_{РАЗ} = \frac{Q_{ЗАР}}{t_Э} = i_Ф \frac{T_К - t_Э}{t_Э} = i_Ф (N-1). \qquad (4.3)$$

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

$$U_C = i_{РАЗ} R_Н = i_Ф R_Н (N-1), \qquad (4.4)$$

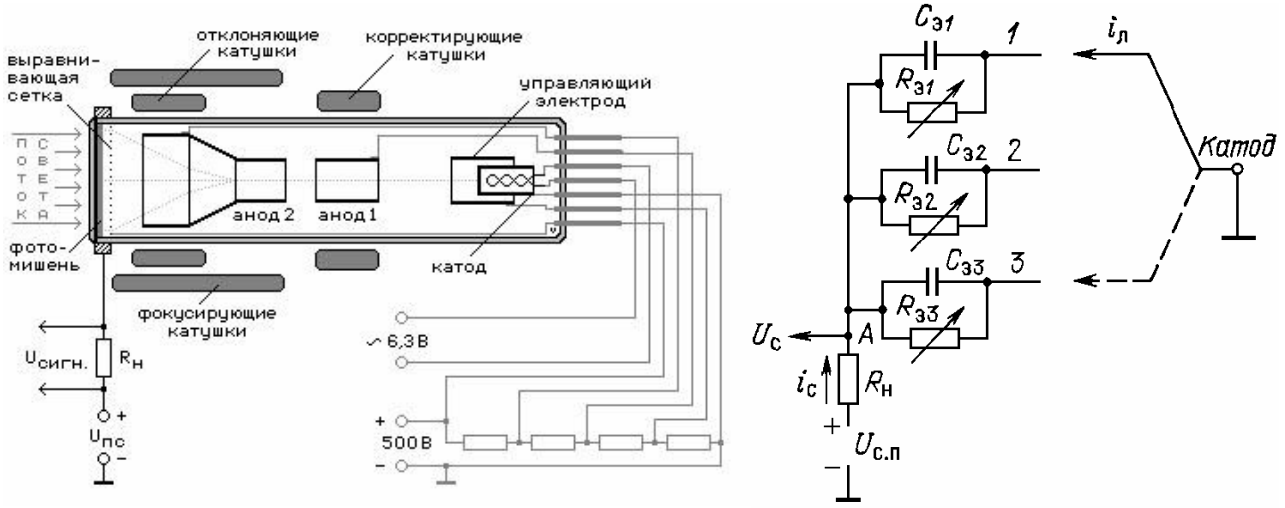
Сравнивая (4.1) и (4.4), нетрудно определить выигрыш, обеспечиваемый накоплением зарядов. В идеальном случае накопление увеличивает напряжение сигнала в $N - 1$ раз. В реальных приборах эффект накопления зарядов полностью использовать не удается, однако принцип накопления положен в основу работы таких передающих трубок, как иконоскоп, супериконоскоп, 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.

4.1.2 Вакуумные преобразователи «Свет-сигнал»

Видикон. Конструкция и принцип действия.

Видикон отличается простотой конструкции, небольшими размерами и массой и является высоконадежной и дешевой передающей трубкой. Трубки типа видикон (рисунок 4.2, 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, вваренное 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, се-

лена, 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.



а) б)

Рисунок 4.2 – 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 4.2, б). На этой схеме каждый элементарный участок фотопроводящей мишени представлен в виде емкости $C_Э$ конденсатора, образованного элементами сигнальной пластины и противопо-

ложной стороной мишени. Емкость шунтирована резистором, сопротивление $R_Э$ 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 последова-

тельной коммутации участков мишени электронным лучом, образуют сигнал изображения.

Основные достоинства видикона заключаются в высокой чувствительности и разрешающей способности, малых габаритах, простоте и прочности конструкции, 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 плюмбикон, 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 плюмбикона 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.

4.1.3 Камеры цветного телевидения

В трехтрубочных 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 трехтрубоч-

ные 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 двухтрубочные преобразователи.

В двухтрубочных преобразователях одна из трубок формирует яркостный сигнал в полной полосе частот, другая – сигналы основных цветов в сокращенной полосе. Различные варианты двухтрубочных преобразователей отличаются в первую очередь построением оптической системы (ОС), которая определяет последующую обработку сигналов. В схеме двухтрубочного преобразователя (рисунок 4.3) 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 полосок одинаковой толщины. Голубые полоски 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” $U_{R\,Д}(t)$.

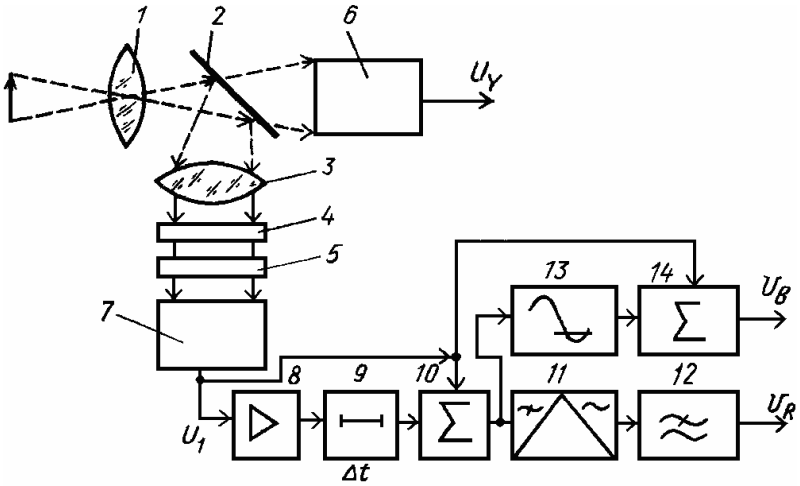


Рисунок 4.3 – Структурная схема двухтрубочной камеры ЦТВ

Разделение сигналов $U_B(t)$ и $U_{R\,Д}(t)$ 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 $U_{R\,Д}(t)$ 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 $U_{R\,Д}(t)$ 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 цветовых 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.

4.2 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА В ОПТИЧЕСКОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ

4.2.1 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 (рис. 4.1) формируется электронным прожектором 1 и модулируется по интенсивности телевизионным электрическим сигналом. Яркость свечения люминофорного экрана 5 в каждой точке пропорциональна интенсивности электронного уча. 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 диагональю 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.

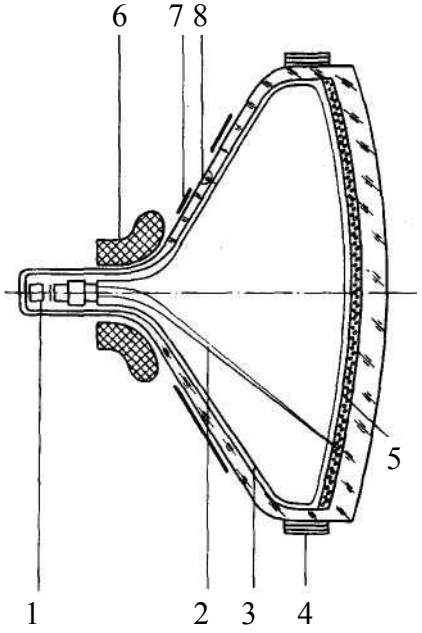


Рисунок 4.1 - Устройство чёрно-белого кинескопа: 1 — электронный прожектор; 2 — электронный луч; 3 — алюминиевое покрытие; 4 — металлический бандаж; 5 — люминофорный экран; 6 — вывод; 7 — графитовое проводящее покрытие; 8 — отклоняющая система.

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 порядка 10^{-6} мм рт. ст., который 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 бандажа 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 необходи-

мо, 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 электрон^ ного прожектора (рис. 4.2, 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.

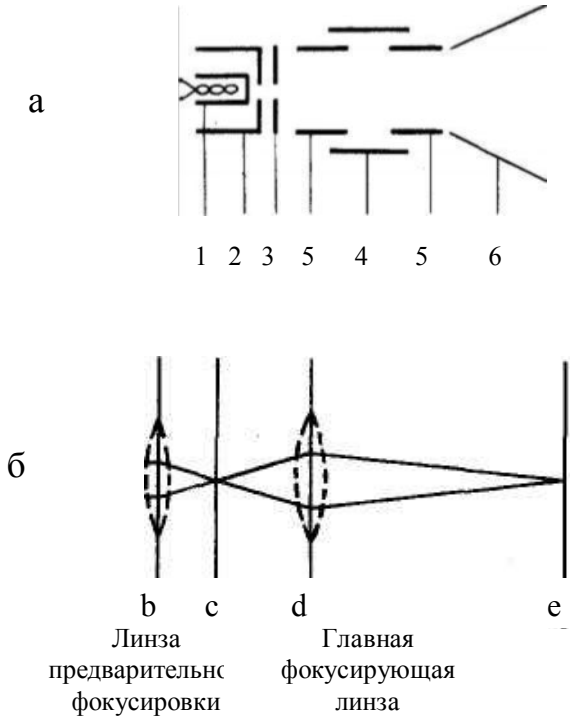


Рисунок 4.2 – Электронный прожектор: *а* — электронная схема (1 — оксидный катод; 2 — модулятор; 3 — ускоряющий электрод; 4 — фокусирующий электрод; 5 — высоковольтный анод; 6 — конус); *б* — оптическая аналогия

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 внутренним покрытием на горловине, которое, как и покрытие на конусе 6 и экране 7, имеет общий вывод через конус кинескопа. Остальные электроды электронного прожектора имеют выводы в цоколь. Оптическая аналогия электронных линз приведена на рис. 4.2, *б*.

Основная характеристика электронного прожектора — модуляционная характеристика (рис. 4.3) — представляет зависимость тока анода (или катода) от напряжения между модулятором и катодом $U_{М\text{-}К}$. На ней можно выделить 3 характерные точки: 1 — напряжение запирания $U_З$, когда ток становится равным нулю; 2 — напряжение модуляции AU, отсчитываемое от точки запирания, до такого напряжения между катодом и модулятором, при котором получается заданный ток I (пропорциональный яркости); 3 — максимальный ток $I_{МАКС}$ при нулевом потенциале катода и модулятора. Вместо максимального тока принято задавать коэффициент качества катода:

$$K = \frac{I_{МАКС}}{U_з^{3/2}},$$

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: $\vec{F} = e\left[\vec{H} \quad \vec{v}\right]$ 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.

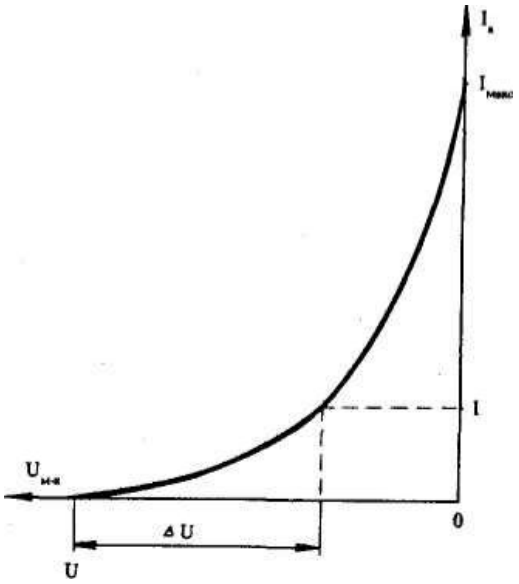


Рисунок 4.3 – Модуляционная характеристика кинескопа

Угол отклонения будет определяться выражением $sin\,\alpha = \sqrt{\frac{e}{2mU_0} l_0 H}$,

где m – масса электрона, U_o - напряжение на аноде, 1_o - 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 $w_m = kd\,sin^2\,a_m$ x U_a, 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 с, прозрачность фронтального стекла экрана т, режим работы кинескопа и площадь растра S: $L = \frac{c\tau\left(U_a - U_0\right)I_a}{S}$, где U_a — рабочее напряжение на аноде; U_0— напряжение пробивания алюминиевой плёнки, характеризуемое анодным напряжением, при котором появляется свечение экрана; I_a — рабочий ток анода. Яркость современных чёрно-белых кинескопов составляет 150 - 200 кд/м^2. Электронный луч возбуждает свечение каждого элемента изображения в течение

короткого времени $t_э < 0{,}7$ 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: $L = \frac{1}{T_k}\int_0^{T_k} L(t)\,dt$, где $T_к$ — длительность кадра, $L(t)$ - мгновенное значение яркости. Принятая в телевидении частота полей 50 Гц позволяет получить немигающее изображение. Однако при больших яркостях (~200 кд/м^2) 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: $K = \frac{L_{CB}}{L_m}$. 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 растра 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 растра. 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 кинеско-

па, 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.

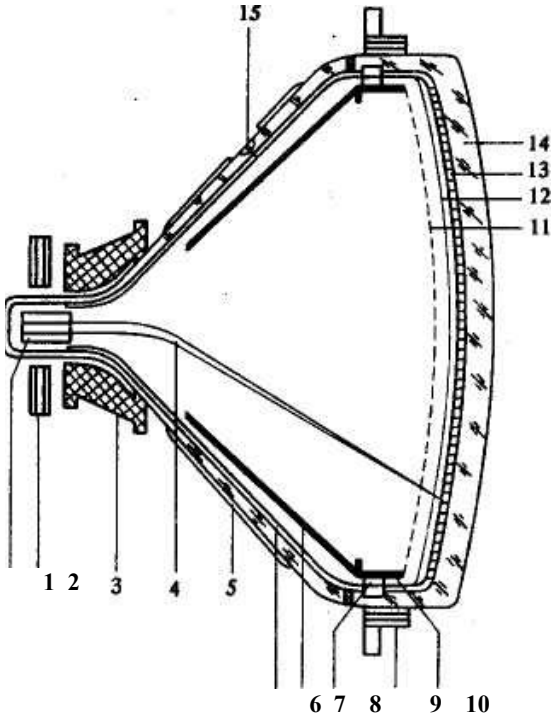


Рисунок 4.4 - Устройство компланарного цветного масочного кинескопа: 1 — электронный прожектор; 2 — система статического сведения; 3 — отклоняющая система; 4 — электронные лучи; 5 — внешнее проводящее покрытие; 6 — внутреннее проводящее покрытие; 7 — внутренний магнитный экран; 8 — место склейки стеклоцементом; 9 — взрыво-защитное устройство; 10 — рама, 11 — щелевая маска; 12 — алюминиевое покрытие; 13 — люминофорный экран; 14 — экранное стекло; 15 — высоковольтный вывод

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 само-

сведением 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.

Устройство цветного масочного кинескопа.

Схематический чертёж масочного компланарного кинескопа показан на рис. 4.4. Электронный прожектор 1 формирует 3 электронных луча 4, расположенных в горизонтальной плоскости. Крайние лучи имеют наклон по отношению к центральному лучу ~55'. 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 раздельных 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.

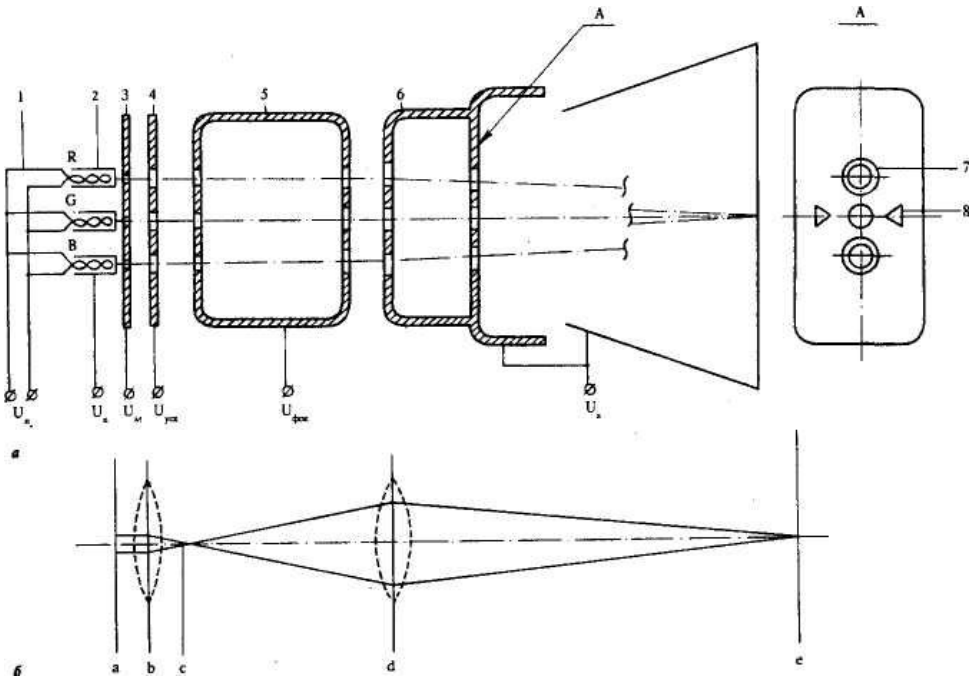


Рисунок 4.5 - Электронный прожектор цветного кинескопа: *а* — электронная схема (1 — подогреватели; 2 — катоды; 3 — модулятор; 4 — ускоряющий электрод; 5 — фокусирующий электрод; 6 — анод; 7 — шунты; 8 — концентраторы), *б* — оптическая аналогия

Электронный прожектор. Кинескоп имеет тетродный электронный прожектор с электростатической фокусировкой лучей бипотенциальной линзой. Электронный прожектор (рис. 4.5) 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 возоуждения люминиц>иунши лсд с п и і и 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 растра центрального луча в компланарных кинескопах. Модулирующий сигнал в таком прожекторе может подаваться только на катоды. Катод, модулятор, ускоряющий электрод образуют иммерсионный объектив. Главная фоку-

сирующая линза образована фокусирующим электродом и анодом. Значения осн. параметров цветных кинескопов приведены в таблице 12, при этом разрешающая способность в центре указана на белом, а в углах — на основных цветах. В цветных кинескопах фокусирующее напряжение составляет 26—29 % от анодного. Имеются кинескопы с другими варианта ми фокусирующих систем, у которых фокусирующее напряжение ещё более высокое — 31—35 % от анодного.

Экранно-масочный узел компланарного кинескопа. Структура структурой маски. Три люминофорные полоски 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 (рис. 4.6), определяемых по формулам: $\frac{a_э}{a_м} = \frac{1+l_0}{l}$ и $\frac{a_{тр}}{S} = \frac{l_0}{l}$, где $a_э$ — шаг триад на экране, $a_м$ — шаг отверстий маски, $a_{тр}$ — ширина люминофорной полоски в триаде, S — эксцентриситет боковых лучей, l, l_0 — расстояние между плоскостью отклонения и маской и между маской и люминофорным экраном.

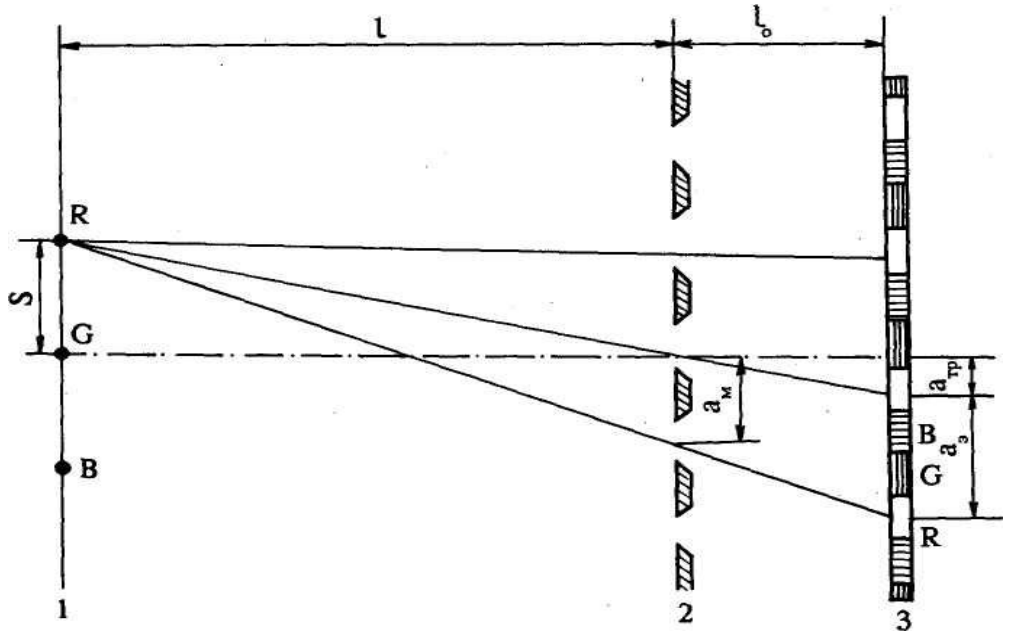


Рисунок 4.6 – Структуры маски и экрана: 1 – плоскость центров отклонения электронных лучей; 2 – плоскость маски; 3 – плоскость люминофорного экрана.

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 полоску. 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.

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 отклоняющей 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. Отклоняю щая система компланарного кинескопа достаточно прецизионная, требует точной юстировки. После юстировки она прочно закрепляется на кинескопе.

Статическое сведение лучей (рис. 4.7) 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 рис. показано также распределение магнитного поля и направление смещения лучей.

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.

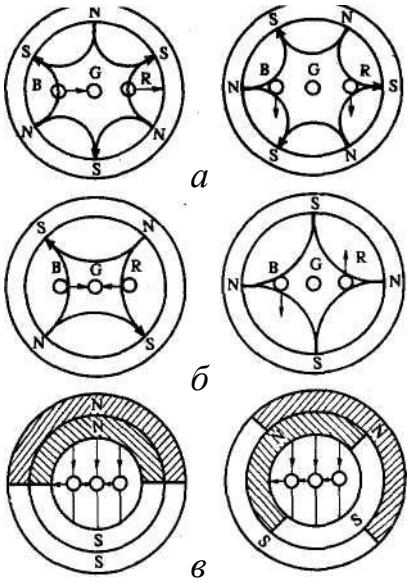


Рисунок 4.7 - Магнитостатнческое устройство сведения и чистоты цвета: *а* — шестиполюсные магниты; *б* — четырёхполюсные магниты; в — двухполюсные магниты

Фокусирующая сетка действует как система параллельных цилиндрических линз, поле которых фокусирует электроны каждого из электронных лучей на «своей» люминофорной полоске. Ввиду большой прозрачности фокусирующей сетки хроматрон имеет оольшую, чем масочные кинескопы, яркость свечения экрана.

В однолучевом хроматрон е для формирования цветного изображения используется принцип послеотклонения одного электронного луча на бипотенциальной сетке. В отличие от трёхлучевого хроматрона бипотенциальная 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 биопотенциальной сетки подаётся коммутирующее напряжение. Если оно отсутствует, то сетка не влияет на электронный пучок и он, проходя между проволочками, попадает на зелёную полоску 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_Q, U_B коммутируются на катод кинескопа синхронно с изменением, потенциала сетки.

В кинескопах типа т р и н и т р о н применяется электростатическое сведение лучей. Три электронных луча, сформированных фокусирующей системой элек-

тронного 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.

4.3 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 поляризации 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 4.8).

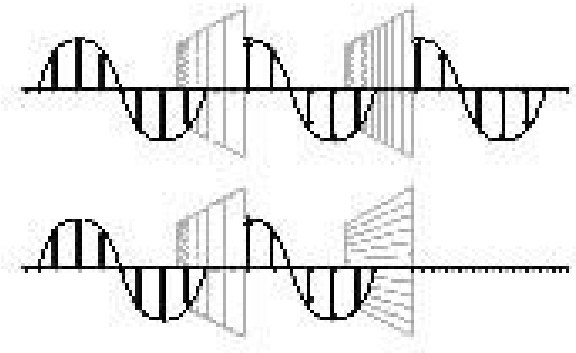


Рисунок 4.8 – Прохождение света через поляроидные пленки

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 мик-

роскопических 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 перпендикулярны 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 4.9).

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.

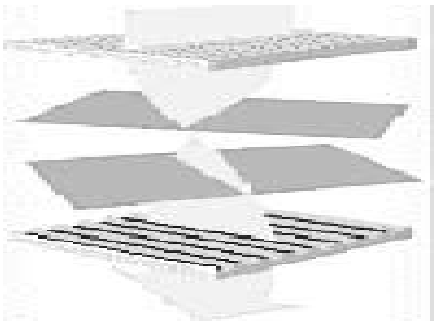


Рисунок 4.9 - Прохождение света через поляроид

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 пикселов, можно управлять с помощью величины приложенного напряжения. Постепенно повышая его, мы будем наблюдать, как молекулярная спираль проходит через три этапа своего состояния – три зоны (рисунок 4.10). 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.

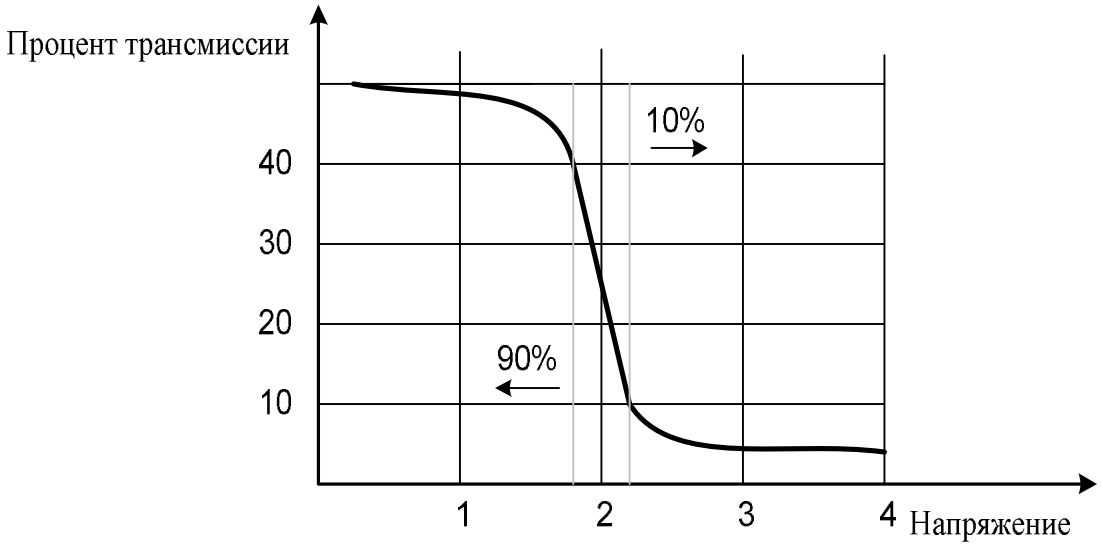


Рисунок 4.10 - Зависимость процента трансмиссии от напряжения

Рассмотрим механические аспекты конструкции нематического дисплея (рисунок 4.11). В основании располагается система подсветки – это мощные (ведь остальная часть "сандвича" 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 удается достичь, и результатом могут стать темные полосы, неоднородность изображения.

Свет направляется на поляризационный фильтр. Далее следует стеклянная пластина, на которую нанесены полупрозрачные электроды из пленки окислов индия и олова, формирующие пикселы изображения. Затем расположена

полимерная пленка с микроборoздками, ориентирующими молекулы жидких кристаллов, составляющие следующий слой. Вторая половина – все с точностью до наоборот (за исключением подсветки).

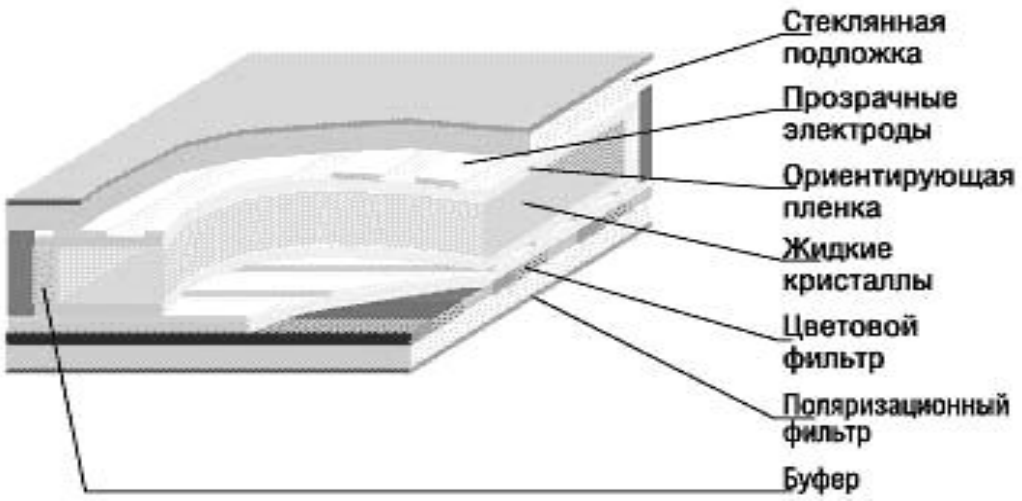


Рисунок 4.11 – Конструкция нематического дисплея

Далее рассмотрим основные различия активных и пассивных матриц, а также образование цветных изображений. В пассивных матрицах для адресации используются полоски 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 4.12).

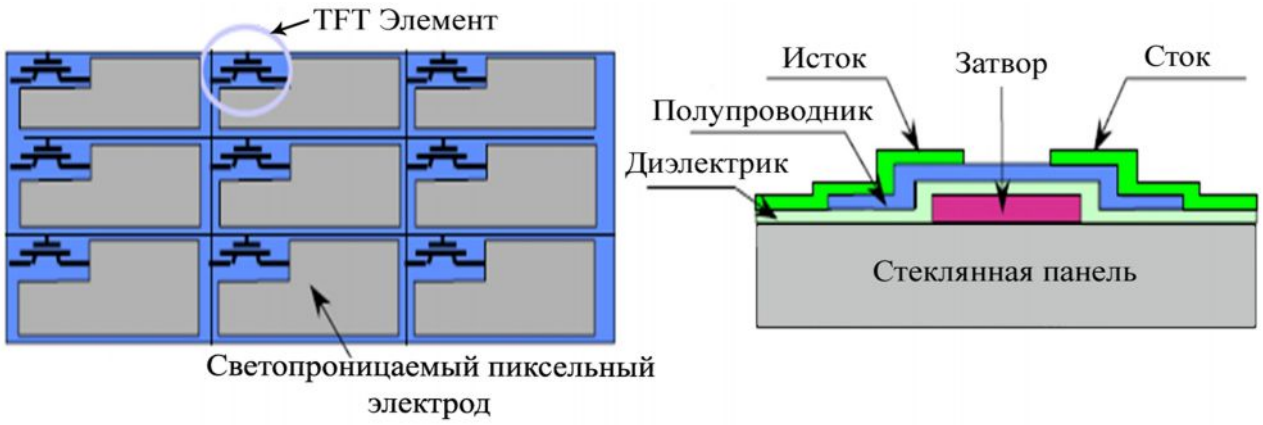


Рисунок 4.12 – Структура TFT-панели.

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 4.13. 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).

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.

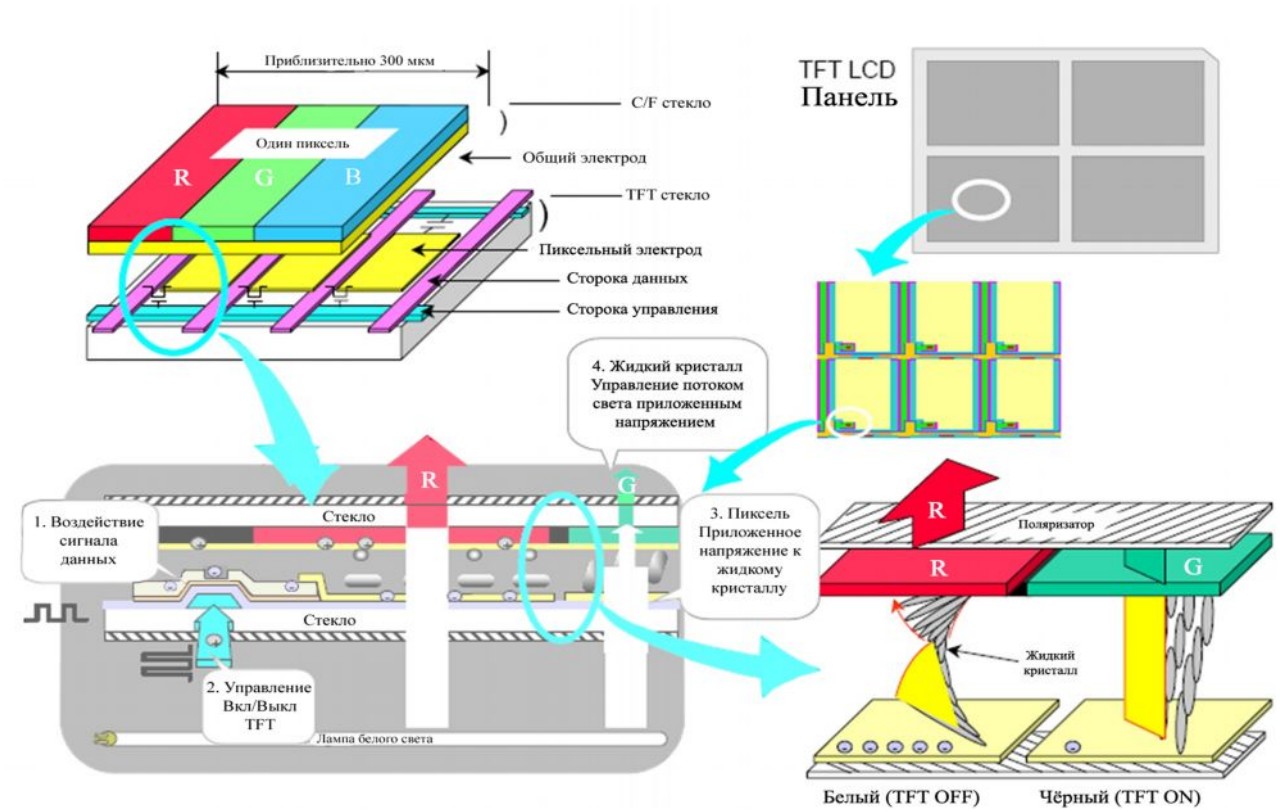


Рисунок 4.13 – Общий принцип действия TFT LCD

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 4.14.

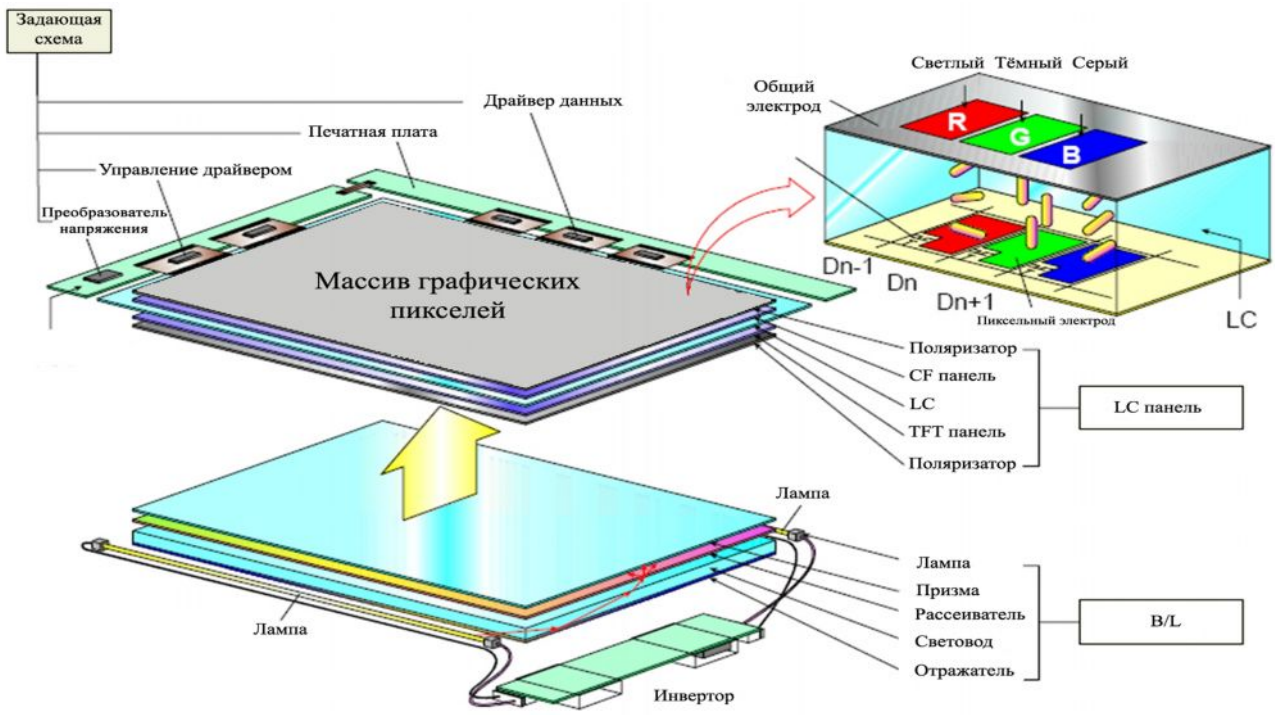


Рисунок 4.14 – Конструкция ЖК–панели

Рассмотрим схему работы TFT дисплея (рисунок 4.15). 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.

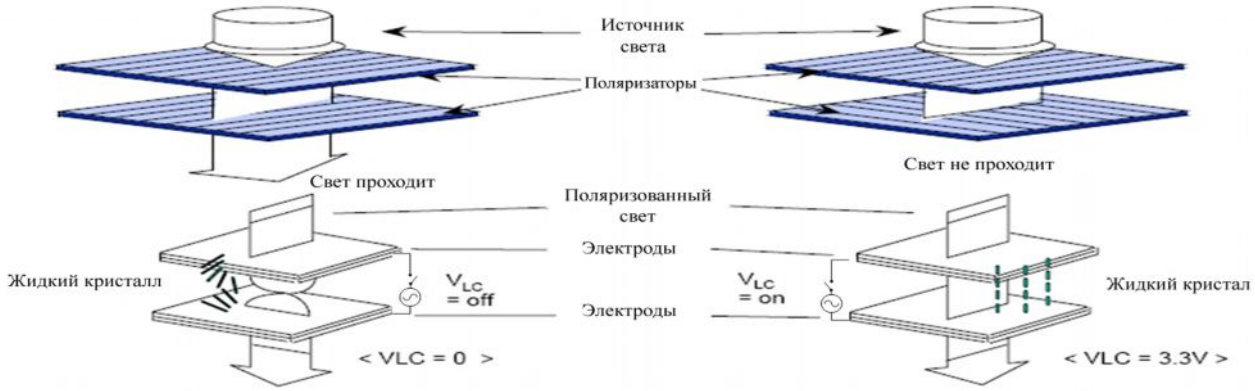


Рисунок 4.15 – Схема работы TFT дисплея

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. Второй 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 $sin2j$. 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 4.16, 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).

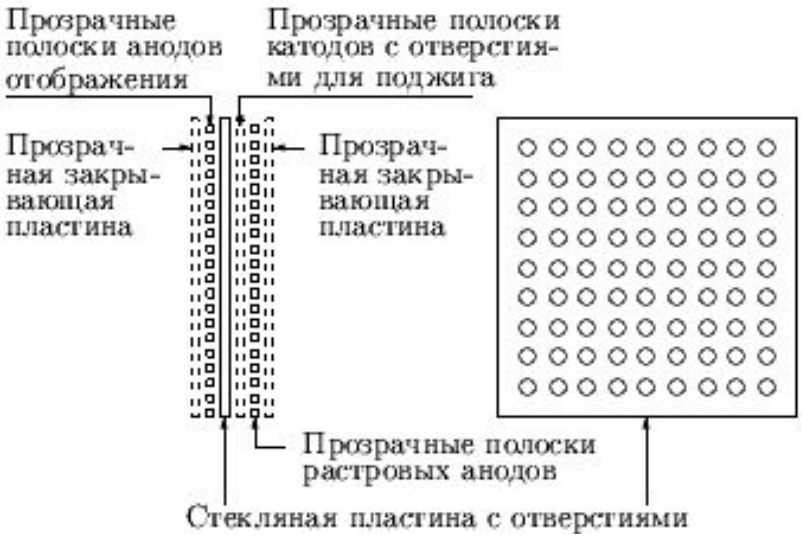


Рисунок 4.16 - Схема плазменной панели

Если для незажженной ячейки между проводниками нарастает напряжение, то при достижении напряжения зажигания Uз (рисунок 4.17) ячейка загорается. Газ в ячейке ионизируется, в ячейке возникает плазменный столбик, ток через нее заметно увеличивается, а напряжение падает до напряжения горения Uг, заметно меньшего, чем напряжение загорания. При уменьшении приложенного напряжения до напряжения потухания Uп 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 Uс (см. рисунок 4.17). 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 Uз 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 Uп и ячейка выключается (если она горела).

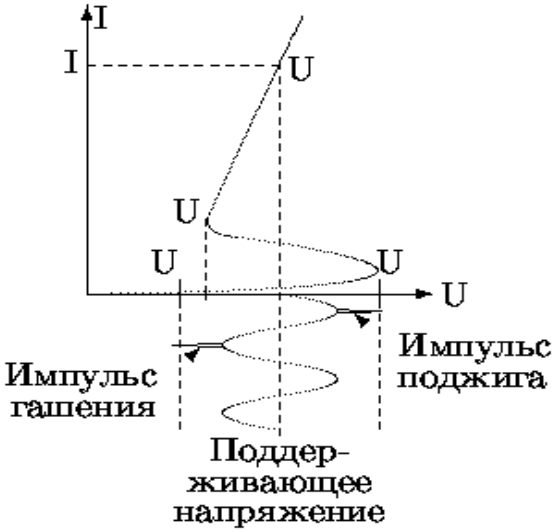


Рисунок 4.17 - Вольтамперная характеристика разряда в газе

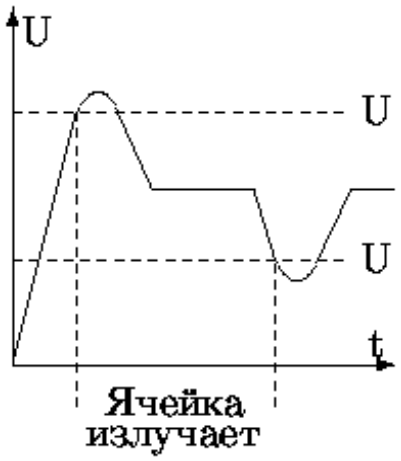


Рисунок 4.18 - Временная диаграмма работы плазменной ячейки

Современные плазменные панели не содержат маски и растровых анодов. Она также состоят из двух параллельных стеклянных пластин, на внутренних поверхностях которых нанесены взаимно перпендикулярные группы проводников, формирующие растровые ячейки панели (рисунки 4.19, 4.20). Проводники покрыты диэлектрической пленкой и между ними приложено высокочастотное напряжение, недостаточное для зажигания, но достаточное для горения (поддерживающее напряжение).

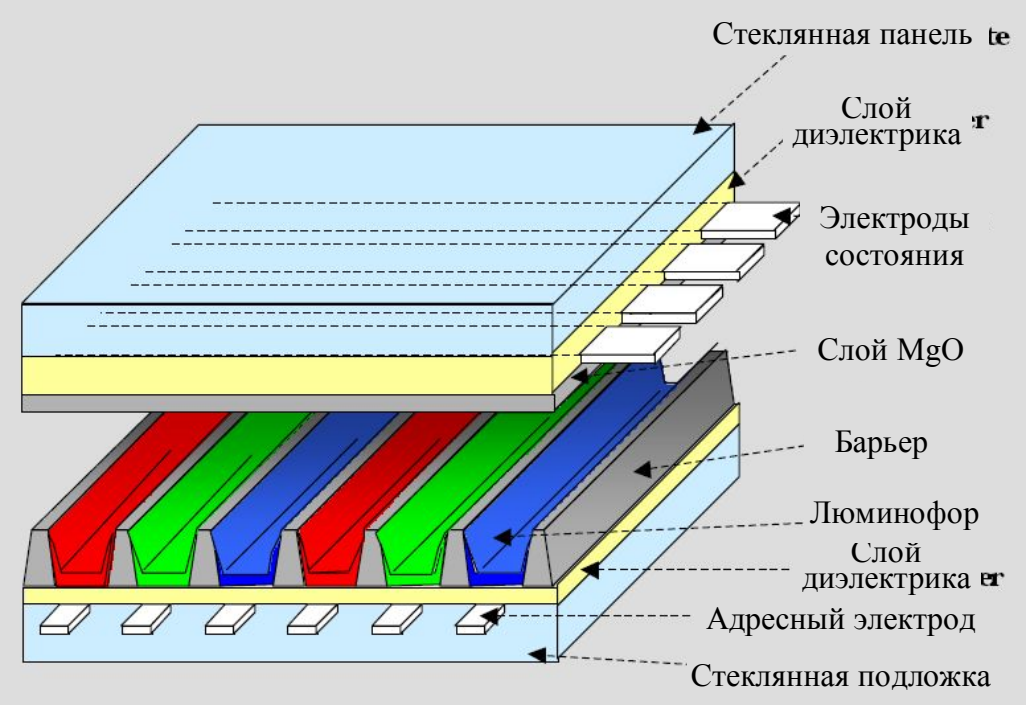


Рисунок 4.19 – Структура плазменной панели

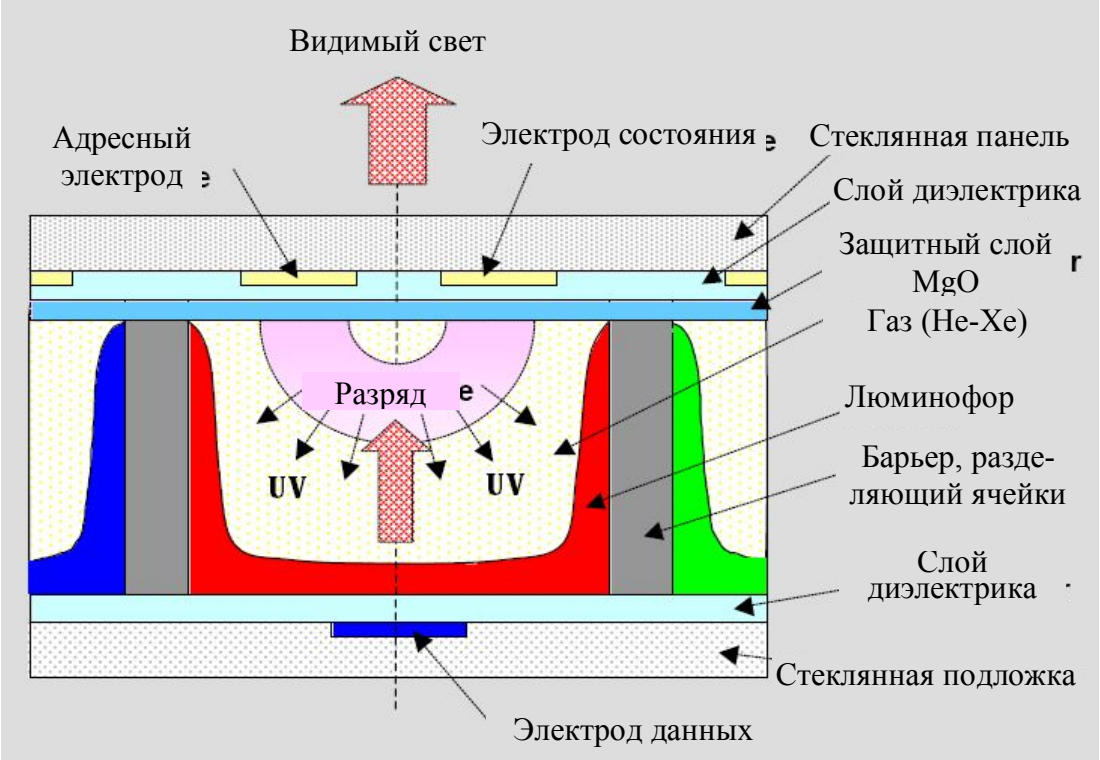


Рисунок 4.20 – Структура ячейки плазменной панели

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 напряжение будет таково, что ионы успеют рекомбинировать и ячейка не загорится.

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 4.21).

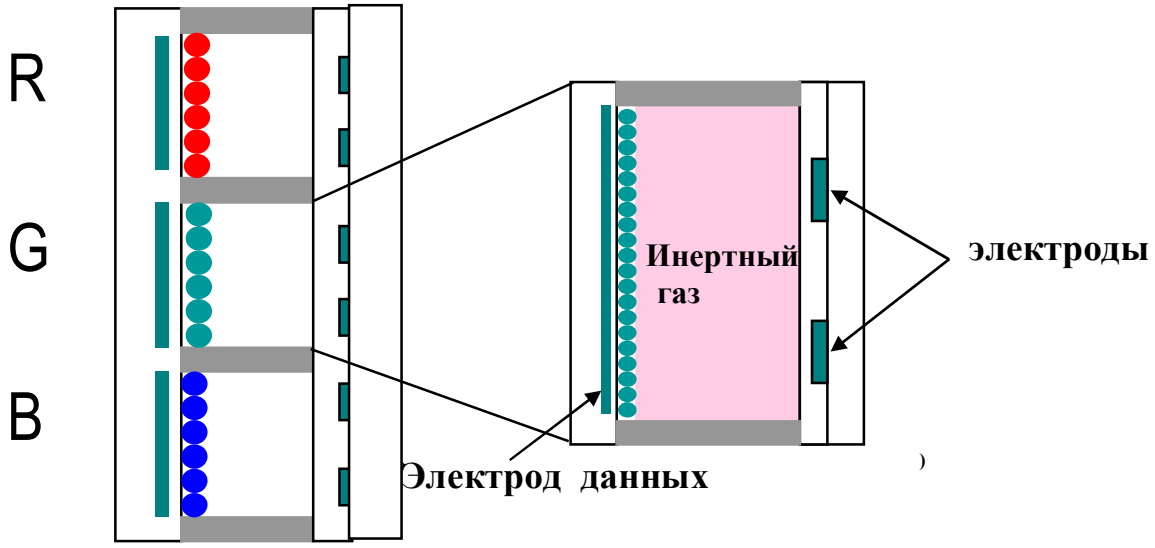


Рисунок 4.21 - Ячейка цветнй плазменной панели

При возникновении разряда между электродами возникает ультрафиолетовое (UV) излучение, которое возбуждает люминофоры, которыми покрыты торцы тиратронов. Люминофоры начинают излучать свет (рисунок 4.22).

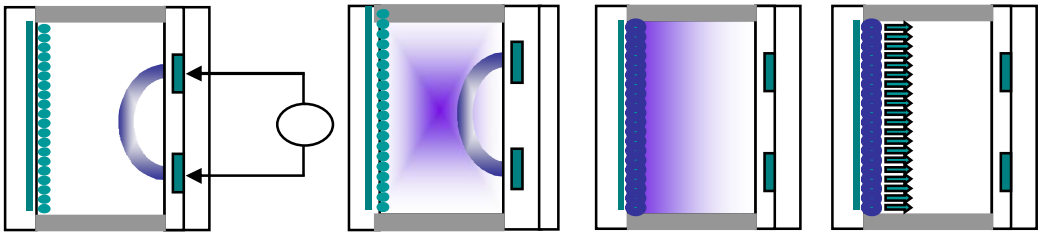


Рисунок 4.22 – Принцип работы ячейки плазменной панели

Эти люминофоры имеют соответствующие фотолюминесцентные характеристики и излучают красный, зеленый и синий цвета, так формируется цветное изображение (рисунок 4.23).

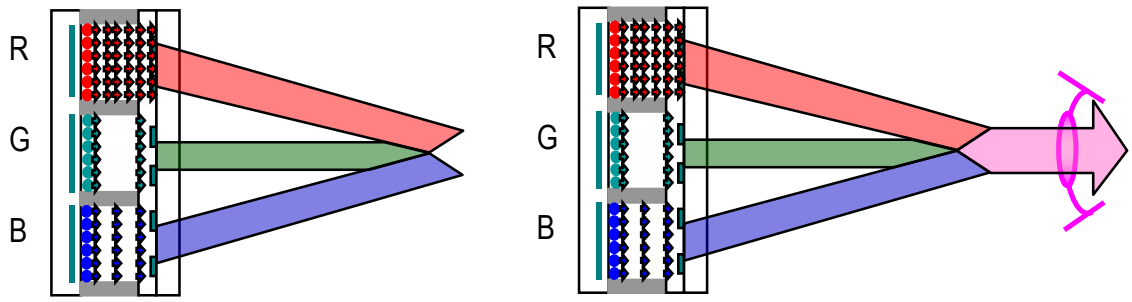


Рисунок 4.23 – Формирование цветного изображения

Эффект изменения яркости моделируется за счет зажигания/гашения разряда с требуемой частотой. Большему времени свечения ячейки соответствует большая яркость (рисунок 4.24). Практически это реализуется путем разбиения поля на субполя, время свечения каждого последующего из которых вдвое больше предыдущего (рисунок 4.25). 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.

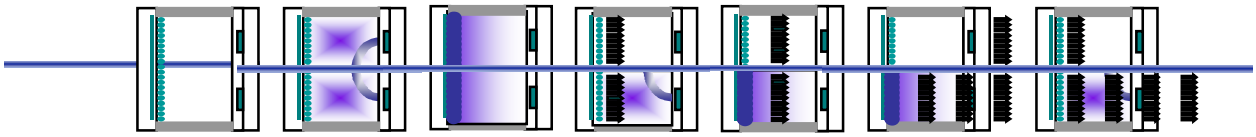


Рисунок 4.24 – Принцип формирования градаций яркости в плазменной панели (общее представление)

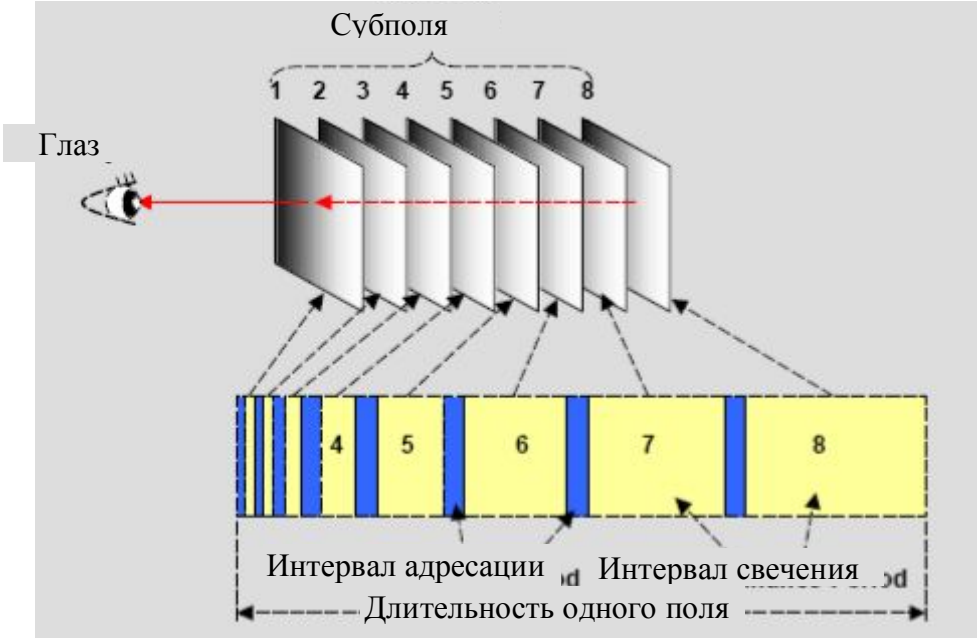


Рисунок 4.25 – Принцип формирования градаций яркости в плазменной панели путем разбиения поля на субполя

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 телевещании 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 видеосистемах, 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.

Преобразование формата изображения для ЖК и PDP панели

Конвертор формата решает задачу преобразования разрешения исходного изображения в разрешение панели. Конвертирование изображения можно классифицировать по следующим признакам (рисунок 4.26).

Рисунок 4.26 – Классификация преобразования разрешения изображения

Рассмотрим виды горизонтального преобразования (таблица 4.1)

Таблица 4.1 – Виды горизонтального преобразования

Горизонтальное преобразование		
кратное	некратное (с малым коэффициентом)	некратное
$N_{преобр.} = m \cdot N_{исх.}$ $m = 1, 2, 3...$ или $N_{преобр.} = \frac{1}{m} \cdot N_{исх.}$	$N_{преобр.} = \frac{m}{n} \cdot N_{исх.}$ $m = 1, 2, 3...10$ $n = 1, 2, 3...10$ $N_{преобр.} = \frac{n}{m} \cdot N_{исх.}$	$N_{преобр.} = \frac{m}{n} \cdot N_{исх.}$ $m = >10$ $n = >10$ $N_{преобр.} = \frac{n}{m} \cdot N_{исх.}$
При увеличении разрешающей способности изображения: запись $\rightarrow m \cdot f_т$ считывание $\rightarrow f_т$	При увеличении разрешающей способности изображения: запись $\rightarrow m \cdot f_т$ считывание $\rightarrow n \cdot f_т$	При увеличении разрешающей способности изображения: запись $\rightarrow m \cdot f_т$ считывание $\rightarrow n \cdot f_т$ при m>10 и n>10 $f_т > 100$МГц (не всегда реализуемо)
При уменьшении разрешающей способности изображения: запись $\rightarrow \frac{f_т}{m}$ считывание $\rightarrow f_т$	При уменьшении разрешающей способности изображения: запись $\rightarrow n \cdot f_т$ считывание $\rightarrow m \cdot f_т$	При уменьшении разрешающей способности изображения: запись $\rightarrow n \cdot f_т$ считывание $\rightarrow m \cdot f_т$ При m>10 и n>10 $f_т > 100$МГц (не всегда реализуемо)

Для примера рассмотрим согласование изображения с разложением 625/50/2:1/4:3 с наиболее распространенной панелью с физическим разрешением 1024x768. Преобразование разрешения можно разделить на два этапа: вертикальное (576 строк в 768) и горизонтальное (768 отсчетов/строка в 1024 отсчета/строка). Следует отметить, что в данном случае удобней выбирать частоту дискретизации равной не 13,5 МГц, а 14,8 МГц. В этом случае элемент изображения будет иметь одинаковые размеры по горизонтали и вертикали (квадратный пиксель).

Горизонтальное преобразование для разрешения 768×576:

$$768 \cdot m = 1024 \cdot n$$

$$m = \frac{1024 \cdot n}{768} = \frac{4}{3} \Rightarrow m = 4;\ n = 3.$$

Горизонтальное преобразование выполняется путем 4-х кратного считывания каждого отсчета (с увеличенной в 4 раза тактовой частотой) с последующим усреднением каждых трех полученных отсчетов. Это реализуется путем трех использования трех линий задержки на один такт DT1–DT3 и четырех умножителей на коэффициент, реализуемых в виде усилителей с изменяемым коэффициентом передачи. С выходов усилителей A1–A4 отсчеты подаются на сумматор U2, за которым следует блок прореживания в 3 раза U3.

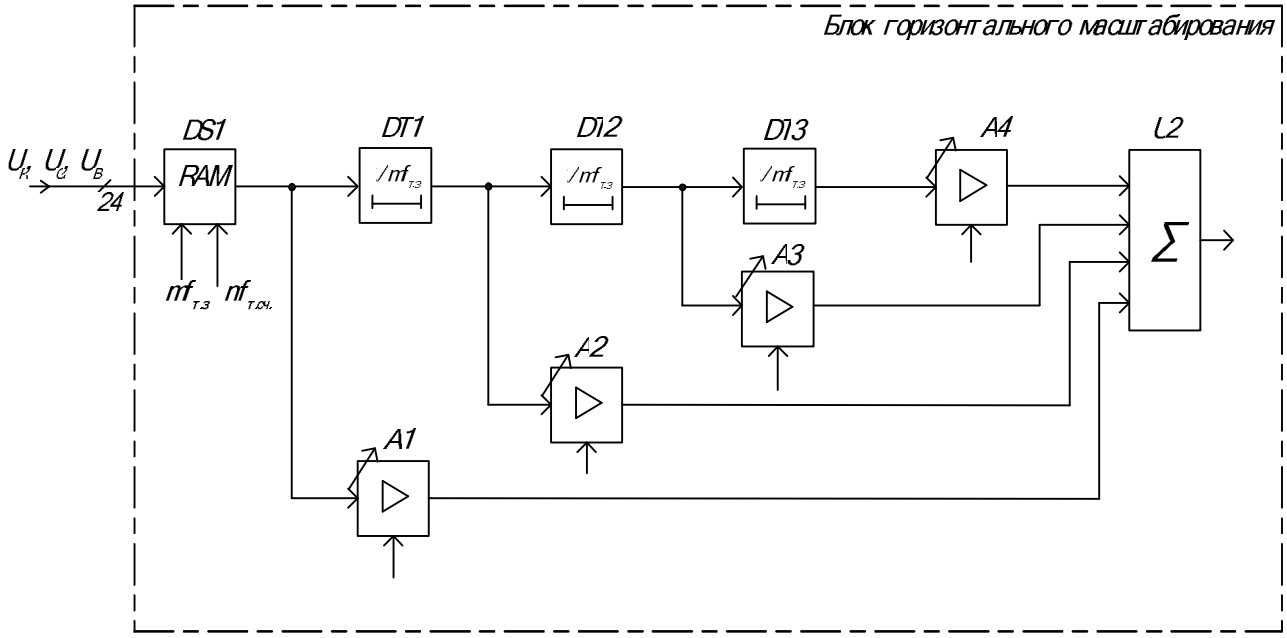


Рисунок 4.27 – Блок горизонтального преобразования для разрешения 768×576 и коэффициентов m=4, n=3

Диаграмма работы блока памяти горизонтального преобразователя показана на рисунке 4.28.

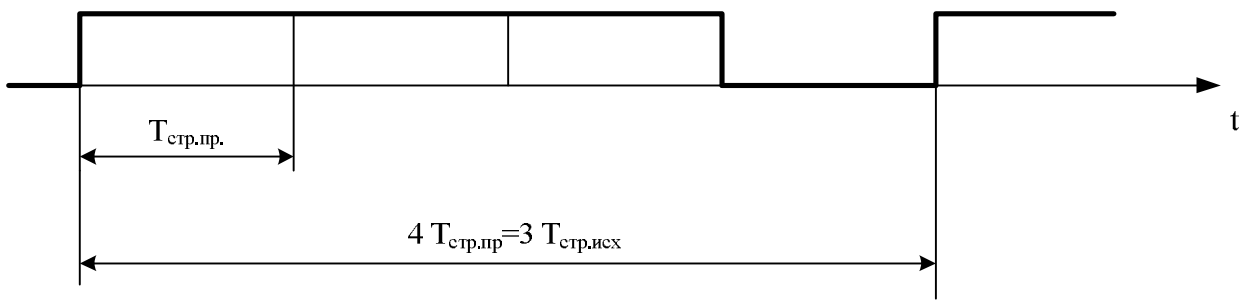


Рисунок 4.28 – Диаграмма работы блока памяти горизонтального преобразователя изображения

Блок вертикального преобразования формирует 768 строк из исходных 576, т. е. из каждых трех исходных строк формируется 4 преобразованных. Алгоритм преобразования следующий:

1-я строка преобразованного изображения повторяет 1-ю строку исходного ($1 \cdot n = 1$ исх.);

2-я строка преобразованного изображения является результатом усреднения 1-й и 2-й строк исходного с коэффициентами $\frac{1}{3}$ и $\frac{2}{3}$ соответственно ($2 \cdot n = \overline{\frac{1}{3} \cdot (1 \cdot n) + \frac{2}{3} \cdot (2 \cdot n)}$);

3-я строка преобразованного изображения является результатом усреднения 2-й и 3-й строк исходного с коэффициентами $\frac{2}{3}$ и $\frac{1}{3}$ соответственно ($3 \cdot n = \overline{\frac{2}{3} \cdot (2 \cdot n) + \frac{1}{3} \cdot (3 \cdot n)}$);

4-я строка преобразованного изображения повторяет 3-ю строку исходного ($4 \cdot n = 3$ исх.);

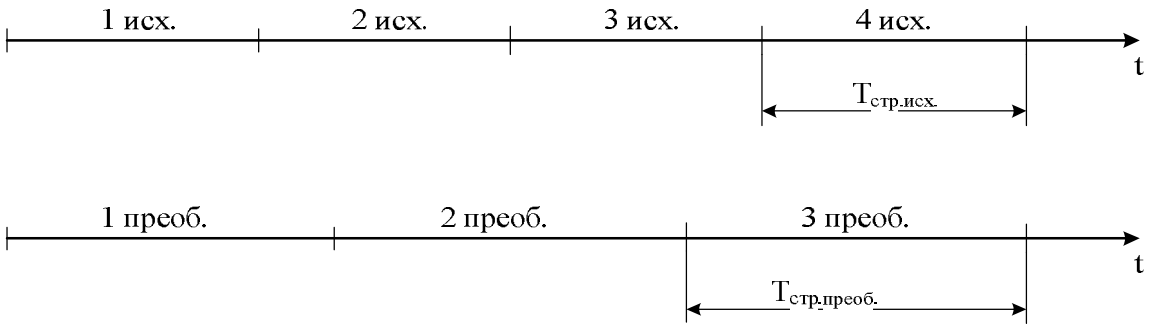


Рисунок 4.29 – Вертикальное преобразование (временные диаграммы)

Для большей наглядности приведем пространственную картину вертикального преобразования с коэффициентами m=4, n=3.

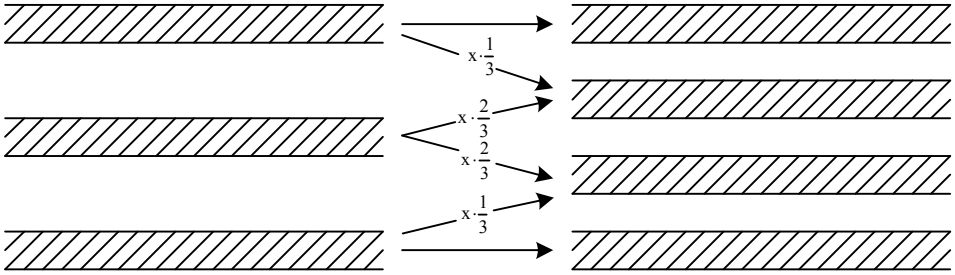


Рисунок 4.30 – Вертикальное преобразование (пространственная картина)

Структурная схема блока вертикального преобразования, реализующего указанный выше алгоритм, включает в себя одну линию задержки на строку, 2 умножителя на коэффициент A5–A6, сумматор U3, коммутатор U5.

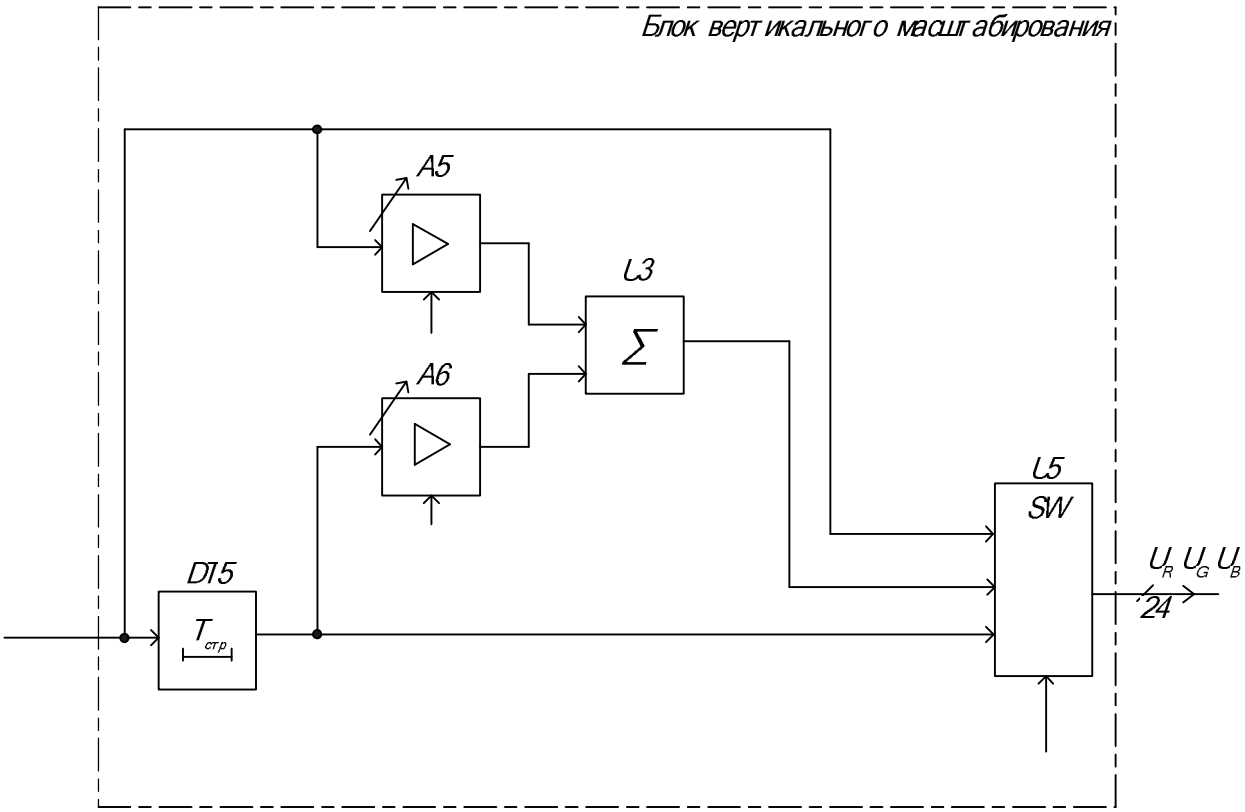


Рисунок 4.31 – Структурная схема блока вертикального преобразования для разрешения 768×576 и коэффициентов m=4, n=3

Раздел 5

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО РАДИОКАНАЛАМ И НАПРАВЛЯЮЩИМ СРЕДАМ

- **ОРГАНИЗАЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ**
- **ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ РАДИОСИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ**
- **ТЕЛЕВИЗОР ЦВЕТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ**
- **ПЕРЕДАЧА ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ В СОСТАВЕ ТВ СИГНАЛА**

◄ **К содержанию**

5.1 ОРГАНИЗАЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Стандарты телевизионного вещания

По состоянию на 2000 г. в мире действуют десять стандартов телевизионного вещания: B, D, G, H, I, K, K1, L, M и N [4]. 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 (табл. 5.1, рис. 5.1).

Таблица 5.1 - Основные характеристики стандартов ТВ вещания.

Стандарт	**B**	**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: - изображения - звука	АМ (нег.) ЧМ	АМ (нег.) ЧМ	АМ (нег.) ЧМ	АМ (нег.) ЧМ	АМ (нег.) ЧМ	АМ (нег.) ЧМ	АМ (нег.) ЧМ	АМ (поз.) АМ	АМ (нег.) ЧМ	АМ (нег.) ЧМ

Девять стандартов имеют 625 строк при частоте полей 50 Гц; стандарт M, 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

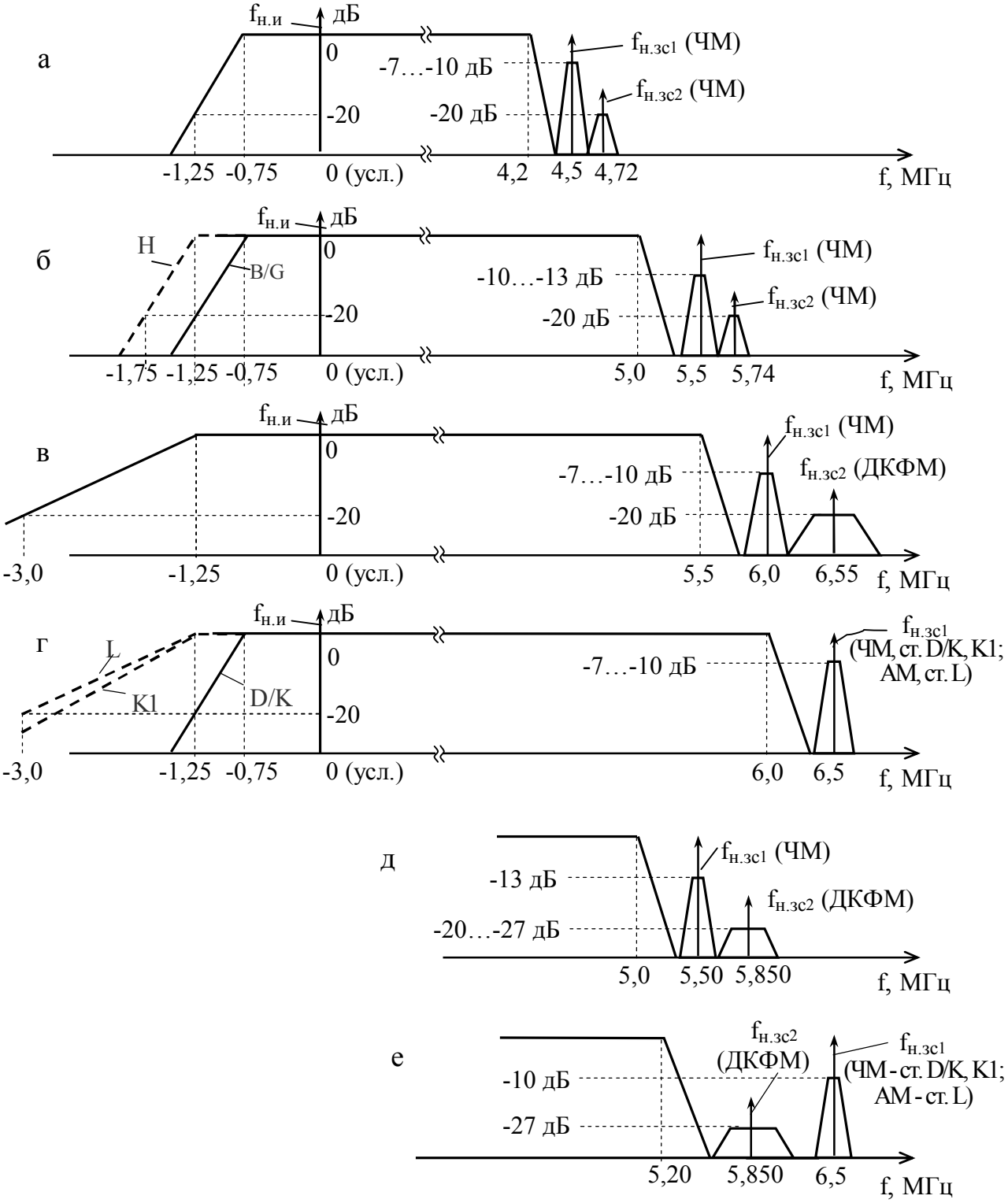


Рисунок 5.1 - Обобщенные спектры радиосигналов вещательного телевидения различных стандартов:

а – стандарты M, N; б – стандарты B/G, H; в – стандарт I; г – стандарты D/K, K1, L; д – стандарты B/G с передачей стерео ЗС системы NICAM; е – стандарты D/K, L с передачей стерео ЗС системы NICAM.

L, используемый во Франции, во всех остальных применяется негативная АМ несущей изображения и ЧМ несущей звука. В стандартах M 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 B, G и H имеют одинаковые параметры, B применяется в диапазоне МВ, G и H – в ДМВ; аналогично стандарты D, K и K1 (D - в МВ, K - 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 M и N; 5,5 МГц – в B, G, H; 6,0 МГц – в I; 6,5 МГц – в D, K, 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 M 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 B, G, D, K, M и N ширина неподавленной одной боковой полосы составляет 0,75 МГц с ослаблением на 20 дБ на частоте минус 1,25 МГц, в H, I, K1 и L – 1,25 МГц, причем ослабление 20 дБ допускается обеспечивать на частотах минус 1,75 МГц в H; 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.

Системы передачи стереофонического звукового сопровождения

В настоящее время в мире используется четыре различные и несовместимые между собой системы стереофонического звукового сопровождения в телевидении: аналоговые системы BTSC, EIAJ, A2/Zweiton и цифровая система NICAM [5].

Система BTSC (ранее - MTS) представляет собой усовершенствованный вариант системы с пилот-тоном фирмы Zenith, широко применяемой в стереофоническом МВ ЧМ вещании и позволяет организовать передачу основного стереосигнала звукового сопровождения, а также полностью независимого от него дополнительного моносигнала с сокращенной полосой частот (60 Гц... 10 кГц) и узкополосного (3 кГц) комментаторского канала.

В данной системе звуковые сигналы левого (L) и правого (R) каналов подаются каждый через предыскажающую схему с постоянной времени 50 мкс и через фильтр нижних частот с частотой среза 15 кГц на матричную схему, формирующую совместимый монофонический суммарный сигнал (L+R) и стереофонический разностный сигнал (L-R). Далее разностный сигнал модулирует поднесущую частоту, которая, в отличие от радиовещания, где частота поднесущей составляет 38 кГц, выбрана равной удвоенной частоте строк (31,468 кГц). Такой выбор частоты поднесущей обусловлен тем, что в данном случае основные перекрестные помехи в полосе частот модулированного радиосигнала (L-R) при его демодуляции снижаются до нуля.

Дополнительный сигнал передается методом ЧМ на поднесущей частоте, равной $5f_{СТР}$, комментаторский канал - также методом ЧМ на частоте $6{,}5\ f_{СТР}$. Затем полученные радиосигналы складываются с сигналом (L+ R) и с пилот-сигналом с частотой $f_{ПТ} = f_{СТР} = 15{,}734$ кГц, формируя комплексный стереосигнал, который подается на частотный модулятор. Низкочастотная часть спектра (30 Гц... 15 кГц) занята совместимым монофоническим сигналом (L+ R), в то время как диапазон частот 16,5... 46,5 кГц несет разностный сигнал (L-R), а в полосе частот 68 ... 105 кГц располагаются дополнительный и комментаторский каналы (рис. 5.2, а). При использовании этой системы полоса частот основного модулирующего сигнала, с которым работают передатчик и приемник, увеличивается в 46,5/15 (3,1 раза) по сравнению с монофонической передачей.

Неудачным является то обстоятельство, что мощность шума на выходе ЧМ-дискриминатора увеличивается пропорционально квадрату ширины полосы частот модулирующего сигнала, в результате чего шумовая характеристика этой стереофонической системы приблизительно в 9,6 раза (на 19 дБ) хуже, чем при монофонической передаче. Поэтому в данной системе дополнительно используется система шумопонижения типа dBX, которая дает улучшение отношения сигнал/шум приблизительно на 20 дБ во всей полосе частот.

Система EIAJ, известная также под названием «ЧМ-ЧМ система», принята для использования в Японии в 1978 г. и использует частотную модуляцию поднесущей разностным сигналом L-R. Частота поднесущей, как и в системе BTSC, равна второй гармонике строчной частоты. Суммарный сигнал передается в основной полосе частот (30 Гц ... 15 кГц). Благодаря использованию частотной модуляции поднесущей, сигнал (L-R) значительно меньше подвержен действию шумов, чем в системе BTSC, использующей амплитудную модуляцию поднесущей. Японская система, кроме того, позволяет использовать канал на поднесущей для передачи отдельной программы, независимо от программы основного канала. Это позволяет организовывать двуязычное звуковое сопровождение. Для определения типа передаваемой звуковой программы на поднесущей частоте 55,125 кГц методом АМ передается пилот-сигнал с частотой 922,5 Гц при двуязычном и 982,5 Гц при стереофоническом звуковом сопровождении (рис. 5.2, б).

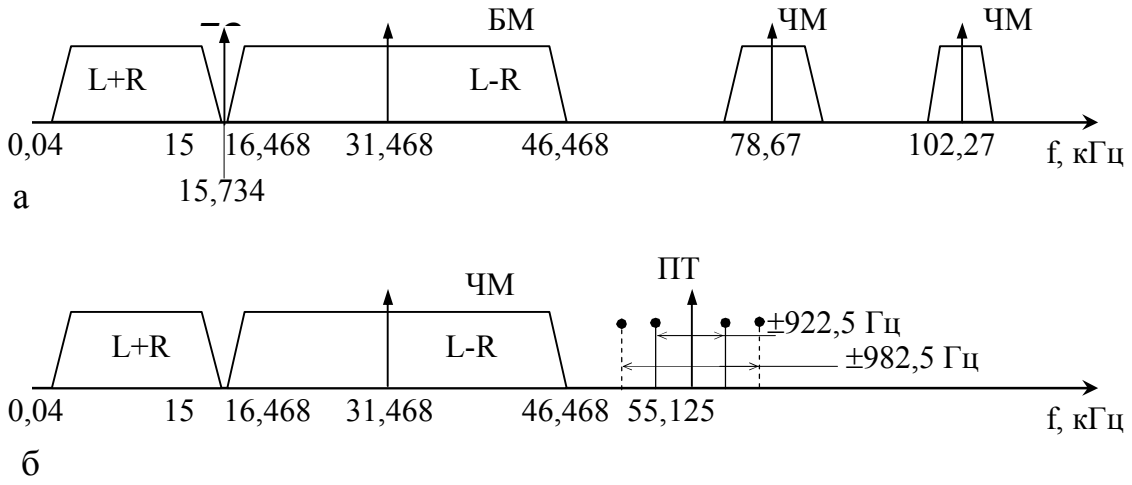


Рис. 5.2. Спектр комплексного стереосигнала:
а – система BTSC, б – система EIAJ

Однако платой за эти усовершенствования являются относительно большие искажения, связанные с использованием частотной модуляции поднесущей. Они возникают в связи с тем, что ЧМ сигнал L-R должен быть сильно ограничен по полосе частот перед сложением его с основным сигналом в передатчике. Это необходимо для того, чтобы предотвратить взаимные помехи между ними. Такое ограничение по полосе частоте устраняет в боковых полосах ЧМ сигнала составляющие высших порядков, которые необходимы для демодуляции с малыми искажениями. На практике система ЧМ-ЧМ дает в канале на

поднесущей искажения порядка 2%, в то время как с АМ-поднесущей можно достигнуть уровня искажений ниже 0,1% [14]. Помимо этого помехи от видеосигнала, несмотря на то, что сами по себе они не слышны, в сложном сочетании с несущей могут вызывать перекрестные искажения.

ЧМ сигнала составляющие высших порядков, которые необходимы для демодуляции с малыми искажениями. На практике система ЧМ-ЧМ дает в канале на поднесущей искажения порядка 2%, в то время как с АМ-поднесущей можно достигнуть уровня искажений ниже 0,1% [14].

Помимо этого помехи от видеосигнала, несмотря на то, что сами по себе они не слышны, в сложном сочетании с несущей могут вызывать перекрестные искажения.

Система A2/Zweiton, разработанная в ФРГ, использует альтернативное решение - передачу стереосигнала на двух несущих. Вторая несущая сигнала звукового сопровождения отстоит от основной на 0,24 МГц и передается с уровнем на 7 дБ ниже, чем первая. Аналогично системе ЧМ-ЧМ, эта система позволяет передать либо стереофонический сигнал, либо вторую программу.

При использовании этой системы в стереофоническом режиме на основной несущей передается полусумма сигналов правого (R) и левого каналов (L), а на второй несущей - сигнал R. Причина передачи сигнала R вместо сигнала (L-R)/2 заключается в следующем. Поскольку на обе несущие воздействует помеха от одного и того же видеосигнала, то они приобретают одинаковый фоновый шум. Если суммарный сигнал (L+R) и разностный сигнал (L-R) разделяются в матрице декодера на сигналы L и R, то этот шум будет суммироваться в случае выделения сигнала L и вычитаться в случае выделения сигнала R, производя мешающее гудение с одной стороны. При использовании сигналов (L+R)/2 и R шум в обоих каналах становится одинаковым и имеет более низкий уровень.

Система A2/Zweiton имеет также разновидности A2+ и A2*, адаптиро ванные для стандартов M и D/K соответственно. Отличие их от основной системы заключается в том, что в системе A2+ передаются сигналы (L+R)/2 (основная несущая) и (L-R)/2 (дополнительная несущая), а в системе A2* частота дополнительной несущей на 0,24 МГц ниже частоты основной. Тип передаваемой программы во всех системах определяется сигналом пилот-тона, частота которого равна 117,5 Гц (149,9 Гц для системы A2+) для стереофонического звукового сопровождения (рис. 5.3) и 274,1 (276,0 Гц в системе A2+) для дву-

язычного. Сигнал пилот-тона передается при помощи АМ поднесущей с частотой $3{,}5f_{СТР}$ = 54,6875 кГц (55,0689 кГц в системе А2+).

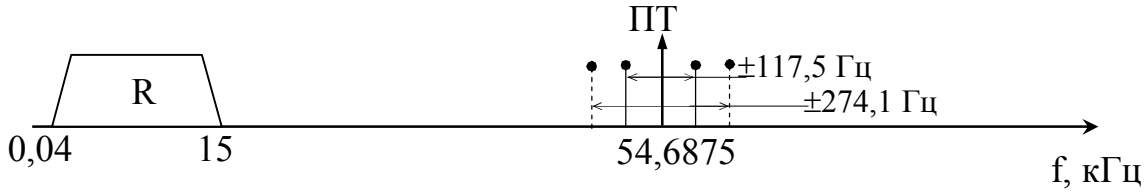


Рис. 5.3. Спектр сигнала, передаваемого в системе А2-Zweiton на дополнительной несущей

Система передачи стереозвукового сопровождения NICAM [6, 7] в 1986 г. утверждена в качестве стандарта для наземного телевидения в Великобритании, а в последующие годы принята во многих странах Европы. С помощью данной системы можно передавать два высококачественных сигнала звукового сопровождения в составе сигналов стандарта 625/50. Отличие системы NICAM от вышеперечисленных заключается в том, что в данной системе звуковые сигналы передаются в цифровой форме. Распространение цифрового кодирования и обработки звука на каналы передачи вещательного телевидения сулит радикальное решение проблемы стереофонии или двуязычного звукового сопровождения в телевидении и, что более важно, повышение качества воспроизведения звука до уровня Hi-Fi.

Вместо цифрового стереофонического сигнала система NICAM позволяет также передавать два полностью независимых цифровых монофонических сигнала или один цифровой монофонический сигнал плюс канал данных со скоростью 352 кбит/с, либо организовать передачу данных со скоростью 704 кбит/с.

В системе NICAM частота дискретизация принята равной 32 кГц и 10-разрядное кодирование. Звуковой сигнал ограничивается по частоте до 15 кГц. 10-битному квантованию соответствует отношение сигнал/шум порядка 60 дБ, что явно недостаточно для высококачественного звукового канала. Однако применение метода постоянного «смещения линии развертки» позволило в рамках информационного потока 320 кбит/с, соответствующего 10-битному кодированию, поднять качество звукопередачи до 14-битного. При этом отношение сигнал/шум достигает 76 дБ. Общий поток звуковой информации в двух каналах - 640 кбит/с, а с учетом проверочных символов и другой служебной информации,

необходимой для точного восстановления сигнала в приемнике, общий поток возрастает до 728 кбит/с. Отсюда система получила название NICAM-728.

Полученным цифровым потоком модулируется поднесущая, имеющая частоту 6,552 МГц (5,85 МГц для стандартов B/G, K1, H и L) - см. рис. 5.1, в, д. Вид модуляции - дифференциальная квадратурно-фазовая манипуляция (ДКФМ или DQPSK). Полоса частот радиосигнала ограничивается до 700 кГц (500 кГц для стандартов B/G, H, K1 и L) по уровню минус 30 дБ. Ширина полосы частот телевизионного канала в стандартах D, K, K1 и L не позволяет разместить поднесущую системы NICAM выше поднесущей основного (аналогового) звукового сопровождения, поэтому она располагается в области верхних частот сигнала изображения, причем полоса частот видеосигнала ограничивается в данном случае до 5,2 МГц (см. рис. 5.1, е).

Рассмотренный выбор параметров цифрового кодирования для системы NICAM позволил, оставаясь в пределах стандартной полосы телевизионного вещательного канала 7 МГц или 8 МГц, обеспечить полосу частот 20...15000 Гц в каждом из двух звуковых каналов. Разделение этих каналов - абсолютное. Поэтому сигналы стереозвукового и, что особенно важно, двуязычного звукового сопровождения свободны от перекрестных помех. Благодаря передаче звука в цифровой форме полностью устраняются также перекрестные помехи в звуковой канал от канала передачи сигналов изображения. Система NICAM полностью отделена от стандартного аналогового звукового канала с частотной модуляцией и не создает помех при приеме по этому каналу. Таким образом выполняется требование совместимости с существующей системой передачи звукового сопровождения.

Как видно из проведенного выше анализа, наилучшими параметрами обладает система NICAM. Аналоговые системы передачи стереозвука не позволяют получить отношение сигнал/шум выше 50...55 дБ, причем это отношение сильно зависит от характера сигнала изображения и в неблагоприятных случаях (сюжет в виде вертикальных линий или передача титров) может снижаться до 30...35 дБ. Устранить влияние сигнала изображения на звуковой сигнал можно, применив в телевизоре параллельный канал обработки сигналов изображения и звукового сопровождения, но и в этом случае качество звуковоспроизведения будет заметно ниже, чем при использовании системы NICAM.

Недостаток системы NICAM по сравнению с аналоговыми системами - большая сложность построения кодирующего и декодирующего устройств, а

также расположение поднесущей в спектре сигнала изображения в стандартах K1 и L. Однако сложность схемотехники при нынешнем уровне развития микроэлектроники уже не имеет решающего значения, а поднесущая в полосе частот видеосигнала хотя и снижает четкость изображения, но не является значительной помехой благодаря тому, что имеет уровень минус 20 дБ – минус 27 дБ по отношению к несущей сигнала изображения.

Естественно, что все проблемы связанные с организацией стереофонического звукового сопровождения устраняются в цифровом ТВ вещании, в котором все сигналы уплотняются по времени и, к тому же, улучшается качество звукового сопровождения, так как его ширина полосы частот составляет 20Гц..20кГц (как в CD и DVD дисках).

Состояние телевизионного вещания в Республике Беларусь

В Беларуси телевизионное вещание начато в 1956. Многопрограммным цветным телевизионным вещанием охвачена практически вся территория Республики Беларусь. Формирование программ ведётся в Минске (2 программных телецентра) и областных центрах. Распределение сигналов изображение 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 (см. Оптическая связь). 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 дециметровом. 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 5 телепрограмм (“1-й канал”, “ОНТ”, “СТВ”, “Лад” и “НТВ“) 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 5.2 Телевизионное вещание в РБ (на 1.1.2008)

Программы	Всего населения		В т.ч. сельское население	
	чел.	% от общей численности	чел.	% от общей численности
Телевизионные программы				
“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 телевещание	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 (5 ТВ программ)	3 115 972	32.08	415 726	15.75

5.2 ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ 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 цветовым видеосигналом $U_{ПЦТС}(t)$, 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 синхроим-

пульсы, 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.

Рассмотрим обобщенную структурную схему радиотракта вещательного телевидения (рис. 5.4). Если на вход амплитудного модулятора UB1 подать сигнал $U_{ПЦТС}(t)$ с условно равномерным спектром (рис. 5.5, а), на выходе образуются две боковые полосы частот и несущая изображения $f_{Н.И}$ (рис. 5.5, 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)…($f_{Н.И}$ – 0,75) МГц равен 0 дБ, а участок ($f_{Н.И}$ – 0,75)…($f_{Н.И}$ – 1,25) МГц имеет линейно спадающий склон с подавлением на

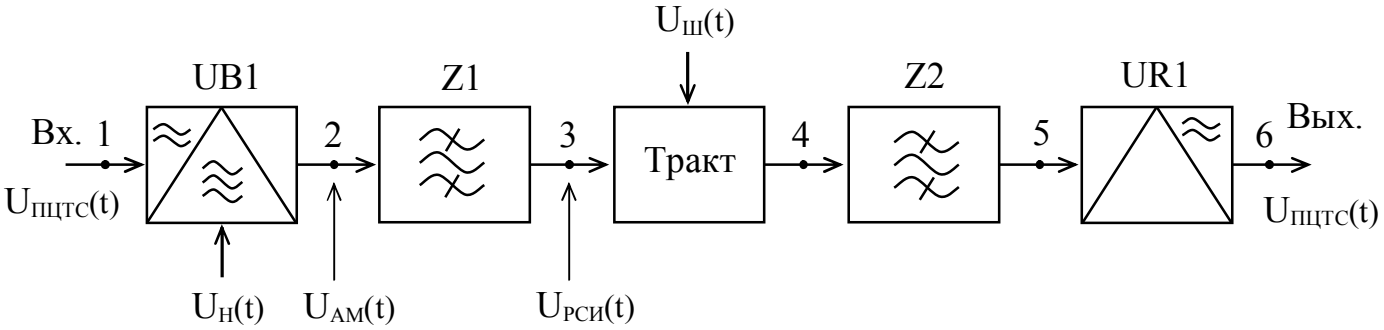


Рисунок 5.4 - Обобщенная структурная схема радиотракта вещательного телевидения.

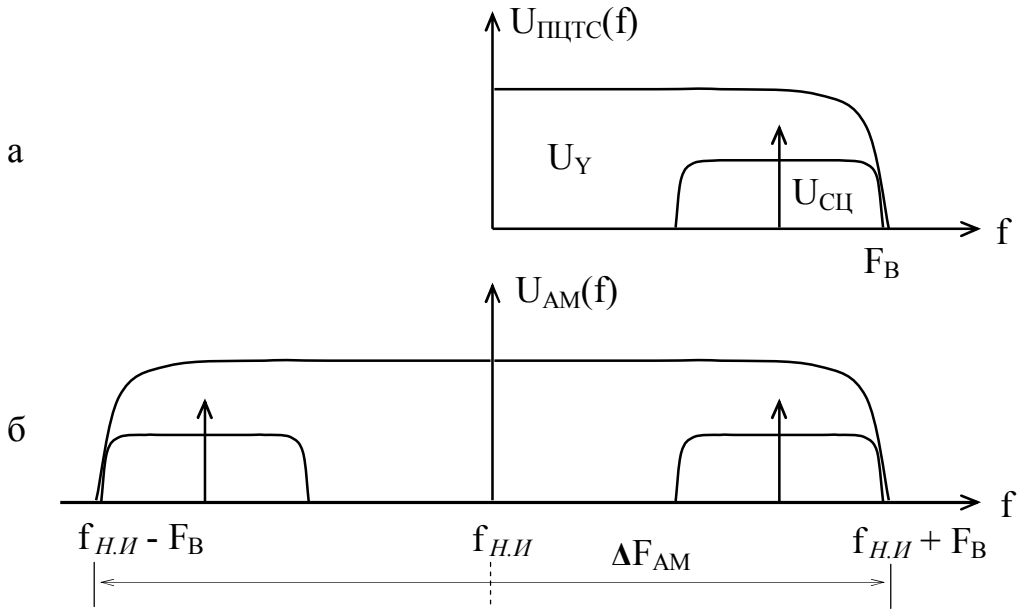


Рисунок 5.5 – Спектры сигналов на входе (а) и выходе (б) модулятора ТВ передатчика

границе не менее чем на 20 дБ (рис. 5.6, а).

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

$$U_{РСИ}(t) = U_\omega \cos[\omega(t-\tau)]\left\{K_\omega + \sum_{i=1}^{n}(m_i/2)\left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i}\right)\cos[\Omega_i(t-\tau)]\right\} +$$
$$+ U_\omega \sin[\omega(t-\tau)], \left\{K_\omega + \sum_{i=1}^{n}(m_i/2)\left(K_{\omega-\Omega_i} + K_{\omega+\Omega_i}\right)\sin[\Omega_i(t-\tau)]\right\}, \quad (5.1)$$

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 обусловливает. Так как в верхней боковой полосе частот РСИ содержится в неискаженном виде вся информация о моду-

лирующем 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 (рис. 5.5, 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. рис. 5.4) однозначно ведет к изменению формы радиосигнала и появлению квадратурной составляющей. Если АЧХ приемника $K_{ПР}$ (рис. 5.6, 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 ($f_{Н.И}$ ± 1,25) МГц, ВЧ составляющих – одной (рис. 5.6, а) и неграмотным построением радиоканала приемника. Если спектр амплитуд на входе модулятора условно принять равномерным (рис. 5.5, а), то на выходе ВД UR1 низкочастотные составляющие будут в два раза превышать значения высокочастотных составляющих (рис. 5.6, 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:

$$K_{КСС}(f) = K_{КСС}(f_{Н.И} - \Delta F) + K_{КСС}(f_{Н.И} + \Delta F) = 2K(f_{Н.И}), \qquad (5.2)$$

$$K_{КСС}(f) = K_{ПД}(f) \cdot K_{ПР}(f), \qquad (5.3)$$

где ΔF = (0…0,75) МГц;

$K_{ПД}(f)$ и $K_{ПР}(f)$ – коэффициенты передачи фильтров передатчика и радиоканала приемника, представленного фильтром Z2 на рис. 5.4.

Одна из возможных зависимостей $K_{КСС}(f)$, удовлетворяющая требованию (3.2) и применяющаяся на практике, приведена на рис. 5.6, б. В этом случае спектр на выходе видеодетектора будет равномерным.

Нелинейные искажения, как следует из (5.1), 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 (5.2) и (5.3), которые в разной степени и рассматриваются в литературе [1, 2]. В первом КСС реализуется фильтром передатчика, а радиотракт приемника имеет прямоугольную (идеализированную) АЧХ (см. рис. 5.6, б). Во втором случае КСС формируется в усилителе промежуточной частоты телевизора, а АЧХ передатчика имеет прямоугольный вид (см. рис. 5.6, 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 Z1, (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 рис. 5.6, 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 (рис. 5.7, 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:

$$U_{ш.вых.вд} = \sqrt{e_ш^2 + e_ш^2} = \sqrt{2} e_ш, В / Гц. \qquad (5.4)$$

Таким образом, первый вариант по отношению С/Ш является наилучшим. Поэтому он применяется в магистральных системах передачи по коаксиально-

му кабелю, в которых нельзя увеличивать уровень ТВ сигнала на входе линии ввиду возрастания нелинейных искажений в усилителях.

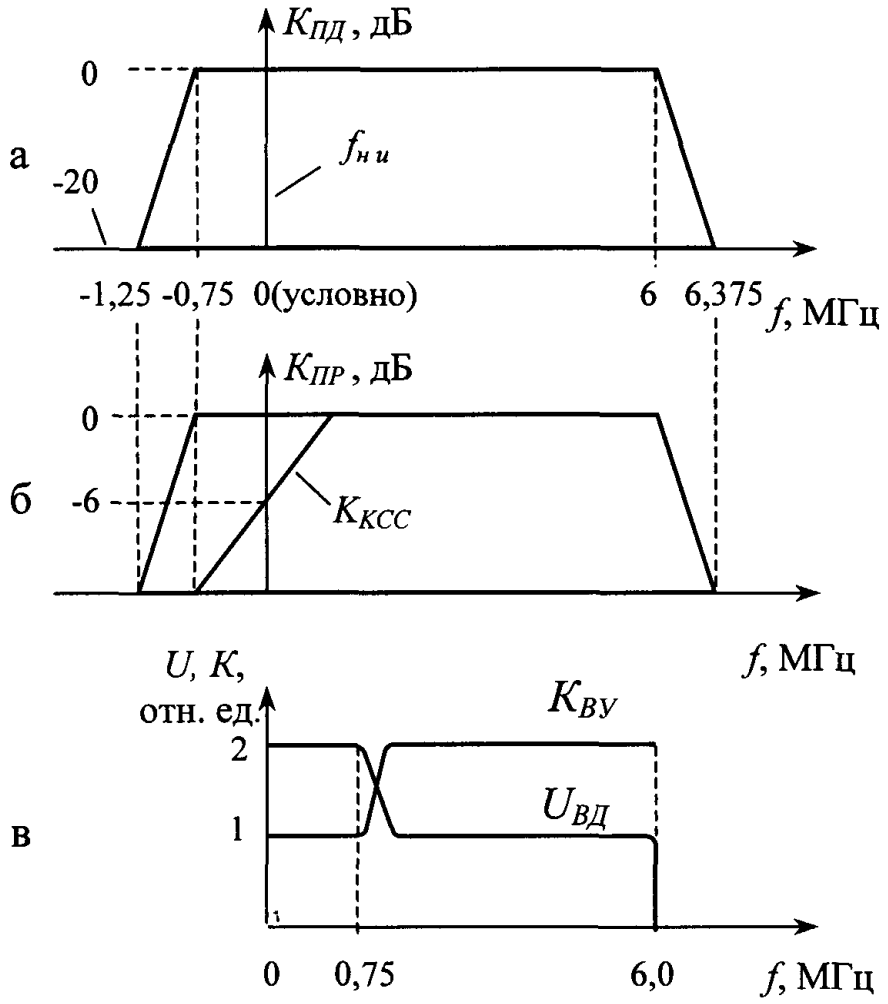


Рис. 5.6. Виды АЧХ телевизионного радиотракта

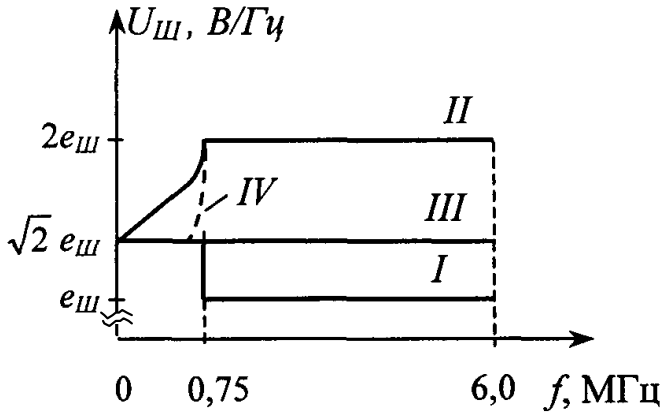


Рис. 5.7. Спектральная плотность напряжения шума на выходе ВД

Второй вариант, используемый в наземном ТВ вещании, по ОСШ является самым худшим (см. рис. 5.7, кривая II), однако в нем существенно упрощает-

ся 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 (рис. 5.8, 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 $f_{Н.И2}$ - $f_{Н.З1}$).

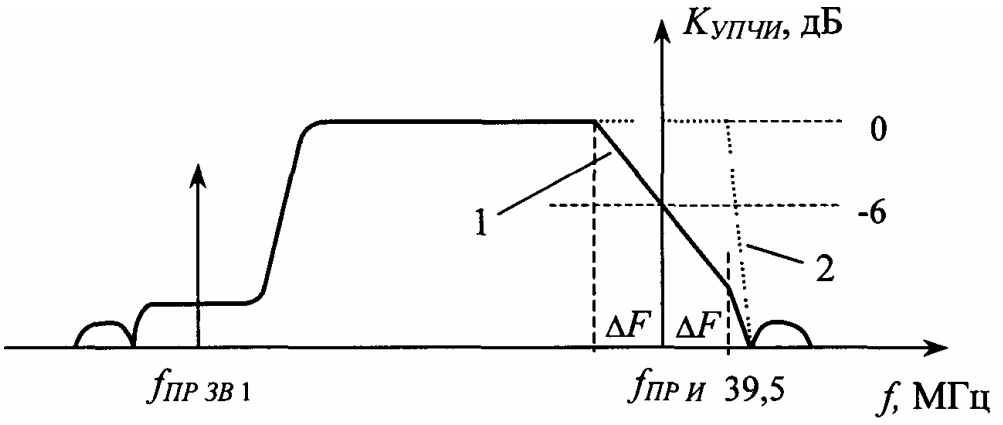


Рисунок 5.8 - Варианты АЧХ УПЧИ телевизора

В первом варианте на тех же частотах нужно иметь подавление в 0; 0; 0 (или минус 3 дБ) и минус 42 дБ (см. рис. 5.8, 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) [2]. Третий вариант на практике не используется, хотя по шумовым свойствам он уступает только первому (см. рис. 3.4, 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 (рис. 5.6, б, без КСС), т.е. при АЧХ УПЧИ вида 2 на рис. 5.8 [3]. 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 $K_{ВУ}$ должна иметь вид, приведенный на рис. 5.6, 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 рис. 5.7, IV. Существенным является постоянство его спектральной плотности ($\sqrt{2}e_ш$) 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 $f_{ПР.И}$, 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 $f_{ПР.ЗВ1}$ в $f_{ПР.ЗВ2}$. При АЧХ УПЧИ вида 2 (см. рис. 5.8) нет необходимости в усложнении схемы и применении квазипараллельного тракта ПЧ.

Несущая звукового сопровождения $f_{Н.З}$, 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 $F_Н$ = 30 Гц до $F_В$ = 15 кГц. Ширина полосы частот $П_{ЧМ}$ при частотной модуляции зависит от индекса частотной модуляции β, равного

$$\beta = \Delta f / F_В, \qquad (5.5)$$

где Δf - девиация частоты,

$F_В$ - высшая модулирующая частота.

При $\beta \le 0,4$

$$П_{ЧМ} \approx П_{АМ} = 2F_В, \qquad (5.6)$$

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

$$П_{ЧМ} = 2F_В(1+ \beta+\sqrt{\beta}). \qquad (5.7)$$

При передаче сигнала звукового сопровождения максимальная девиация частоты составляет ± 50 кГц (± 25 кГц в стандартах M и N), при этом $\beta > 1$, а ширина полосы частот $П_{ЧМ}$ = 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 сравнением со случаем применения АМ. Объясняется это тем, что ЧМ дает выигрыш в помехоустойчивости:

$$B^2 = (С/Ш)^2_{ВЫХ.ЧД} / (С/Ш)^2_{ВЫХ.АД} = 3\beta^2, \qquad (5.8)$$

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).

5.3 ТЕЛЕВИЗОР ЦВЕТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Общая 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 5.9).

Селектор каналов всеволновый (СКВ) обеспечивает выделение радиосигнала вещательного телевидения $U_{РСВТ}$, 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 Synteses Tuner) и с синтезатором частоты с петлей ФАПЧ (PLL – Phase Line Loqued).

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) [12]) требуется один или два фильтра соответственно. В ТПЧ обеспечивается основное усиление РСИ и РСЗС, выполняется их демодуляция и формируются напряжения автоматической регулировки усиления (АРУ) $U_{АРУ}$ 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 многофункциональной ИМС.

Продетектированные полный цветовой телевизионный сигнал (ПЦТС) $U_{ПЦТС}$ 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) ВА1. 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 сопро-

вождением – в нашей стране подобное, к сожалению, отсутствует), либо через SCART с любого внешнего источника. Если телевизор разрабатывается как основа для «домашнего 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 $U_{СЦ}$ 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 СЦ 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 $U_н$, модулятора $U_м$, ускоряющее $U_{уск}$ и фокусирующее $U_ф$, 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 IIT 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 [13], 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.

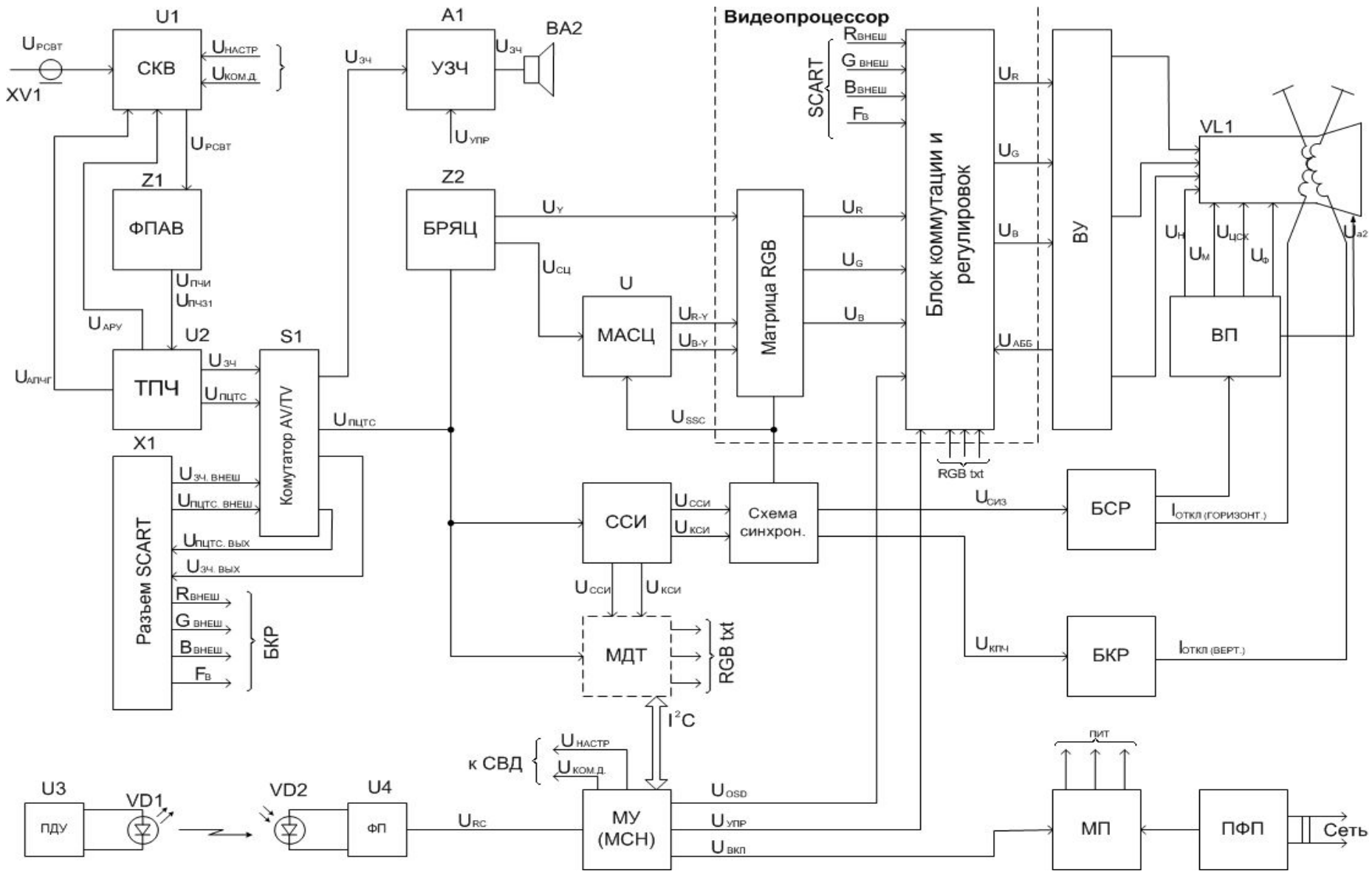


Рисунок 5.9 – Обобщенная структурная схема цветного телевизора

Функциональные схемы основных узлов телевизионного приемника

Селектор каналов всеволновый

Селектор каналов всеволновый (СКВ) предназначен для выбора РСТВ одной из телевизионных программ, передаваемых в диапазоне метровых или дециметровых волн, и преобразования его на промежуточную частоту.

Эфирное телевизионное вещание в нашей стране осуществляется по стандартам D/K в определенных участках МВ и ДМВ, разбитых на пять поддиапазонов:

I – 1-й и 2-й ТВ каналы (48,5…66,0 МГц);

II – 3 – 5-й ТВ каналы (76,0…100,0 МГц);

III – 6 – 12-й ТВ каналы (174,0…230,0 МГц);

IV – 21 – 34-й ТВ каналы (470,0…582,0 МГц);

V – 35 – 60-й ТВ каналы (582,0…790,0 МГц).

В кабельных распределительных сетях также возможно использование частотных диапазонов, запрещенных для эфирного вещания: в диапазоне МВ – СК1…СК8 (110,0…174,0 МГц), СК9…СК19 (230,0…302,0 МГц); в диапазоне ДМВ – СК20…СК40 (302,0…470,0 МГц). Кроме того, диапазон ДМВ может быть расширен с 60 до 69 каналов (до 862 МГц).

Учитывая, что СКВ должен перекрывать весь диапазон частот, отведенный для ТВ вещания (как эфирного, так и кабельного), определим коэффициент перекрытия по частоте

$$q = \frac{f_{MAX}}{f_{MIN}} = \frac{862}{48} \approx 18.$$

Реализовать тракт с таким коэффициентом перекрытия по частоте схемотехнически невозможно, поэтому все современные СКВ строятся по трехканальной схеме (рисунок 5.10) – с делением на поддиапазоны А (48…170 МГц), В (170…450 МГц) и С (450…855 МГц). В этом случае максимальный коэффициент перекрытия по частоте составляет

$$q_{MAX} = q_A = \frac{168}{48} = 3{,}5,$$

что позволяет реализовывать электронную перестройку по частоте как входных фильтров УВЧ, так и гетеродинов.

Действительно, чтобы изменить частоту в 3,5 раза, необходимо изменить емкость варикапов в q^2, т.е. примерно в 12,5 раз, так как изменение частоты об-

ратно пропорционально корню квадратному из величины емкости (или индуктивности):

$$f = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Коэффициент перекрытия по емкости лучших современных варикапов составляет 20…25 раз, так что последнее условие достаточно легко выполнимо.

Тракты каждого диапазона в СКВ независимы и содержат раздельные входные цепи Z1.1, Z2.1 и Z3.1, УВЧ A1…A3, полосовые фильтры Z1.2, Z2.2 и Z3.2, смесители UZ1…UZ3 и гетеродины G1…G3. Общими для всех трактов являются выходной ФНЧ Z4 и предварительный УПЧ A4.

Входные цепи и полосовые фильтры каждого поддиапазона выполняются перестраиваемыми по частоте и обеспечивают подавление зеркального и прямого каналов приема, а также частичную избирательность по соседнему каналу. Полоса пропускания каждого канала составляет от 8 до 11 МГц в нижнем (A) поддиапазоне, 8…13 МГц в среднем (B) и 12…14 МГц в верхнем (C) поддиапазонах. Центральная частота определяется напряжением настройки $U_{НАСТР}$, подаваемым на СКВ, выбор требуемого поддиапазона – подачей управляющего напряжения (U_A, U_B или U_C) на соответствующий УВЧ (A1, A2 или A3). На УВЧ также подается напряжение $U_{АРУ}$ автоматической регулировки усиления (АРУ). Напряжение настройки $U_{НАСТР}$ подается одновременно на все перестраиваемые элементы (входные цепи, ПФ, гетеродины).

Есть два способа настройки СКВ на заданный канал – при помощи напряжения настройки или с использованием синтеза частоты. В последнем случае в схему селектора вводится ряд дополнительных функциональных блоков (на рисунке 5.10 изображены штриховыми линиями): делитель U1 с переменным коэффициентом деления (ДПКД), фазовый детектор UR1, делитель частоты U2, опорный кварцевый генератор G4 и ФНЧ Z5.

В отличие от СКВ с синтезатором напряжения в данном случае на схему подается не только напряжение настройки, но и значение коэффициента деления ДПКД по цифровой шине I^2C. Частота гетеродина, поделенная в n раз, сравнивается с частотой опорного генератора G4 в фазовом детекторе UR1. Напряжение ошибки фильтруется ФНЧ Z5 и суммируется с напряжением настройки, подстраивая таким образом частоту гетеродина. В результате ее относительная нестабильность будет определяться нестабильностью частоты кварцевого генератора, которая крайне мала (менее 10^{-5}). Шаг перестройки (скани-

рования) определяется частотой опорного сигнала, поступающего на фазовый детектор с делителем U2. Как правило, в современных СКВ с синтезом частоты коэффициент деления частоты этого делителя имеет несколько фиксированных значений, задаваемых по I^2C шине; в результате шаг перестройки можно установить, к примеру, равным 62,5 кГц, 50 кГц, 31,25 кГц и т.д.

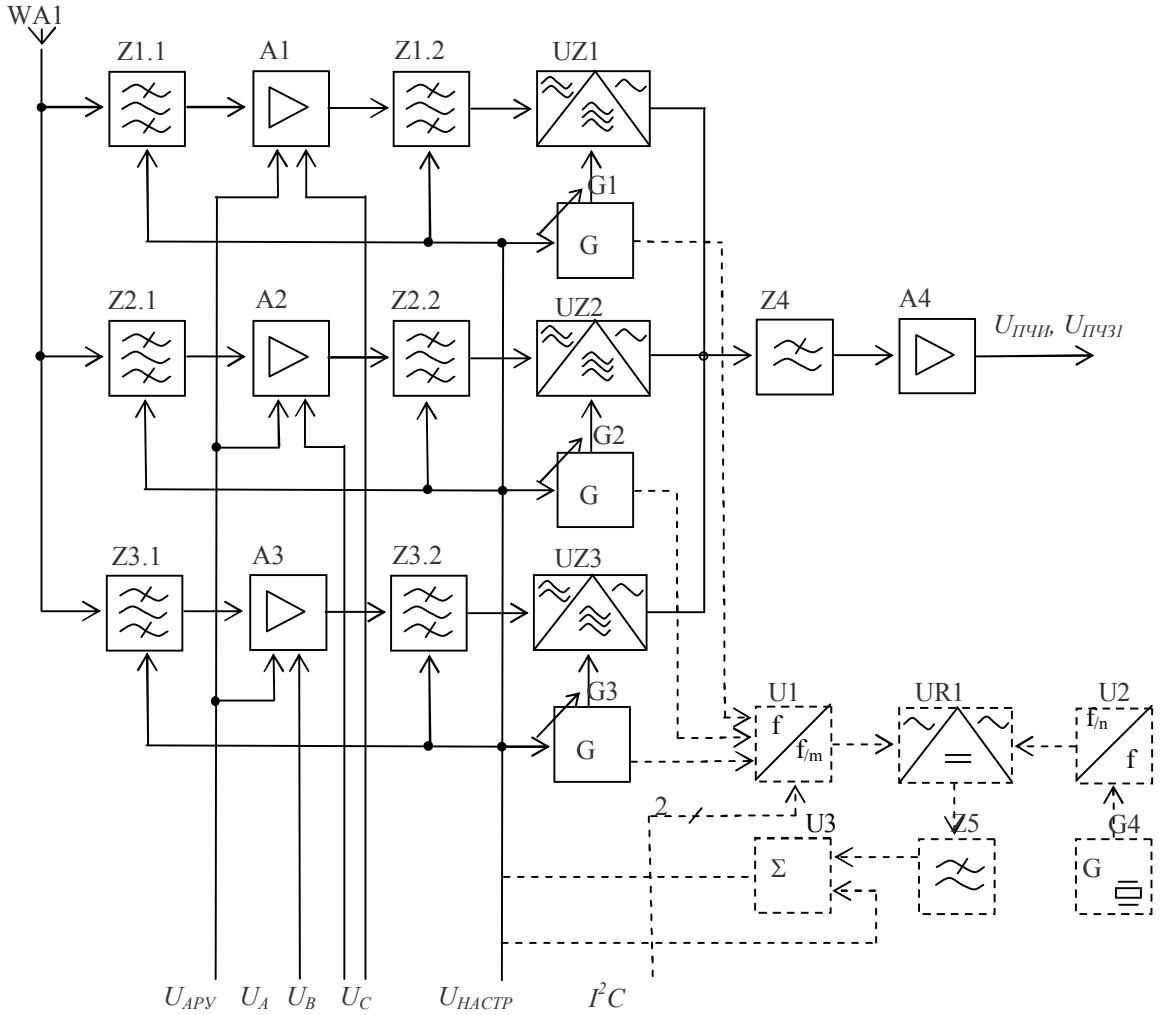


Рисунок 5.10 – Функциональная схема всеволнового селектора каналов

Основные характеристики СКВ, наиболее часто встречающихся в современных телевизорах [14-16], приведены в таблицах 5.3 и 5.4 Из них видно, что основные технические характеристики СКВ практически идентичны, отличие лишь в том, что последние модели (серия UV1300) обладают несколько лучшей чувствительностью и избирательностью, а также требуют напряжения питания + 5 В.

Таблица 5.3 – Основные типы селекторов каналов, используемых в современных телевизионных приемниках

Тип селектора	Аналог	Полоса частот	Способ настройки	Выход ПЧ	Размеры, мм
UV617		Эфирное ТВ	СН	Сим.	84×55×20
UV618		Эфирно-каб. ТВ	СН+ДЧ	Сим.	– // –
UV815	KS-H-61	Всеволновый	СН	Сим.	– // –
UV816	KS-H-64	Всеволновый	СЧ	Сим.	– // –
UV915	KS-V-91	Всеволновый	СН	Сим.	66×46,5×20
UV916	KS-H-96, СКВ-310	Всеволновый	СЧ	Сим.	– // –
UV917	KS-H-95, СКВ-301	Эфирно-каб. ТВ	СН	Сим.	– // –
UV1315	СКВ-411, KS-H-133, KS-H-131	Всеволновый	СН	Сим.	53×43,5×14
UV1316	СКВ-410, KS-H-134	Всеволновый	СЧ	Сим.	– // –
UV1317	СКВ-401, KS-H-133EA	Эфирно-каб. ТВ	СН	Сим.	– // –
KS-V-73		Эфирно-каб. ТВ	СН	Асим.	54×46,5×18,5
KS-H-79		Всеволновый	СН	Асим.	– // –

Таблица 5.4 – Основные технические характеристики современных селекторов каналов

Тип селектора	Коэф. усиления, дБ	Напряжение настройки		Избирательность		Коэф. шума, дБ	$U_{пит}$, В
		min, В	max, В	по ПЧ, дБ	по ЗК, дБ		
UV617	38	0,8	28	60	60…70	8…11	12
UV618	38	0,8	28	60	60…70	8…11	12
UV815	38	0,7	28	60	66	< 11	12
UV816	38	0,7	28	60	66	< 11	12
UV915	38	0,7	28	60	66	< 11	12
UV916	38	1	28	60	66	< 11	12
UV917	38	0,7	28	60	66	< 11	12
UV1315	38	0,5	28	60…70	66…70	9…10	5
UV1316	38	0,5	28	60…70	66…70	9	5
UV1317	38	0,5	28	60…70	66…70	9…10	5
KS-V-73	20	0,5	28	60	45	12	12
KS-H-79	40	0,5	28	60	55	10	12

Кроме того, совершенствование элементной базы и технологии производства позволило уменьшить габаритные размеры СКВ. По этой же причине шаг выводов у этих селекторов уменьшен с 4,45 мм (семейство UV900) до 4 мм (UV1300), поэтому они конструктивно не совместимы, что необходимо учитывать при возможной замене СКВ.

Функциональная схема тракта промежуточной частоты

Функциональная схема тракта ПЧ изображения (ПЧИ) и первой ПЧ звукового сопровождения (ПЧЗ1) представлена на рисунке 5.11. Он выполнен по схеме с совместной обработкой сигналов изображения и звукового сопровождения, а все его активные элементы реализованы на ИМС TDA8362. Сигнал с симметричного выхода ПЧ СКВ (выводы 16, 17) поступает на полосовой фильтр ZQ1 на поверхностных акустических волнах типа КФПА2992 или аналогичный, обеспечивающий необходимую форму АЧХ и ФЧХ УПЧИ.

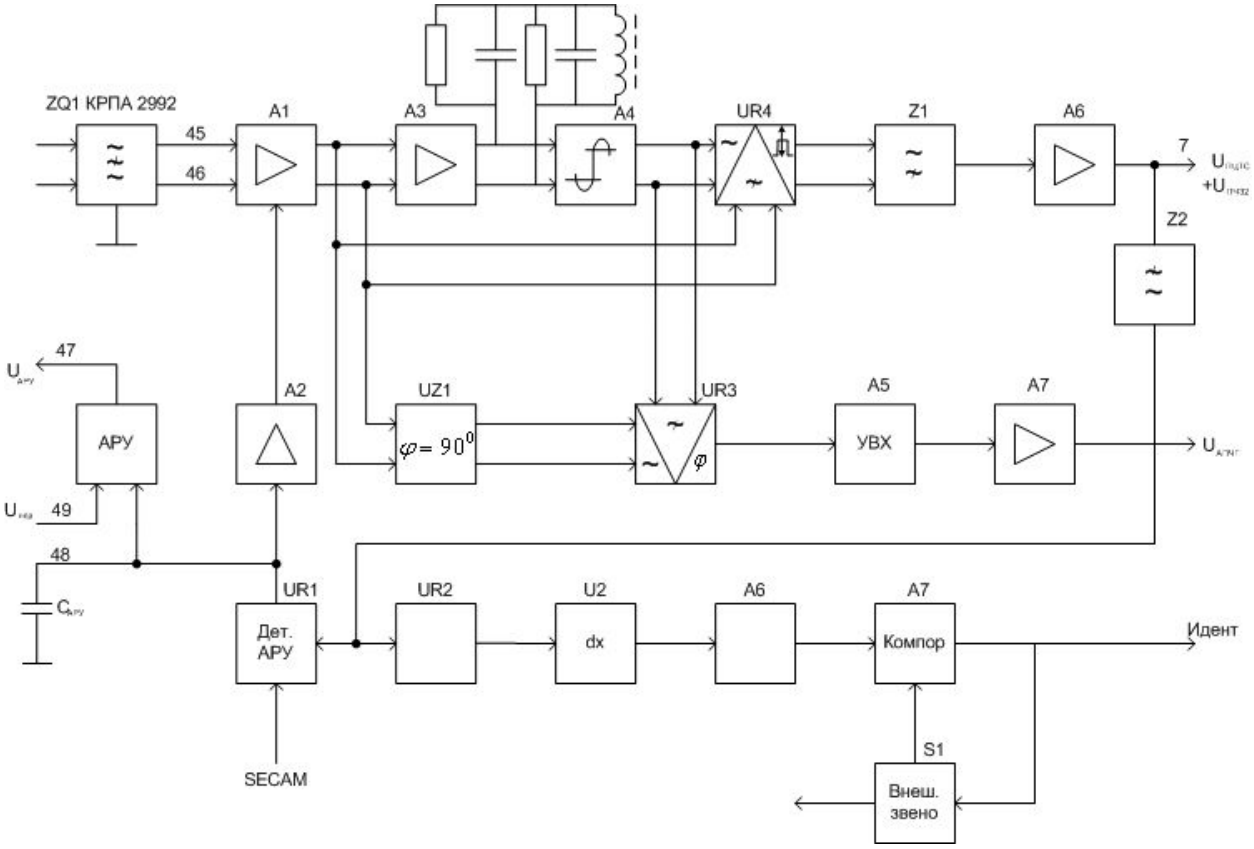


Рисунок 5.11 – Функциональная схема тракта ПЧИ и ПЧЗ1

Основное усиление сигналов ПЧИ и ПЧЗ1 обеспечивается в трехкаскадном дифференциальном усилителе А7. Каскады усилителя охвачены отрица-

тельной обратной связью по переменному току, коэффициент передачи управляется схемой АРУ, состоящей из пикового детектора UR1 и усилителя А2. Диапазон регулировки – 64 дБ, чувствительность по входу, при которой вступает в действие схема АРУ, составляет 70 мкВ.

Детектирование РСИ и преобразование РСЗС с первой ПЧ на вторую производится в синхронном демодуляторе UR4. Он выполнен по схеме балансного перемножителя, на один из входов которого поступают РСИ и РСЗС на первой ПЧ, на второй – опорное колебание, представляющее собой выделенный опорным контуром на внешних элементах R1, R2, C1, C2, L1 сигнал промежуточной частоты изображения. Каскады усиления - ограничения А3, А4 способствуют подавлению амплитудной модуляции.

Рассмотрим подробнее процессы, происходящие в синхронном демодуляторе. Представим РСИ и РСЗС на его входе в следующем виде:

$$U_{РСИ}(t) = U_{ПЧИ} \cdot \left[1 - MU_{ПЦТС}(t)\right] cos(\omega_{ПЧИ} t + \varphi_0), \tag{5.9}$$

$$U_{РСЗС}(t) = U_{ПЧЗ1} \cdot cos\left[\omega_{ПЧЗ1} t + m \int_{-\infty}^{+\infty} U_{ЗЧ}(t) dt\right], \tag{5.10}$$

где $U_{ПЧИ}$, $U_{ПЧЗ1}$ – амплитуды несущих изображения из звукового сопровождения на первой ПЧ;

$U_{ПЦТС}$, $U_{ЗЧ}$ – сигналы изображения и звукового сопровождения;

M – глубина АМ;

m – индекс ЧМ;

$\omega_{ПЧИ} = 2\pi f_{ПЧИ}$ – круговая ПЧИ;

$\omega_{ПЧЗ1} = 2\pi f_{ПЧЗ1}$ – круговая ПЧЗ (первая).

Для упрощения анализа примем, что сигнал ЗЧ является гармоническим:

$$U_{ЗЧ}(t) = cos\,\Omega\, t. \tag{5.11}$$

Тогда

$$U_{РСЗС}(t) = U_{ПЧЗ1} cos\left[\omega_{ПЧЗ1} t + m\, sin\,\Omega\, t\right] \tag{5.12}$$

Сигнал на выходе синхронного демодулятора будет иметь вид:

$$U_{ВЫХ\ СД}(t) = \left[U_{РСИ}(t) + U_{РСЗС}(t)\right] \cdot U'_{ПЧИ}(t), \tag{5.13}$$

где $U'_{ПЧИ}(t) = 2cos(\omega_{ПЧИ} t + \varphi'_0)$ – выделенная схемой регенерации несущая изображения на первой ПЧ.

Используя принципы суперпозиции, рассмотрим по отдельности преобразование РСИ и РСЗС в синхронном демодуляторе. Для РСИ напряжение на выходе СД запишется в виде

$$\begin{aligned} U'_{ВЫХ\,СД}(t) = U_{РСИ}(t)\cdot U'_{ПЧИ}(t) = U_{ПЧИ}\cdot\left[1 - MU_{ПЦТС}(t)\right]cos(\omega_{ПЧИ}t + \varphi_0)\times \\ \times 2cos(\omega_{ПЧИ}t + \varphi'_0) = U_{ПЧИ}\cdot\left[1 - MU_{ПЦТС}(t)\right]cos(2\omega_{ПЧИ}t + \varphi_0 + \varphi'_0) + \\ + U_{ПЧИ}\cdot\left[1 - MU_{ПЦТС}(t)\right]cos(\varphi_0 - \varphi'_0). \end{aligned} \quad (5.14)$$

Составляющие с частотой $2\omega_{ПЧИ}$ будут подавлены фильтром Z1, поэтому останется только модулированный сигнал:

$$U'_{ВЫХ\,СД}(t) = U_{ПЧИ}\cdot\left[1 - MU_{ПЦТС}(t)\right]cos(\varphi_0 - \varphi'_0). \quad (5.15)$$

Учитывая, что $U_{ПЧИ}$ и M – постоянные величины, и выбирая разность фаз $(\varphi_0 - \varphi'_0)$ между несущим и восстановленным (опорным) колебанием равной 0° (сигналы синфазные) или 180° (противофазные), получаем продетектированный сигнал $U_{ПЦТС}(t)$ с постоянной составляющей в позитивной или негативной полярности:

$$U'_{ВЫХ\,СД}(t) = kU_0 \pm U_{ПЦТС}(t). \quad (5.16)$$

Повторим эти рассуждения для РСЗС:

$$\begin{aligned} U''_{ВЫХ\,СД}(t) = U_{РСЗС}(t)\cdot U'_{ПЧИ}(t) = U_{ПЧЗ1}\cdot cos(\omega_{ПЧЗ1}t + m\,sin\Omega t)\times \\ \times 2cos(\omega_{ПЧИ}t + \varphi'_0) = U_{ПЧЗ1}\cdot cos[(\omega_{ПЧЗ1} + \omega_{ПЧИ})t + m\,sin\Omega t + \varphi'_0] + \\ + U_{ПЧЗ1}\cdot cos[(\omega_{ПЧЗ1} - \omega_{ПЧИ})t + m\,sin\Omega t - \varphi'_0] \end{aligned} \quad (5.17)$$

Составляющие с частотой $(\omega_{ПЧЗ1} + \omega_{ПЧИ})$ подавляются ФПЧ Z1. Таким образом,

$$U''_{ВЫХ\,СД}(t) = U_{ПЧЗ1}\cdot cos(\omega_{ПЧЗ2}t + m\,sin\Omega t - \varphi'_0), \quad (5.18)$$

где $\omega_{ПЧЗ2} = (\omega_{ПЧЗ1} - \omega_{ПЧИ})$ – вторая ПЧ РСЗС.

Просуммировав (5.16) и (5.18), получим сигнал на выходе СД (с учетом фильтрации в Z1).

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ\,СД} = U'_{ВЫХ\,СД}(t) + U''_{ВЫХ\,СД}(t) = kU_0 \pm U_{ПЦТС}(t) + \\ + U_{ПЧЗ1}(t)\,cos(\omega_{ПЧЗ2}t + m\,sin\Omega t - \varphi'_0) \end{aligned}. \quad (5.19)$$

Видно, что на выходе СД присутствует продетектированный ПЦТС и РСЗС на второй ПЧ.

Следует отметить, что выше был рассмотрен процесс идеального синхронного детектирования. В реальности выделенная ПЧ изображения $U'_{ПЧИ}(t)$ всегда имеет паразитную АМ, а фазы высокочастотного колебания φ_0 и φ'_0 зависят от модулирующего сигнала (соответственно изменяются во времени).

В результате сигналы ПЦТС и ЗЧ приобретают линейные и нелинейные искажения, минимизация которых является достаточно сложной задачей при построении тракта ПЧ. Более подробно эти вопросы рассмотрены в [12].

Одной из основных причин возникновения линейных и квадратурных искажений сигналов является неравномерность АЧХ УПЧИ, а также неточность установления относительно ее спектров РСИ и РСЗС. Отсюда достаточно высокие требования к стабильности частоты гетеродина селектора каналов: максимальный уход частоты во всех случаях не должен превышать ± 100 кГц. Это обеспечивается применением схемы АПЧГ, представляющей собой фазовый детектор UR3, УВХ А5 и УПТ А7. Применение ФД позволяет более точно поддерживать частоту $f_{ПЧИ}$ = 38,0 (38,9) МГц с остаточной расстройкой не по частоте, а по фазе.

ФД выполнен таким же образом, что и СД UR4, т.е. по схеме балансного перемножителя. Отличие лишь в том, что на один вход ФД поступает выделенный схемой регенерации сигнал промежуточной частоты изображения $U'_{ПЧИ}(t)$, а на второй – РСИ, сдвинутый по фазе на 90º фазовращателем UZ7. В результате перемножения (по аналогии с (5.14)) на выходе ФД формируется сигнал ошибки, пропорциональный разности фаз между входными сигналами.

В тракте ПЧ используется ключевая АРУ с задержкой. Функцию детектора схемы АРУ исполняет детектор UR1, фиксирующий уровни синхроимпульсов при приеме радиосигналов с негативной модуляцией (все стандарты, за исключением L) либо максимальный уровень белого, если используется позитивная модуляция (стандарт L). При работе с радиосигналами с негативной модуляцией для исключения влияния видеосигнала на схему АРУ производится ее стробирование строчными синхроимпульсами, т.е. сигнал детектируется только в момент прихода ССИ. Отсюда название типа АРУ – ключевая. Стробирование отключается на время обратного хода кадровой развертки. Это позволяет избежать изменения амплитуды видеосигнала в режиме воспроизведения с видеомагнитофона из-за фазовых сдвигов, возникающих во время переключения видеоголовок. В режиме приема сигналов с позитивной модуляцией детектор АРУ срабатывает только в строках 17 и 330. Особенность этих строк в том, что

в них передаются испытательные сигналы для контроля параметров сквозного ТВ тракта и размах их всегда должен быть постоянен.

Напряжение детектора АРУ запоминается конденсатором $C_{АРУ}$, причем постоянные времени его разряда различны при обработке радиосигналов с позитивной и негативной модуляцией. Связано это с тем, что максимальный размах сигнала при негативной модуляции изменяется в каждой строке, а позитивной – только в одной строке каждого поля. Допустимый ток разряда конденсатора $C_{АРУ}$ составляет 10 мкА для негативной и 0,2 мкА для позитивной модуляции. Превышение этого тока ухудшает характеристики схемы АРУ и приводит к изменению амплитуды видеосигнала в течение строки (поля).

Схема задержки обеспечивает включение АРУ только при достижении определенного размаха сигналов на выходе демодулятора. Величина порога задается при помощи внешнего постоянного напряжения, подаваемого на формирователь $U_{АРУ}$ U7.

В зависимости от величины порогового напряжения уровни входного сигнала на УПЧИ A1, при которых начинает работать схема АРУ, могут лежать в пределах от 0,2 до 150 $мВ_{эфф}$.

Схема идентификации, включающая в себя пиковый детектор UR2, интегратор U2, компараторы A6, A7 и схему выключения звука S1, формирует следующие сигналы:

- напряжение не более 0,5 В при отсутствии видеосигнала (при этом отключается демодулятор РСЗС);
- напряжение 6 В при приеме сигнала с частотой цветовой поднесущей 3,58 МГц (система NTSC);
- напряжение 8 В при приеме сигнала с частотой цветовой поднесущей 4,43 МГц (система PAL).

Схема идентификации видеосигнала работает независимо от цепей синхронизации (в отличие от схемы АРУ), что обеспечивает сохранение настройки на обрабатываемый ТВ сигнал при переводе телевизора в режим монитора (режим AV).

Схема демодуляции РСЗС

РСЗС на второй ПЧ (5,5 или 6,5 МГц в зависимости от принимаемого стандарта) выделяется из ПЦТС полосовыми фильтрами Z1 или Z2 и ограничивается усилителем-ограничителем A1 (рисунок 5.12). Основная задача последнего – устранение паразитной АМ частотно-модулированного сигнала звукового сопровождения.

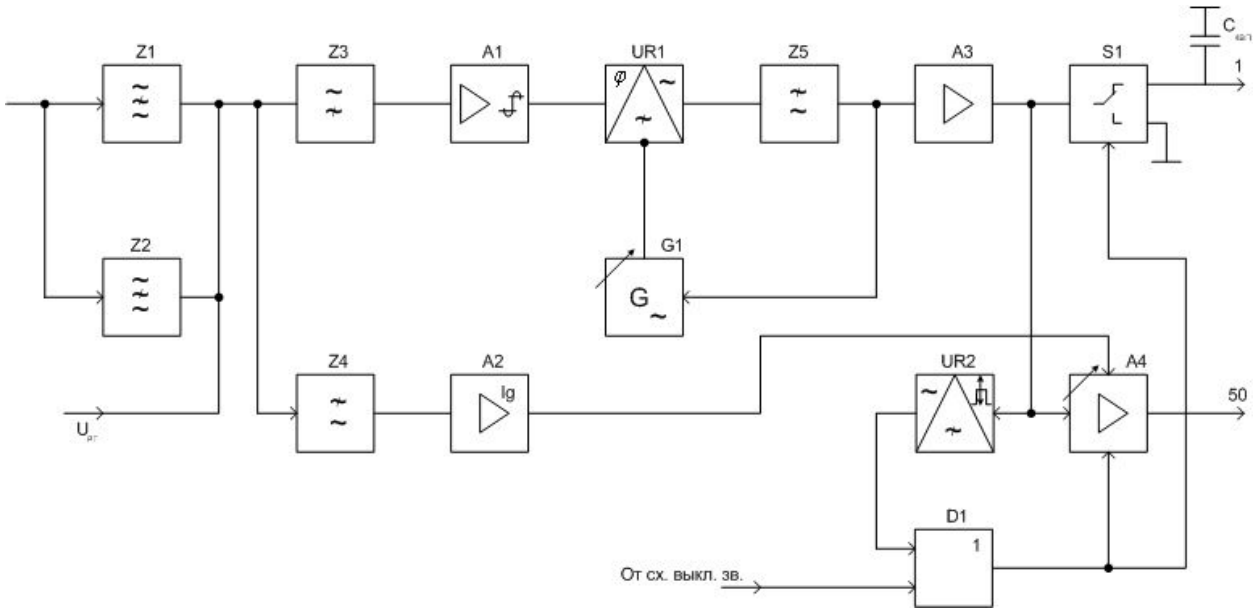


Рисунок 5.12 – Функциональная схема демодулятора РСЗС

Демодулятор выполнен на базе схемы ФАПЧ (т.е. является синхронно-фазовым детектором) и включает в себя фазовый детектор UR1, ФНЧ Z5 и генератор, управляемый напряжением (ГУН) G1. Демодуляторы такого типа относятся к классу порогопонижающих [18] и способны работать при меньшем отношении сигнал/шум входного ЧМ сигнала по сравнению с классическими схемами построения частотных детекторов. Кроме этого, демодулятор на базе ФАПЧ не требует настройки, а единственным его внешним элементом является конденсатор RC-фильтра нижних частот.

Принцип работы демодулятора следующий: фазовый детектор (ФД) UR1 сравнивает фазы входного напряжения и напряжения, создаваемого управляемым генератором (ГУН). В зависимости от разности фаз на выходе UR1 вырабатывается напряжение ошибки, которое проходит через ФНЧ Z5 и управляет частотой гетеродина G1. Если разность частот входного сигнала ω_C и гетеродина $\omega_{Г0}$ меньше половины полосы захвата петли ФАПЧ, то частоты синхронизируются, т.е. частота гетеродина становится равной частоте сигнала: $\omega_Г = \omega_C$. Управляющее напряжение оказывается пропорциональным разности частоты входного сигнала и собственной частоты гетеродина $\omega_{Г0}$.

Представим, что на сигнальный вход ФД UR1 подается радиосигнал звукового сопровождения на второй ПЧ

$$U_{РСЗС}(t) = U_{ПЧЗ2}\, cos\left[\omega_{ПЧЗ2} t + \varphi_C(t)\right] = U_{ПЧЗ2}\, cos\left[\omega_{МГН}(t) t\right], \qquad (5.20)$$

где $\varphi_C(t) = m\int_{-\infty}^{\infty} U_{ЗЧ}(t)dt$ – мгновенная фаза модулирующего сигнала;

$\omega_{МГН}(t) = \omega_{ПЧЗ2} + \partial\varphi_C(t)/\partial t$ – мгновенная частота ЧМ сигнала.

На гетеродинный вход этого же ФД подается опорное колебание

$$U_{ОП}(t) = U_{ГУН}\, cos[\omega_{ГУН}t + \varphi_0]\ , \tag{5.21}$$

где $U_{ГУН}$ – максимальная амплитуда опорного сигнала;

$\omega_{ГУН}$ – круговая частота ГУНа;

φ_0 – начальная фаза опорного сигнала.

На выходе ФД получается произведение входного и гетеродинного сигналов

$$\begin{aligned} U_{ФД}(t) &= U_{РСЗС}(t)\cdot U_{ОП}(t) = U_{ПЧЗ2}\, cos[\omega_{МГН}(t)]\cdot U_{ГУН}\, cos[\omega_{ГУН}t + \varphi_0] = \\ &= K_{ГУН}\frac{U_{РСЗС}(t)\cdot U_{ОП}(t)}{2}\times \\ &\times\{cos[(\xi_{МГН}(t) + \omega_{ГУН})t + \varphi_0] + cos[(\omega_{МГН}(t) - \omega_{ГУН})t - \varphi_0]\} \end{aligned} ,\tag{5.22}$$

где $K_{ГУН}$ – коэффициент передачи ФД.

После фильтрации в ФНЧ Z5 получим выходной сигнал

$$U_{ВЫХ}(t) = K_{ГУН}\frac{U_{РСЗС}(t)\cdot U_{ОП}(t)}{2}\times cos[(\omega_{МГН}(t) - \omega_{ГУН})t - \varphi_0]. \tag{5.23}$$

Этот же сигнал поступает и на управляющий вход ГУН G1, изменяя его частоту таким образом, что она становится равной частоте входного сигнала ФД. Если частота ГУН пропорциональна управляющему напряжению, т.е.

$$\omega_{ГУН} = \omega_0 + \alpha U_{ВЫХ}\ , \tag{5.24}$$

где ω_0 – частота колебаний ГУН в отсутствие управляющего сигнала,
то в синхронном режиме работы петли ФАПЧ $(\omega_{ПЧЗ2} = \omega_{ГУН})$ получаем:

$$U_{ВЫХ} = \frac{1}{\alpha}(\omega_{МГН}(t) - \omega_0). \tag{5.25}$$

Таким образом, выходное напряжение пропорционально отклонению частоты сигнала от некоторого фиксированного значения, что и требуется от частотного детектора [19].

Предварительный усилитель А3 обеспечивает усиление продетектированного звукового сигнала до уровня 350 мВ$_{эфф}$. Этот сигнал, не регулируемый по амплитуде, поступает на выход схемы, к которому подключен внешний кон-

денсатор $C_{КВП}$ для коррекции ВЧ предыскажений сигнала ЗС. Также сигнал ЗЧ подается на регулируемый усилитель А4, а с него – на УЗЧ телевизора.

Регулировка громкости выходного сигнала ЗЧ осуществляется путем подачи постоянного управляющего напряжения на вывод 5 ИМС. Это напряжение выделяется ФНЧ Z4 и через усилитель с логарифмической АХ А2 поступает на регулирующий вход предварительного УЗЧ А4. При изменении управляющего напряжения от 0 до 5 В диапазон регулировки громкости составляет 80 дБ.

Предварительный УЗЧ А4 может быть полностью заблокирован (отключен) сигналом со схемы «ИЛИ» D1, на один из входов которой поступает сигнал от схемы выключения звука тракта ПЧИ и ПЧЗ1 (см. рисунок 5.9), а также с детектора АМ сигнала звукового сопровождения UR2 (используется в стандарте L). Если на входе UR2 появляется высокий уровень (не менее $U_{пит}$ – 1 В), он формирует сигнал блокировки УЗЧ А4.

Схема синхронизации и управления развертками

Схема синхронизации (рисунок 5.13) обеспечивает выделение строчных и кадровых синхроимпульсов, формирование трехуровневого стробирующего импульса U_{SSC} и импульсов запуска строчной и кадровой разверток.

Полный цветовой телевизионный сигнал $U_{ПЦТС}$ через схему привязки уровня (восстановления постоянной составляющей) U3 подается на амплитудный ограничитель А1, осуществляющий выделение синхроимпульсов, и далее на схемы выделения строчных и кадровых синхроимпульсов U2 и U5.

Строчные синхроимпульсы подаются на первый фазовый детектор UR1 и детектор совпадений D1, который идентифицирует наличие видеосигнала по наличию синхроимпульсов на обоих его входах и осуществляет контроль синхронизации задающего генератора (ЗГ) G1.

При отсутствии синхронизации напряжение на выходе детектора D1 (и соответственно на выводе 14 ИМС) становится низким, что может использоваться для определения наличия видеосигнала.

Задающий генератор работает на удвоенной частоте строк исходя из условия обеспечения чересстрочного растра. После деления частоты сигнала ЗГ на два импульсы с частотой $f_{стр}$ подаются на двойную схему ФАПЧ.

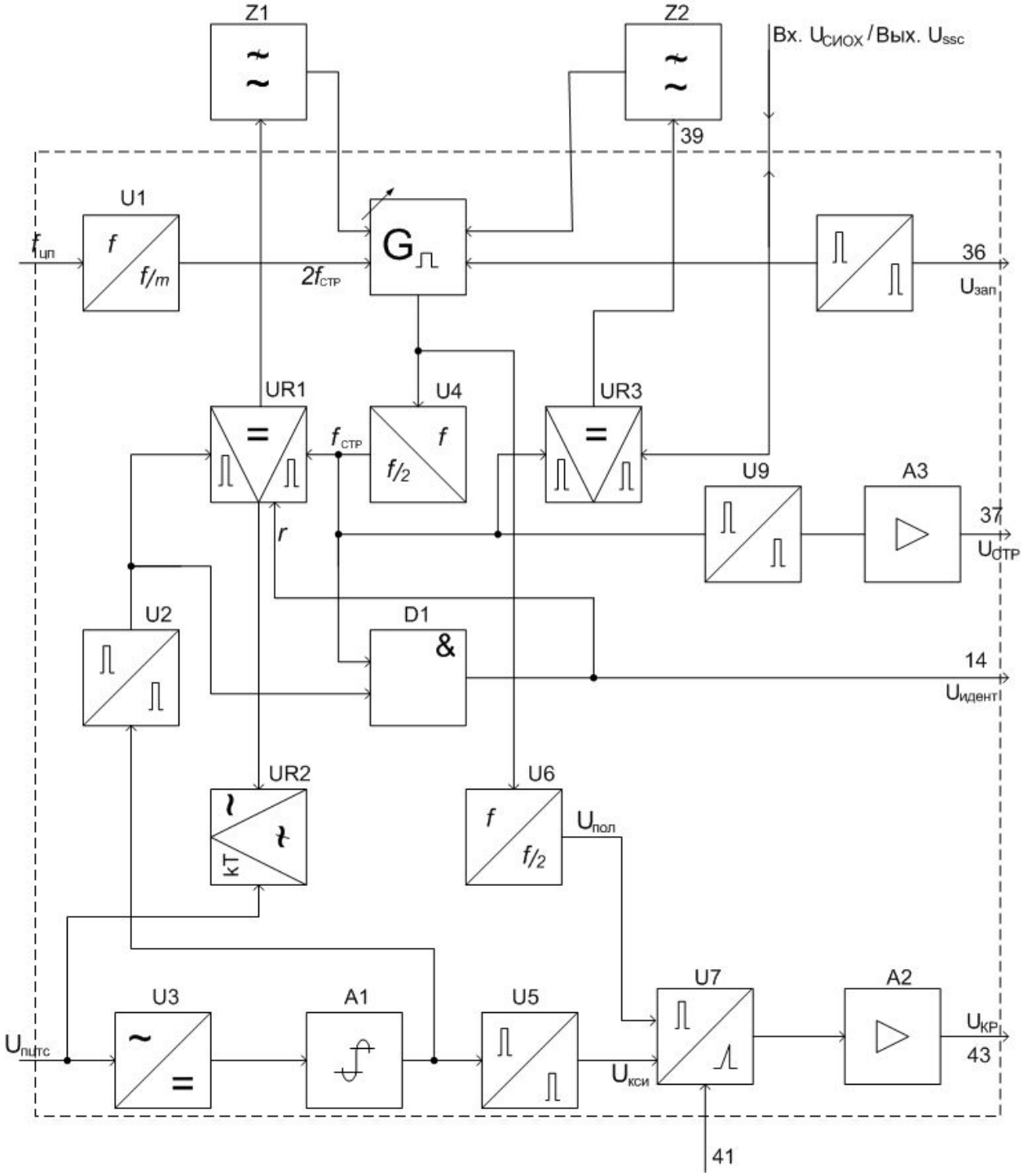


Рисунок 5.13 – Структурная схема блока синхронизации

Первая петля, образованная фазовым детектором UR1, внешним ФНЧ Z1 и самим ЗГ G1, обеспечивает подстройку частоты и фазы импульсов ЗГ под параметры строчных синхроимпульсов, выделяемых селектором U2.

Постоянная времени ФД UR1 автоматически переключается (путем коммутации внутреннего сопротивления) по сигналам с детектора шумов UR2 и детектора совпадений. При увеличении шумов постоянная времени ФД увели-

чивается, выходной ток составляет 30 мкА, что приводит к уменьшению полосы захвата и повышению помехоустойчивости.

При приеме нормального сигнала, а также при обработке внешнего видеосигнала (режим AV), постоянная времени уменьшается (выходной ток 180 мкА) для расширения полосы захвата сигнала синхронизации.

При работе в режиме AV для обеспечения быстрой компенсации фазовой ошибки, возникающей, к примеру, в сигнале с видеомагнитофона при переключении видеоголовок, на время обратного хода кадровой развертки постоянную времени уменьшают еще примерно в 1,5 раза для ускорения захвата сигнала синхронизации. Это позволяет устранить характерный «загиб» верхней части изображения, возникающий при работе с видеозаписями низкого качества.

Для обеспечения нормальной работы схемы синхронизации размах $U_{ПЦТС}$ размах должен быть не менее 2 В от уровня белого до уровня синхронизации. В противном случае детектор шума переключит постоянную времени при меньшем уровне сигнала (переключения происходит при отношении сигнал/шум около 20 дБ), что приведет к «дрожанию» фазы сигнала ЗГ.

Для обеспечения независимости фазы изображения (и, соответственно, его положения на экране по горизонтали) от частоты строчной развертки (15625 или 15734 Гц) статическая характеристика ФД имеет очень высокую крутизну.

Частота ЗГ автоматически калибруется путем сравнения ее с частотой кварцевого генератора декодера сигналов цветности, которая делится делителем U1 до значения, наиболее близкого к частоте строк (кварцевый генератор работает либо на частоте $(283+314)f_{стр}+f_к \approx 4{,}43$ МГц при работе в системе PAL и $227{,}5f_{стр}+f_к \approx 3{,}58$ МГц в NTSC). В результате частота свободных колебаний ЗГ имеет девиацию не более 2% от номинального ($f_{стр}$) значения.

Вторая петля ФАПЧ, включающая в себя фазовый детектор UR3 и ФНЧ Z2, обеспечивает поддержание заданной фазы импульсов запуска строчной развертки $U_{стр}$ на выходе формирователя U9 относительно импульсов ЗГ в режиме захвата первой петли ФАПЧ. Начальная фаза изображения устанавливается изменением внешней нагрузки, подключаемой на выход ФД UR3. Диапазон сдвига (центровки изображения по горизонтали) составляет ±2 мкс. Импульсы обратного хода строчной развертки $U_{СИОХ}$ подаются на второй вход ФД UR3, на нем же формируются трехуровневые стробирующие импульсы U_{SSC}, необходимые для работы декодера SECAM DA102 и дискретных линий задержки на переключаемых конденсаторах DT107.

Запуск ЗГ осуществляется подачей на схему запуска внешнего постоянного напряжения 8 В.

Пилообразные импульсы управления выходным каскадом кадровой развертки формируются путем деления частоты ЗГ G7. Делитель частоты U6 имеет два режима работы:

- режим «широкого окна» включается при отсутствии синхронизации или при приеме нестандартного сигнала (количество строк в поле от 311 до 314 при частоте полей 50 Гц и от 261 до 264 при частоте полей 60 Гц). В этом случае делитель U6 находится в режиме поиска и периодически переключается с частоты 45 Гц на частоту 64,5 Гц;

- режим «узкого окна» включается, когда детектируется более 15 последовательных кадровых синхроимпульсов. Этот режим является стандартным.

Обратное переключение делителя в режим поиска происходит в случае отсутствия кадровых периодов кадровой развертки.

На формирователь U7 подаются импульсы обратного хода кадровой развертки для повышения линейности выходного напряжения. Постоянное напряжение на управляющем входе формирователя U7 (вывод 41 ИМС) в нормальном режиме составляет 2,5±0,5 В, размах переменного – 1 В. Если увеличить или уменьшить постоянное напряжение относительно номинала на 1,5 В и более, происходит срабатывание защиты от прожога кинескопа, которая обеспечивает гашение лучей.

При включении телевизора частота полей устанавливается равной 60 Гц или 50 Гц, в зависимости от модификации ИМС, далее, при опознавании сигнала кадровой синхронизации, устанавливается точное значение частоты полей (либо остается 60 Гц при работе в стандартах M, N, либо осуществляется переход на 50 Гц при приеме всех остальных стандартов).

Декодер сигналов цветности PAL

Декодер (демодулятор) сигналов цветности включает в себя 3 ИМС – TDA 8362 (схемы разделения сигналов яркости и цветности и декодер PAL), TDA8395 (декодер SECAM) и интегральную сдвоенную линию задержки на переключаемых конденсаторах TDA4665. Внутренняя структура части ИМС TDA 8362, отвечающая за разделение сигналов яркости и цветности, приведена на рисунке 5.14. Полный цветовой сигнал (ПЦТС) через выводы 15 или 13 подается через коммутатор и усилитель на режекторный фильтр, настроенный на частоту цветовой поднесущей. Схема задержки яркостного сигнала устраняет

его расхождение во времени с более узкополосными цветоразностными (после демодуляции) сигналами.

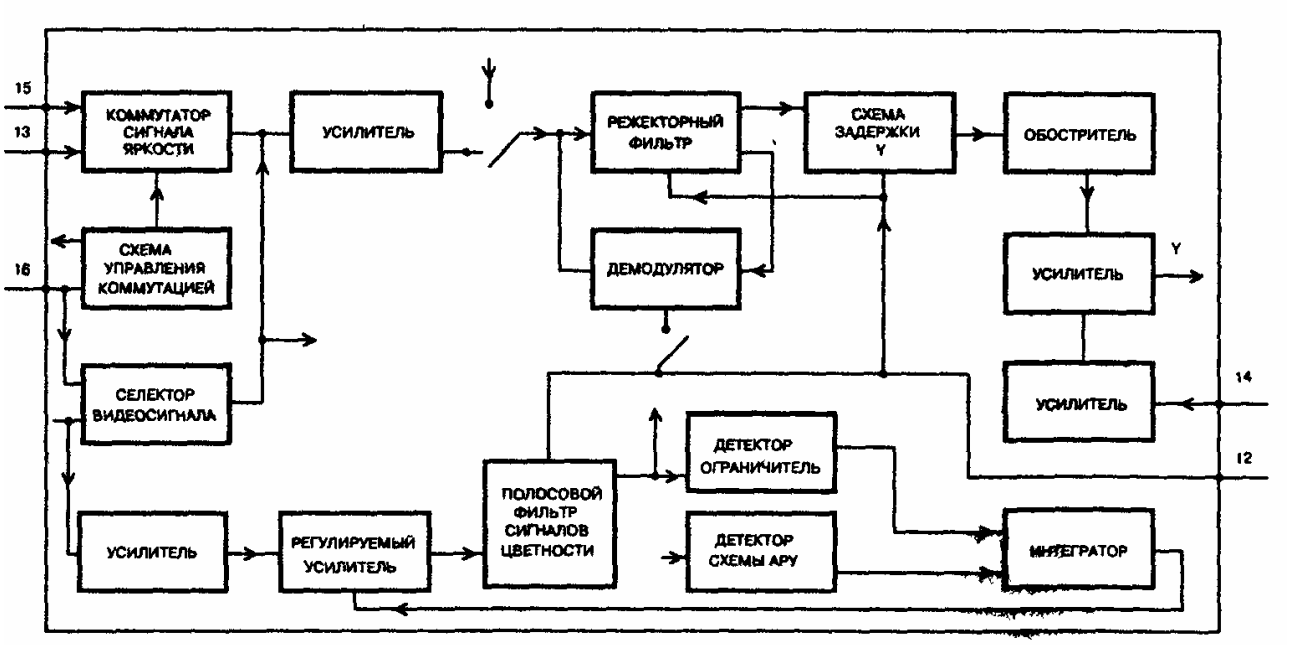


Рисунок 5.14 – Функциональная схема блока разделения сигналов яркости и цветности

Сигнал цветности выделяется полосовым фильтром из ПЦТС, прошедшего селектор видеосигнала и два каскада усиления со схемой АРУ.

В основе демодулятора сигнала цветности системы PAL (рисунок 5.15) лежат два синхронных детектора UR1 и UR2 (перемножителя), на сигнальные входы которых подается сигнал цветности с выхода полосового фильтра (см. рисунок 5.14), а на опорные – колебания с частотой цветовой поднесущей, сформированные кварцевым ГУН G1. Фазовращатель U2 цветового тона обеспечивает фазовый сдвиг опорного сигнала в канале B-Y точно на 90°. В канале R-Y сигнал цветности через строку инвертируется на 180° в коммутаторе S3.

Принцип работы демодулятора при приеме сигнала цветности PAL следующий. На входы синхронных детекторов каналов U (UR1) и V (UR2) приходит сигнал цветности n-й строки, равный

$$U_{СЦ\,n} = U\,sin(\omega_{ПЦ}t) + V\,cos(\omega_{ПЦ}t), \tag{5.26}$$

а затем сигнал (n + 1)-й строки

$$U_{СЦ\,(n+1)} = U\,sin(\omega_{ПЦ}t) - V\,cos(\omega_{ПЦ}t). \tag{5.27}$$

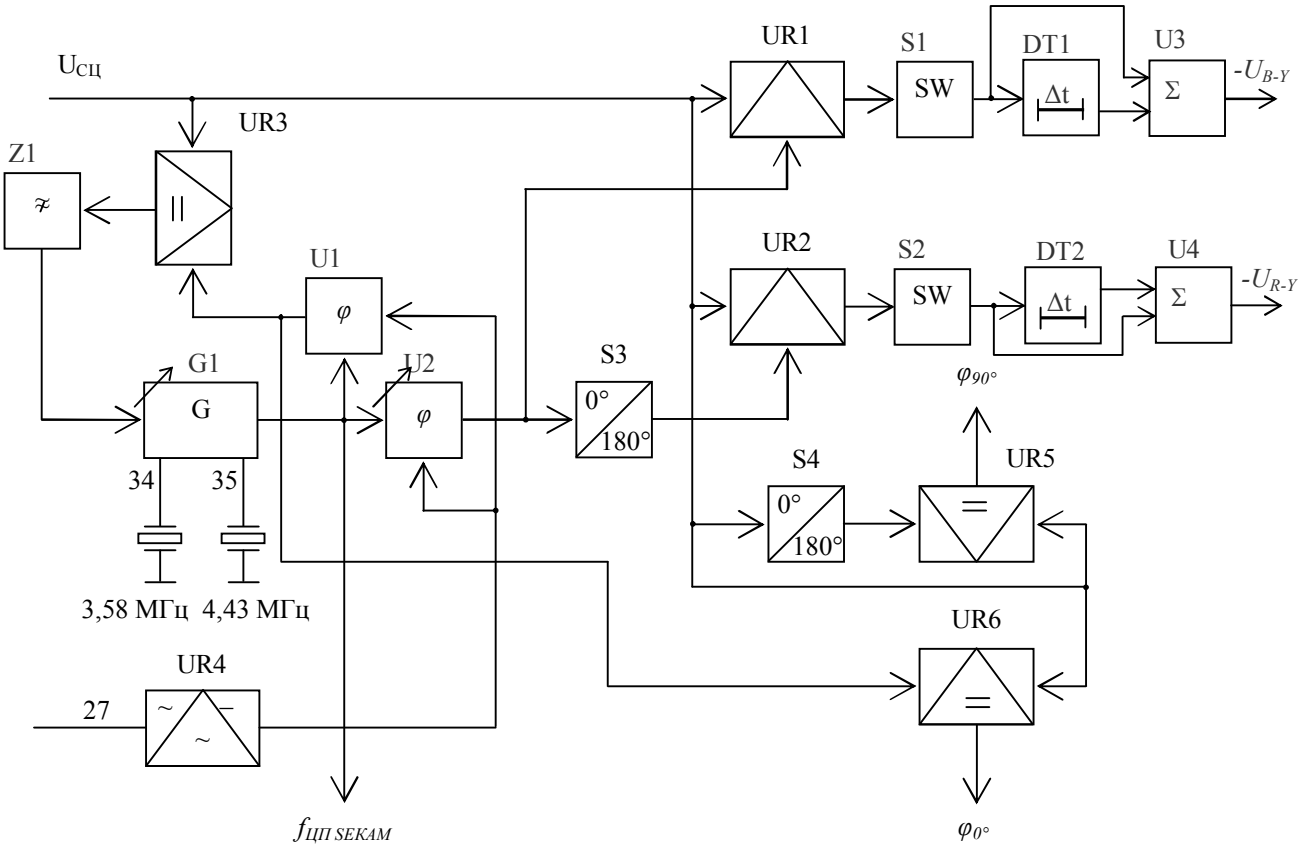


Рисунок 5.15 – Функциональная схема демодулятора сигналов цветности PAL

Если в тракте передачи возникает паразитный фазовый сдвиг α, в приемник поступают искаженные сигналы

$$U_{СЦ\,n} = U\,sin(\omega_{ПЦ}t + \alpha) + V\,cos(\omega_{ПЦ}t + \alpha), \tag{5.28}$$

$$U_{СЦ\,(n+1)} = U\,sin(\omega_{ПЦ}t + \alpha) - V\,cos(\omega_{ПЦ}t + \alpha). \tag{5.29}$$

Эти сигналы в синхронных детекторах перемножаются с опорными сигналами: в канале U

$$U_{ОП\,U\,n} = U_{ОП\,\max}\,sin(\omega_{ПЦ}t), \tag{5.30}$$

$$U_{ОП\,U\,(n+1)} = U_{ОП\,U\,n}, \tag{5.31}$$

и в канале V (с учетом коммутации фазы поднесущей цветности на 180° от строки к строке)

$$U_{ОП\,V\,n} = U_{ОП\,\max}\,cos(\omega_{ПЦ}t), \tag{5.32}$$

$$U_{ОП\,V\,(n+1)} = U_{ОП\max} \cos(\omega_{ПЦ} t + 180^\circ) = -U_{ОП\max} \cos(\omega_{ПЦ} t). \qquad (5.33)$$

Сигналы на выходах синхронных детекторов U и V можно теперь представить в виде:

- канал U, *n*-я строка

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ\,СД\,U\,n} &= U_{СЦ\,n} \cdot U_{ОП\,U\,n} = \left[U \sin(\omega_{ПЦ} t + \alpha) + V \cos(\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] \times \\ &\times U_{ОП\max} \sin(\omega_{ПЦ} t) = 0{,}5 \cdot U \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\cos(\alpha) - \cos(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] - \\ &- 0{,}5 \cdot V \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\sin(\alpha) - \sin(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right]. \end{aligned} \qquad (5.34)$$

- канал U, (*n* + 1)-я строка

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ\,СД\,U\,(n+1)} &= U_{СЦ\,(n+1)} \cdot U_{ОП\,U\,(n+1)} = \left[U \sin(\omega_{ПЦ} t + \alpha) - V \cos(\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] \times \\ &\times U_{ОП\max} \sin(\omega_{ПЦ} t) = 0{,}5 \cdot U \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\cos(\alpha) - \cos(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] + \\ &+ 0{,}5 \cdot V \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\sin(\alpha) - \sin(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right]. \end{aligned} \qquad (5.35)$$

- канал V, *n*-я строка

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ\,СД\,V\,n} &= U_{СЦ\,n} \cdot U_{ОП\,V\,n} = \left[U \sin(\omega_{ПЦ} t + \alpha) + V \cos(\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] \times \\ &\times U_{ОП\max} \cos(\omega_{ПЦ} t) = 0{,}5 \cdot U \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\sin(\alpha) + \sin(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] + \\ &+ 0{,}5 \cdot V \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\cos(\alpha) + \cos(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right]. \end{aligned} \qquad (5.36)$$

- канал V, (*n* + 1)-я строка

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ\,СД\,V\,(n+1)} &= U_{СЦ\,(n+1)} \cdot U_{ОП\,V\,(n+1)} = \left[U \sin(\omega_{ПЦ} t + \alpha) - V \cos(\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] \times \\ &\times \left[-U_{ОП\max} \cos(\omega_{ПЦ} t)\right] = -0{,}5 \cdot U \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\sin(\alpha) + \sin(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right] + \\ &+ 0{,}5 \cdot V \cdot U_{ОП\max} \cdot \left[\cos(\alpha) + \cos(2\omega_{ПЦ} t + \alpha)\right]. \end{aligned} \qquad (5.37)$$

Известно, что при идеальном синхронном детектировании (в отсутствии фазового сдвига между опорным и детектируемым сигналом) крутизна преобразования k определяется только амплитудой опорного колебания. Тогда, приняв $k = 0{,}5 U_{ОП\max}$ и учитывая последующую низкочастотную фильтрацию, для полезных компонент на выходах синхронных детекторов получаем:

- канал U, *n*-я строка

$$U'_{ВЫХ\,СД\,U\,n} = k \cdot U \cdot \cos(\alpha) - k \cdot V \cdot \sin(\alpha); \qquad (5.38)$$

- канал U, (*n* + 1)-я строка

$$U'_{ВЫХ\,СД\,U\,(n+1)} = k \cdot U \cdot \cos(\alpha) + k \cdot V \cdot \sin(\alpha); \qquad (5.39)$$

- канал V, n-я строка

$$U'_{ВЫХ\ СД\ V\ n} = k \cdot V \cdot cos(\alpha) + k \cdot U \cdot sin(\alpha); \tag{5.40}$$

- канал V, (n + 1)-я строка

$$U'_{ВЫХ\ СД\ V\ (n+1)} = k \cdot V \cdot cos(\alpha) - k \cdot U \cdot sin(\alpha). \tag{5.41}$$

Окончательно, цветоразностные сигналы U' и V' в канале цветности получают в результате суммирования сигналов соседних строк с выходов соответствующих синхронных детекторов:

$$\begin{aligned} U' = U'_{ВЫХ\ СД\ U\ n} + U'_{ВЫХ\ СД\ U\ (n+1)} = k \cdot U \cdot cos(\alpha) - k \cdot V \cdot sin(\alpha) + \\ + k \cdot U \cdot cos(\alpha) + k \cdot V \cdot sin(\alpha) = 2k \cdot U \cdot cos(\alpha); \end{aligned} \tag{5.42}$$

$$\begin{aligned} V' = U'_{ВЫХ\ СД\ V\ n} + U'_{ВЫХ\ СД\ V\ (n+1)} = k \cdot V \cdot cos(\alpha) + k \cdot U \cdot sin(\alpha) + \\ + k \cdot V \cdot cos(\alpha) - k \cdot U \cdot sin(\alpha) = 2k \cdot V \cdot cos(\alpha) \end{aligned}. \tag{5.43}$$

Проанализировав последние выражения, нетрудно заметить, что такая обработка приводит к компенсации перекрестных искажений между ЦРС (наличие сигнала U в канале V и сигнала V в канале U), возникающих за счет фазовых ошибок, однако амплитуда обоих ЦРС уменьшается в $1/cos(\alpha)$ раз. Следовательно, фазовые искажения сигнала цветности (например, дифференциальная фаза) в системе PAL не приводят к искажению цветового тона, как в NTSC, а только снижают насыщенность изображения.

Суммирование сигналов соседних строк в декодере осуществляется схемой, содержащей линию задержки DT1 (DT2) и сумматор U3 (U4) для канала U (V). Комплексный коэффициент передачи данной схемы равен сумме коэффициентов передачи прямого и задержанного каналов и может быть представлен в виде:

$$K_{\Sigma}(j\omega) = K_{ПР} + K_{\Delta t} = 1 + e^{-j\omega\tau_З} = 1 + cos(\omega\tau_З) - j \cdot sin(\omega\tau_З), \tag{5.44}$$

где $K_{ПР}$ = 1 – коэффициент передачи прямого канала;

$K_{\Delta t} = e^{-j\omega\tau_З}$ – коэффициент передачи задержанного канала;

$\tau_З = \Delta t = T_{СТР}$ – время задержки ЛЗ.

Тогда, модуль комплексного коэффициента передачи будет равен

$$\begin{aligned} \left|K_{\Sigma}(j\omega)\right| = K_{\Sigma}(\omega) = \sqrt{(1 + cos(\omega\tau_З))^2 + sin^2(\omega\tau_З)} = \\ = \sqrt{2(1 + cos(\omega\tau_З))} = 2\left|cos(\omega\tau_З/2)\right| \end{aligned}, \tag{5.45}$$

Из полученного выражения следует, что модуль коэффициента передачи будет иметь максимальное значение, равное 2, на частотах $f = nf_{CTP}$ и минимальное значение, равное 0, на частотах $f = (2n+1)f_{CTP}/2$.

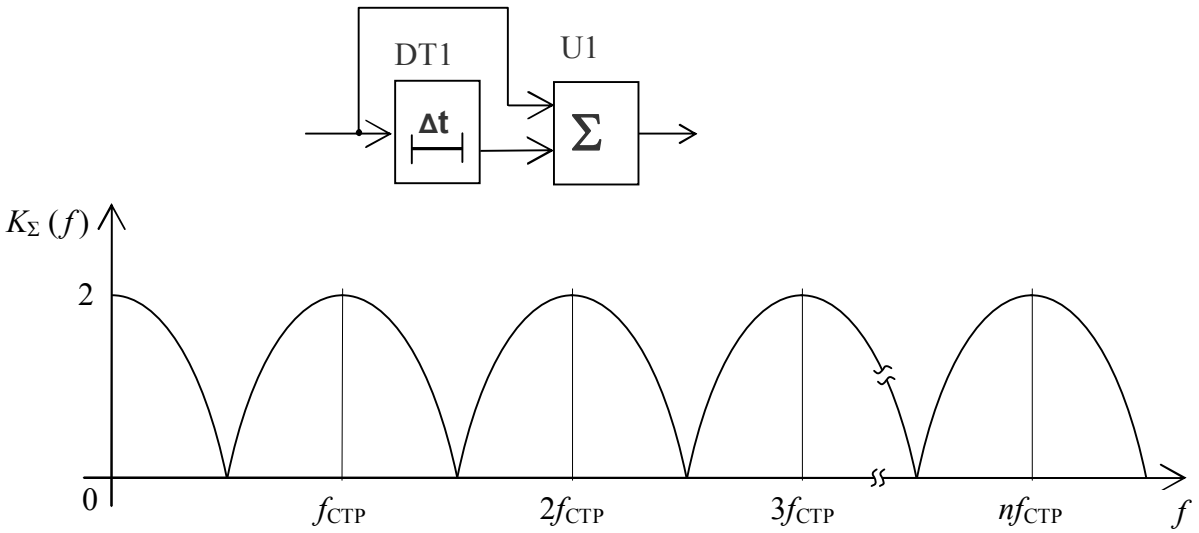


Рисунок 5.16 – Структурная схема и амплитудно-частотная характеристика гребенчатого фильтра

Демодулятор сигнала цветности системы SECAM

Демодулятор выполнен по наиболее распространенной в последнее время схеме – с одним частотным детектором и сдвоенной линией задержки (рисунок 5.17). Входной ПЦТС через усилитель А1 с регулируемым коэффициентом усиления поступает на контур коррекции ВЧ предыскажений (КВП). КВП обеспечивает выделение сигнала цветности (СЦ) и коррекцию его высокочастотных предыскажений, вносимых на передающей стороне с целью повышения помехоустойчивости. Размах СЦ измеряется пиковым детектором UR1 и на основании этого изменяется коэффициент усиления А1. Таким образом поддерживается постоянный размах СЦ на входе усилителя-ограничителя А2.

КВП является гираторным фильтром, его центральная частота равна 4,286 МГц, причем она калибруется в интервалах СГИ подачей на контур через ключ S1 (нижнее по схеме положение) опорного сигнала частотой 4,43 МГц. Напряжение настройки контура запоминается на накопительном конденсаторе и остается постоянным в течение активной части строки.

После усилителя-ограничителя А2, устраняющего паразитную АМ, СЦ поступает на ЧД, выполненный на базе схемы ФАПЧ и включающий в себя фа-

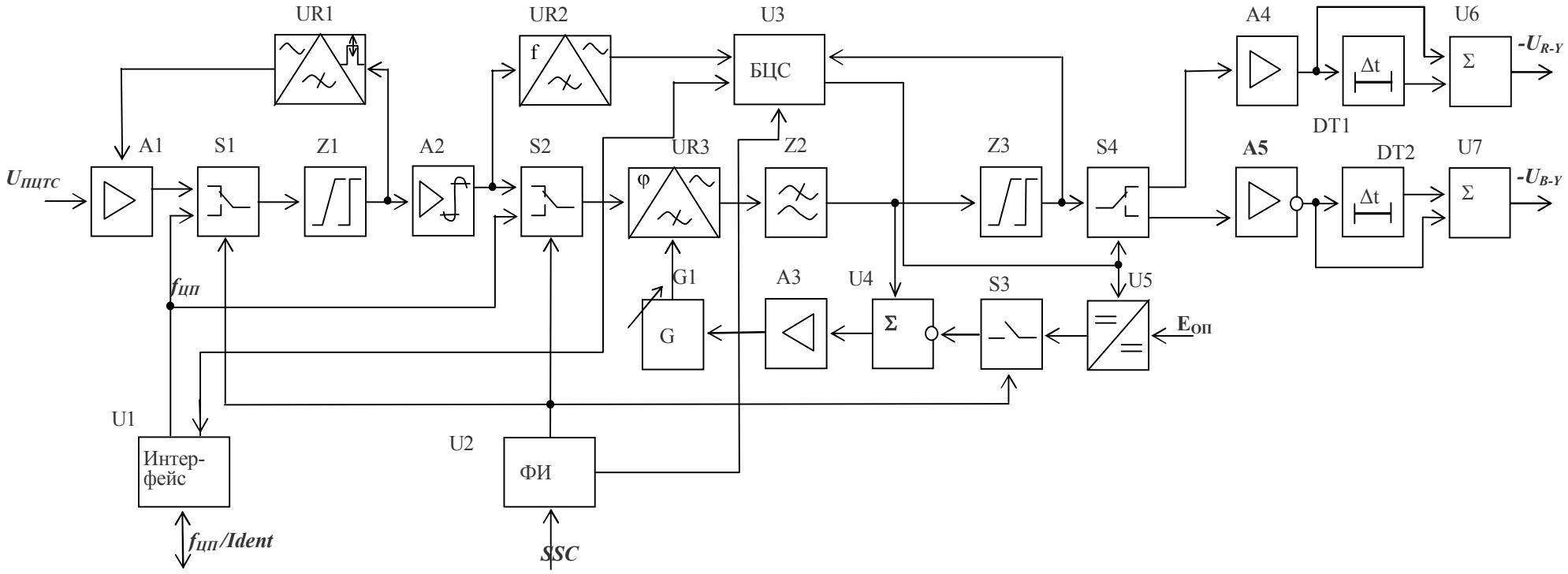


Рисунок 5.17 – Структурная схема демодулятора SECAM

зовый детектор UR3, ФНЧ Z2, вычитатель U1, усилитель сигнала ошибки A3 и ГУН G1. Принцип работы демодуляторов подобного типа подробно рассмотрен выше. Отличия заключаются в том, что:

а) ЧМ сигнал цветности отсутствует во временных интервалах, соответствующих передаче строчных синхроимпульсов, т.е. схема ФАПЧ должна работать в радиоимпульсном режиме;

б) в системе SECAM используются разные частоты немодулированных цветовых поднесущих в «красной» и «синей» строках (4,406 и 4,250 МГц соответственно).

Поэтому в интервалах СГИ выполняется калибровка (настройка частот покоя) петли ФАПЧ. Для этого на сигнальный вход ФД UR3 подается опорное колебание частотой 4,43 МГц от кварцевого генератора демодулятора PAL.

Предположим, что в данный момент времени ГУН G1 работает на частоте $f_{ГУН} = f_{0.R}$ = 4,406 МГц (или $f_{ГУН} = f_{0.B}$ = 4,406 МГц). Тогда на выходе ФД появляется сигнал ошибки, пропорциональный разности частот ГУН и опорного сигнала:

$$U_{ОШ.R} = K_{ФД}(f_{ОП} - f_{0.R})$$

или (5.46)

$$U_{ОШ.B} = K_{ФД}(f_{ОП} - f_{0.B}),$$

где $K_{ФД}$ – коэффициент передачи фазового детектора;

$f_{ОП}$ – частота опорного генератора.

Поскольку все величины, входящие в выражение (5.46) постоянные, напряжения ошибки $U_{ОШ.R}$ и могут быть заранее определены. Теперь, чтобы эти напряжения не изменили частоту ГУН, они компенсируются в вычитателе U1 опорными уровнями $U_{ОП.R} = U_{ОШ.R}$ и $U_{ОП.B} = U_{ОШ.B}$, подаваемыми от высокостабильного источника. В результате получаем, что управляющее напряжение на входе ГУН становится равным нулю:

$$U_{УПР.R} = K_{ФД}(f_{ОП} - f_{0.R}) - U_{ОП.R} = 0,$$

$$U_{УПР.B} = K_{ФД}(f_{ОП} - f_{0.B}) - U_{ОП.B} = 0. \quad (5.47)$$

Таким образом, ГУН будет продолжать работать на частоте 4,406 или 4,250 МГц, т.е. цель калибровки достигнута. Если же частота ГУН отличается от $f_{0.R}$ ($f_{0.B}$), то появится дополнительный, не скомпенсированный сигнал ошиб-

ки $\Delta U_{ОШ.R} = K_{ФД}(f_{ОП} - f_{0.R}) - U_{ОП.R} \neq 0$ (или $\Delta U_{ОШ.B} = K_{ФД}(f_{ОП} - f_{0.B}) - U_{ОП.B} \neq 0$), который приведет частоту ГУН к номинальному значению.

Перед началом активной части строки источник опорного сигнала отключается ключом S3 и схема ФАПЧ переходит в рабочий режим.

Продетектированные цветоразностные сигналы $-U_{R-Y}$ и U_{B-Y} через корректор низкочастотных предыскажений Z3 поступают на электронный коммутатор S4, управляемый импульсами полустрочной частоты от блока цветовой синхронизации (БЦС). Коммутатор распределяет ЦРС по двум каналам: на выходе каждого канала таким образом оказываются сигналы $-U_{R-Y}$ и $-U_{B-Y}$ соответственно, следующие через строку. Для восстановления недостающих сигналов в каждом канале используются линии задержки DT1, DT2 и сумматоры U6, U7. Таким образом, на выходе сумматора U6 формируется последовательность цветоразностных сигналов $\ldots, -U_{R-Y}, -U^*_{R-Y}, -U_{R-Y}, -U^*_{R-Y}, \ldots$, а на выходе сумматора U7 – последовательность $\ldots, -U_{B-Y}, -U^*_{B-Y}, -U_{B-Y}, -U^*_{B-Y}, \ldots$, где $-U^*_{R-Y}$, $-U^*_{B-Y}$ – это сигналы $-U_{R-Y}$ и $-U_{B-Y}$, задержанные на строку.

Блок цветовой синхронизации U3 управляется продетектированными в UR2 пакетами немодулированных цветовых поднесущих, передаваемых на задних площадках СГИ. Полученные импульсы обеспечивают синхронизацию меандра полустрочной частоты, который управляет электронным коммутатором S4. Цикл опознавания системы SECAM занимает 4 поля.

Формирователь U2 выделяет из последовательности стробирующих импульсов (SSC) два сигнала. Первый соответствует верхнему уровню SSC и открывает БЦС во временные интервалы, соответствующие передаче пакетов немодулированной цветовой поднесущей на задних площадках СГИ. Второй соответствует среднему уровню SSC и коммутирует ключи S1 – S3 на время СГИ для обеспечения режимов калибровки КВП и ЧД ФАПЧ. Третий уровень SSC, соответствующий временному интервалу КГИ, в демодуляторе SECAM не используется.

Интерфейс U1, с одной стороны, является буферным каскадом для опорного сигнала, с другой, передает информацию о состоянии демодулятора (т.е. о принимаемой системе ЦТВ – SECAM или не SECAM) во внешние цепи.

Преимуществом такого построения демодулятора SECAM по сравнению со схемой с двумя ЧД и одной ультразвуковой ЛЗ, описанной, к примеру, в [1] является отсутствие перекрестных искажений между каналами $-U_{R-Y}$ и $-U_{B-Y}$, вызываемых интерференцией сигналов в УЛЗ и паразитными связями в электрон-

ном коммутаторе. Кроме этого, схема не нуждается в настройке и содержит минимум навесных элементов.

Схема матрицирования

Продетектированные цветоразностные сигналы (ЦРС) отрицательной полярности (для удобства построения матрицы G-Y) через выходной коммутатор подаются на схему матрицирования (рисунок 5.18). Функциональная схема последней начинается со схем фиксации (восстановления постоянной составляющей) U1, U2, в которых осуществляется привязка уровней цветоразностных сигналов, соответствующих (по времени) интервалам строчных гасящих импульсов, к одинаковому опорному уровню.

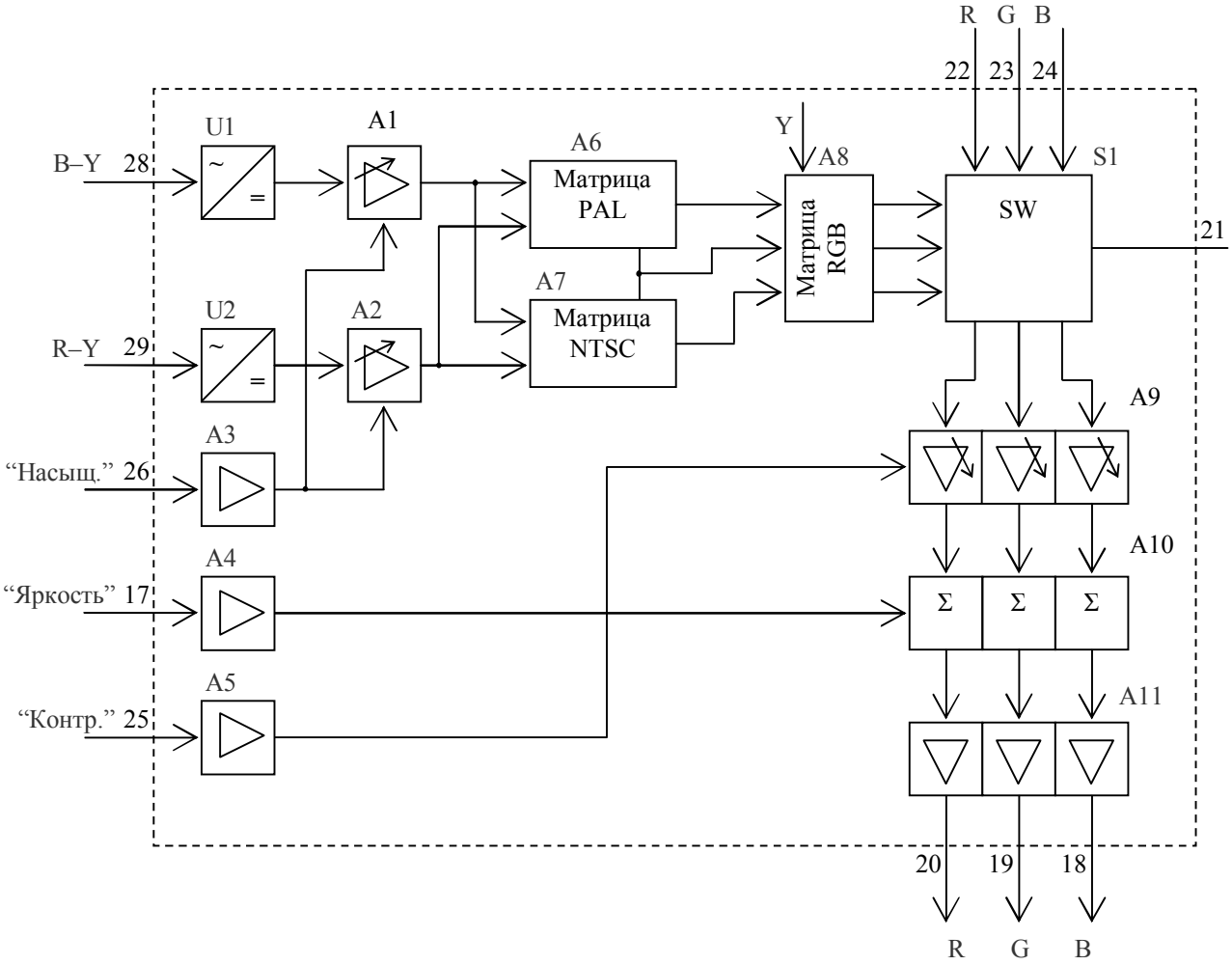


Рисунок 5.18 – Функциональная схема модуля матрицирования

Регулировка насыщенности изображения осуществляется путем изменения размаха ЦРС в регулируемых усилителях A1, A2. Матрицы PAL/NTSC A6, A7 обеспечивают получение из сигналов R-Y и B-Y третьего ЦРС G-Y. Далее эти сигналы складываются в матрице RGB A8 с яркостным сигналом, приходящим со схемы разделения сигналов яркости и цветности, в результате на выходе матрицы получаются сигналы основных цветов R, G, B. Последние через схему привязки и выбора источника сигналов S1, обеспечивающую восстановление постоянной составляющей и коммутацию внешних/внутренних сигналов поступают на регуляторы контрастности A9 и яркости A10. Контрастность регулируется за счет изменения коэффициента передачи регулятора RGB, и, соответственно, изменения размаха сигналов R, G, B. Яркость изображения регулируется за счет изменения постоянной составляющей сигналов R, G, B в сумматоре. Через выходные усилители A11 RGB сигналы основных цветов положительной полярности подаются на выход ИМС и далее на выходные видеоусилители (модуль МВК).

5.4 ПЕРЕДАЧА ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ В СОСТАВЕ ТВ СИГНАЛА

5.4.1 Системы телетекста

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 цветового 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.

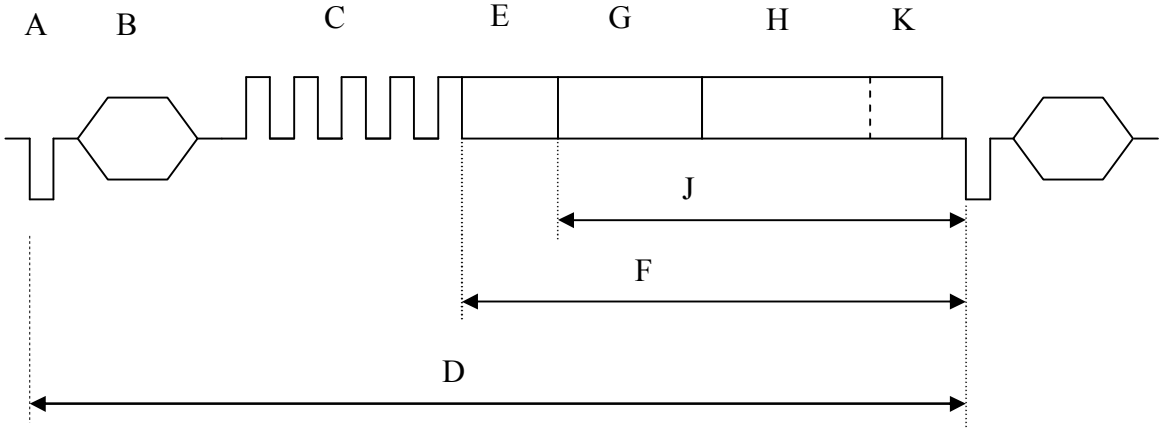
Международная стандартизация в области телетекста

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 A, B, C, D и разработанных соответственно Францией, Великобританией, Канадой и Японией.

Логическая структура различных элементов данных телетекста и их соотношения с ТВ-сигналом представлены на рисунке 5.19.

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 сихронизации;
F – вставка данных;
G – префикс данных (адресная информация);
J – пакет данных;
H – блок данных;
K – суффикс (если есть).

Рисунок 5.19 – 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 видеотекса. Это обеспечивает возможность сопряжения систем телетекста и видеотекса, 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 разложением 625/50. Основанием для этого стандарта послужила используемая во Франции система телетекста Antiope-Didon, обеспечивающая асинхронную пе-

редачу 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 осуществляется по байту 3, причём структура этого байта и определяет длину последующего префикса: 11100111 – длинный префикс, 10110100 – короткий. Во всех байтах данных телетекста провидится 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 дина-

мично 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 содержит 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 однобайтового 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 расширении 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 ско-

ростью 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 (заголовок 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 5.20. 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.

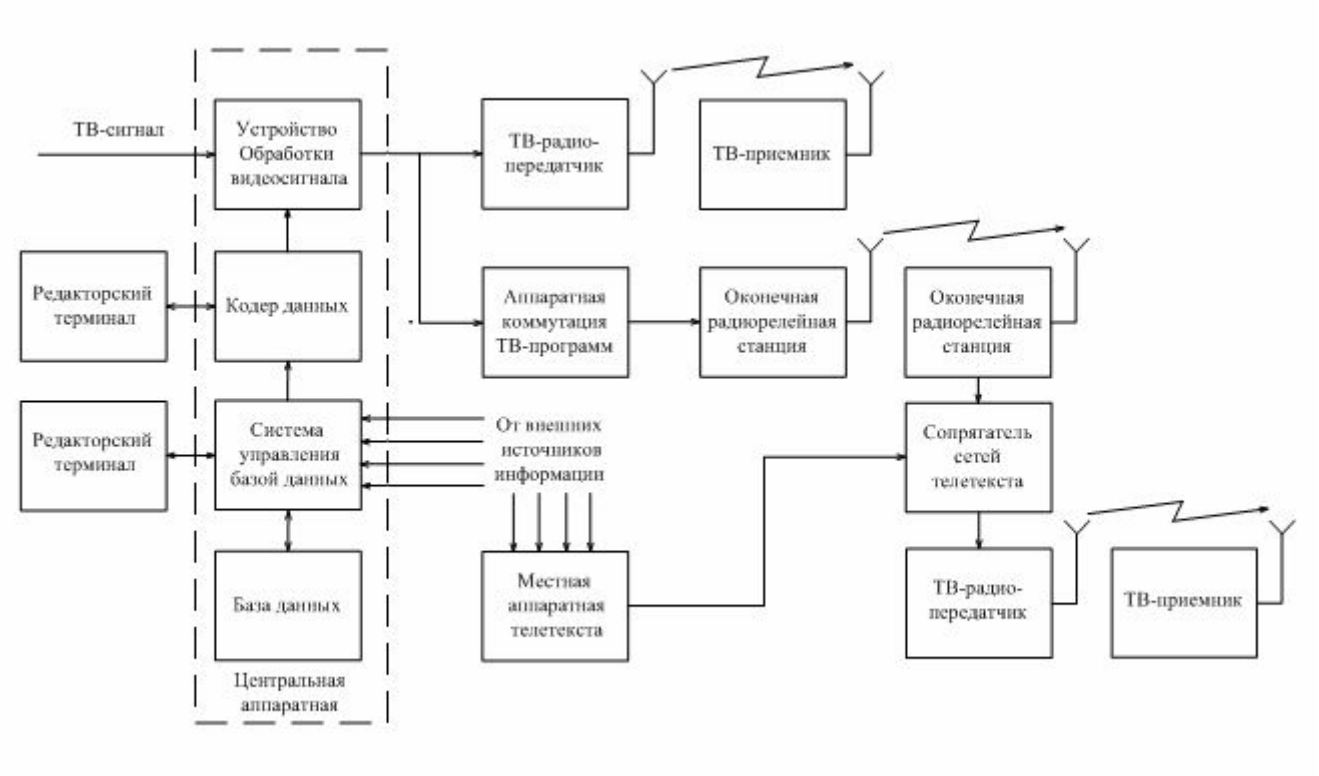


Рисунок 5.20 – Структурная схема построения системы телетекста

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

ТЕЛЕВИДЕНИЕ ПОВЫШЕННОГО КАЧЕСТВА

- **ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ**
- **УЛУЧШЕННЫЕ СИСТЕМЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ**
- **МЕТОДЫ РАСШИРЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ТЕЛЕВИЗОРОВ**

◄ **К содержанию**

6.1 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 NTSC, PAL, 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 радиоэлек-

тронной 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 растра 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 MAC (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 MAC, расширенными полосами частот 5,6 МГц для сигнала яркости и по 2,8 МГц для цветоразностных сигналов.

Методы повышения качества изображения на приемной стороне чрезвычайно разнообразны и для лучшей наглядности сведены в классификацию (рисунок 6.1).

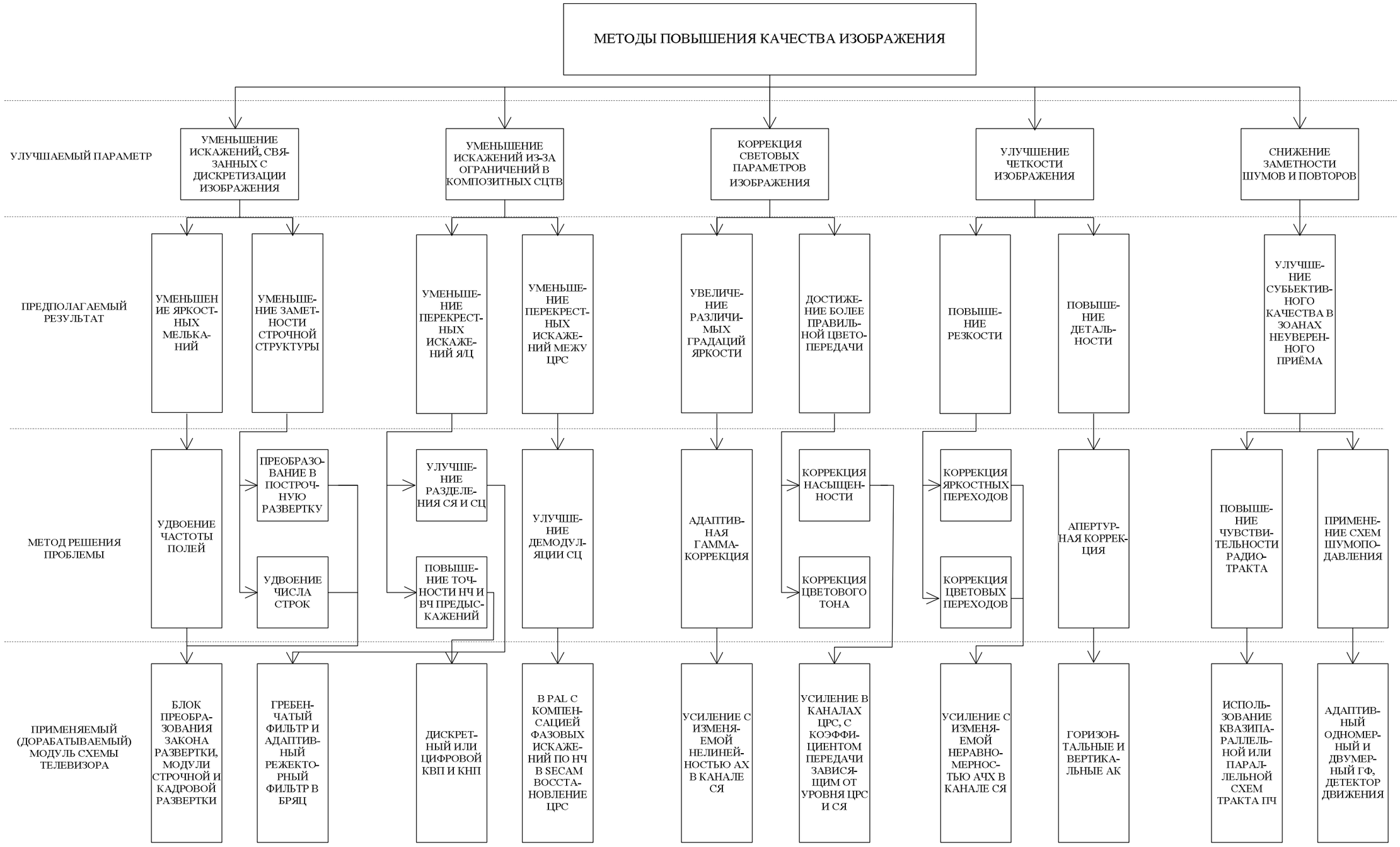


Рисунок. 6.1 - Классификация методов повышения качества изображения.

Классификация имеет иерархическую структуру, выполненную по следующей логической цепи: улучшаемый параметр – предполагаемый результат – метод решения проблемы применяемый (или дорабатываемый) модуль схемы телевизора.

Улучшаемых параметров изображения в таблице выделено пять:

- уменьшение искажения связанных с дискретизацией изображения по кадрам и строкам;
- уменьшение искажения вызываемых ограничением в композитных системац ЦТВ;
- коррекция световых параметров изображения (цветового тона, яркости, насыщенности);
- улучшение четкости изображения;
- снижение заметности шумов, помех и повторов на изображении.

Дискретизация изображения приводит к следующим искажениям:

- яркостные мерцания с частотой полей (50 Гц для европейских стандартов, 60 Гц для американских и японских);
- межстрочные мерцания с частотой кадров (25 и 30 Гц);
- заметности строчной структуры;
- муар-эффекту.

Все эти искажения особенно заметны на современных экранов большого размера (25 дюймов и более) обладающих высокой яркостью и контрастностью. Решением проблемы мельканий является удвоение частоты полей (кадров) – в зависимости от выбранного алгоритма преобразования.

Межстрочное мелькание эффективно устраняются путем преобразования чересстрочной развертки в построчную. Заметность строчность структуры путем удвоения числа строк.

Общим недостатком этой группы методов является необходимость полной переработки модулей строчной и кадровой разверток и невозможность реализации в аналоговом виде. Исходя из этого делаем вывод что для модернизации моноплатных телевизоров эти методы непригодны.

Во всех композитных системах ЦТВ сигнал цветности (СЦ) передается в спектре сигнала яркости (СЯ), что приводит к перекрестных искажениям между ними и в результате к снижению яркостной и цветовой разрешающей способности. Также возможно ухудшения качества за счет перекрестных искажений между цветоразностными сигналами. В системах PAL и NTSC это возникает за счет фазовых искажений в канале связи, а также за счет отклонения параметров

линии задержки. В SECAM к перекрестным искажениям приводят только аппаратные проблемы – паразитные связи в ветвях электронного коммутатора и отражение в линии задержки, что особенно характерно для телевизоров разработанных до 90-х годов прошлого века. На качество цветопередачи в SECAM также сильно влияет точность установки нулевых частот частотных детекторов и точность настройки центральной частоты, а также добротности контура коррекции ВЧ предискажения.

Здесь решением проблемы может быть использование гребенчатых фильтров (двумерных или трехмерных) для более полного разделения СЯ и СЦ; дискретных или цифровых контуров коррекции НЧ- и ВЧ- предискажений для SECAM; компенсацию фазовых искажений в PAL и восстановление недостающих ЦРС в SECAM выполнять по низкой частоте с помощью дискретных ЛЗ, время задержки в которых устанавливается опорным сигналом от кварцевого генератора.

Следует отметить, что реализация трехмерных фильтров, учитывающих дискретность как строчной, так и полевой структуры изображения, возможно только в цифровом виде.

Следующий метод – повышения качества изображения за счет коррекции его световых параметров – яркости и цветности.

Все устройства преобразования свет-сигнал (вакуумные передающие трубки, матрицы ПЗС и т.п.) и сигнал-свет (электронно-лучевые трубки ЖК и плазменные панели) являются в той или иной мере нелинейными. Сюда же можно добавить и нелинейности АХ различных устройств передачи и обработки видеосигналов. Предварительная коррекция нелинейности (гамма-коррекция) на передающей стороне выполняется только для усредненных параметров преобразователей свет-сигнал и сигнал-цвет, а нелинейность каналов связи вообще не учитывается. Исходя из этого, для более точной коррекции параметров изображения необходимо использование в телевизорах адаптивных гамма-корректоров (корректоров полутоновых искажений), а также корректоров цветового тона и насыщенности.

Принцип работы всех этих устройств основан на управлении нелинейности АХ в зависимости от размаха яркостного и цветоразностного сигналов. Реализуются они как в аналоговом, так и в цифровом виде, однако применение цифровой реализации предпочтительней из-за больших функциональных возможностей.

Необходимость улучшения четкости изображения – яркостной, и особенно цветовой – объясняется ограниченной полосой частот каналов связи, а также возможными искажениями (завалами) его АЧХ в области верхних частот, вызываемыми, в том числе, и фильтрами блока разделения СЯ и СЦ. Все это приводит к тому, что яркостные и цветовые переходы оказываются затянутыми, что воспринимается как размытость изображения, особенно заметная на телевизорах с большим экраном.

Резкость изображения может быть повышенной за счет корректоров яркостных и цветовых переходов представляющих собой усилители с управляемой неравномерностью АЧХ. Детальность повышается посредством апертурной коррекции – одномерной (горизонтальной), либо двумерной. В последнем случае опять же предпочтительней использование цифровых либо дискретных обработок.

Следующий метод ПКИ заключается в снижении заметности шумов и помех, а также повторов на изображении, возникающих, прежде всего, в зонах неуверенного приема.

Здесь есть два пути решения проблемы – улучшение параметров радиоканала за счет перехода к схемам, использующим раздельную обработку разносигналов изображения и звукового сопровождения – квазипараллельной либо параллельной, и использование различных схем шумоподавления. Схемы шумоподавления могут выполняться на принципе сравнения отсчетов, строк либо полей изображения. Простейшие варианты реализуются в аналоговом виде и подобны по структуре гребенчатым фильтрам, более сложные требуют применения цифровой обработки. Еще одна группа методов ПКИ, не приведенная в классификации, касается коррекции геометрических и нелинейных искажений растра. Справедливо только для телевизоров на базе электронно-лучевых трубок и заключается в коррекции формы тока в строчных и кадровых отклоняющих системах.

6.2 УЛУЧШЕННЫЕ СИСТЕМЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

6.2.1 Совместимые улучшенные системы ЦТВ

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 либо 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 кинопленку, 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

BT.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 6.2, 6.3), 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 6.3). 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.

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 цветность – яркость в режиме «Clean PAL».

Для восстановления широкоэкранного 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»*).

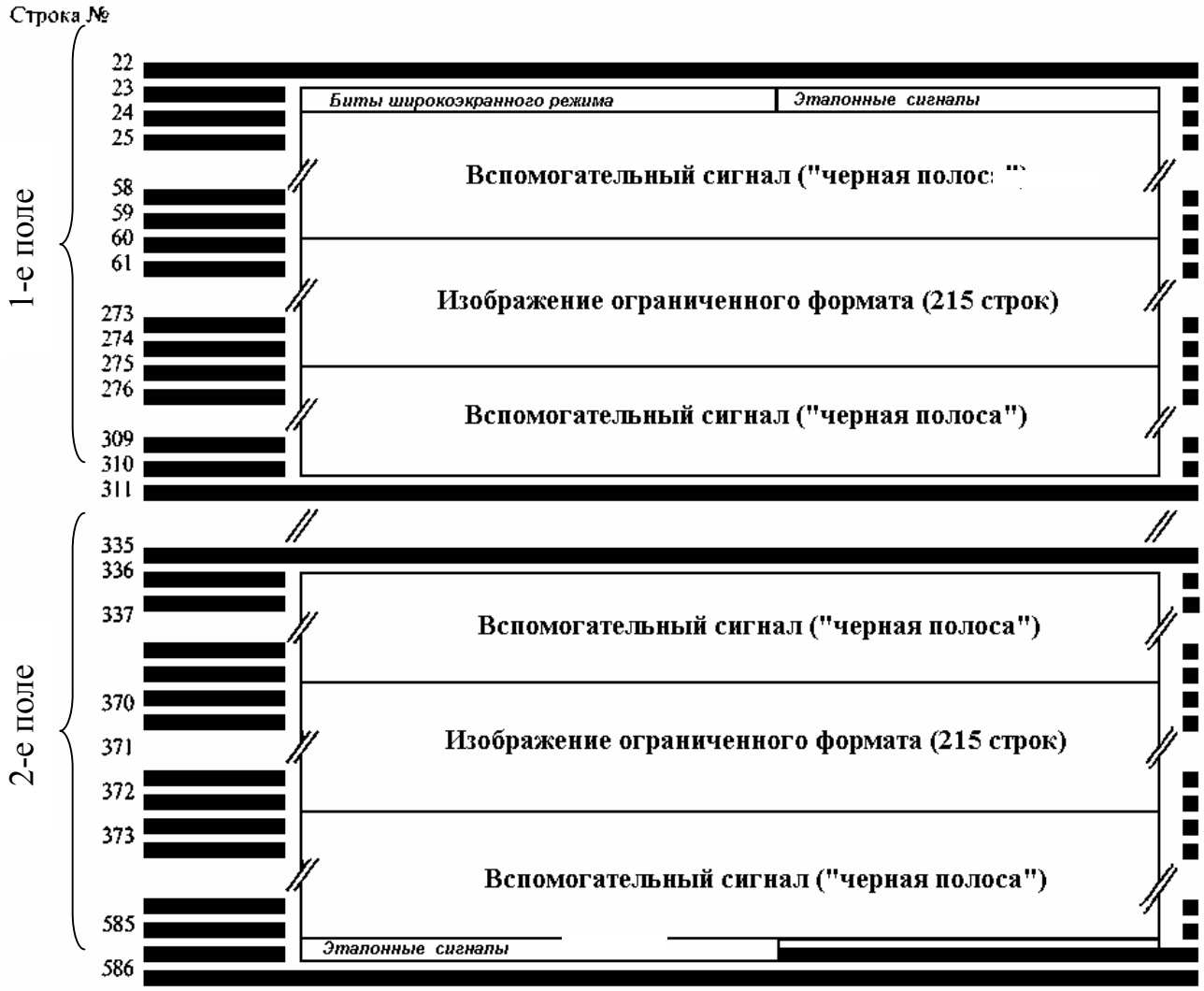
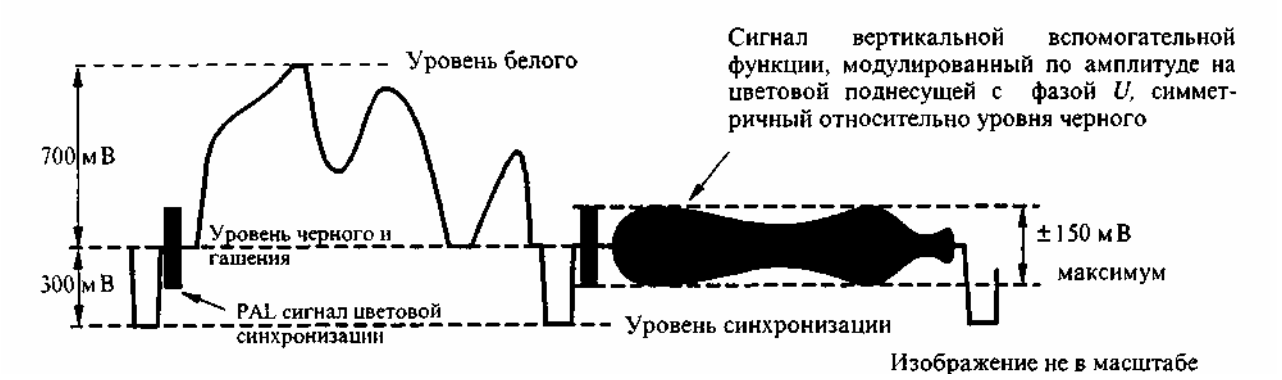


Рисунок 6.2 – Формат кадра в системе PALplus



Примечание. В строках, предназначенных для передачи вспомогательного сигнала, используется стандартное гашение строк PAL. Импульс гашения идентичен соответствующему стандартному импульсу PAL.

Рисунок 6.3 – Сигналы, демонстрирующие уровни сигнала PALplus

«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 двигающимися 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 6.3).

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 MACP, 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 изо-

бражения, 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 MACP 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 следст-

вие, 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 цветовых 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 предыскажения ЦРС и ВЧ - сигнала цветности. Поэтому в 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.

6.2.2 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;

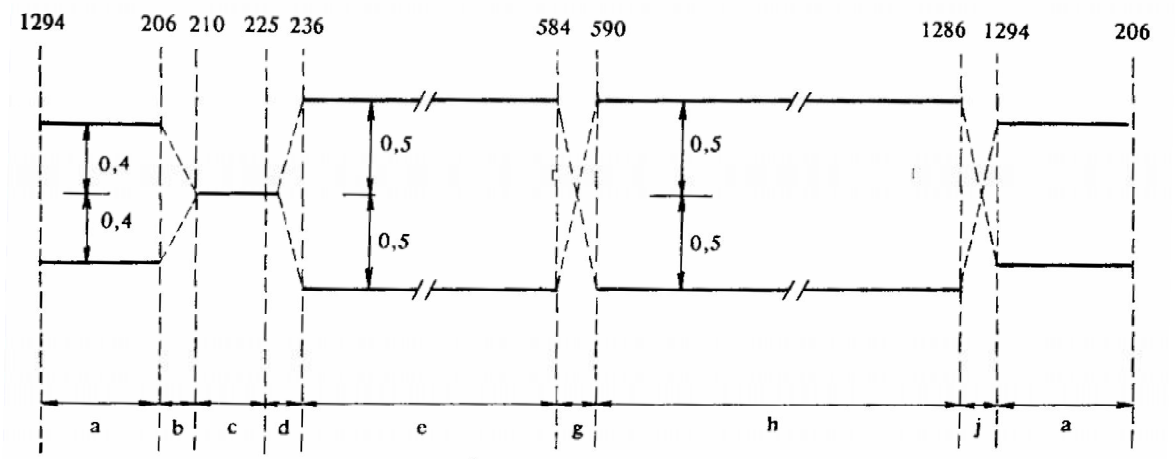
- появляется возможность обусловленного доступа к видеоинформации путём скремблирования видеосигналов;

- 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 6.4.



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 6.4 – Формат сигналов МАС в масштабе строки

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.

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: C, D, D2 (для ТВ-систем на 625 строк) и B (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 C, 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 13,5·1,5 = 20,25 МГц, так что сигнал Y сжимается в 1,5 раза, а сигналы R-Y и B-Y в 3 раза. В системе B на 525 строк опорная тактовая частота выбирается как $1{,}5\cdot4\cdot f_{ЦП} = 1{,}5\cdot4\cdot227{,}5\cdot f_{СТР}$ = 1365·15734 Гц = 21,477 МГц. В системе B на 625 строк опорная тактовая частота выбирается как гармоника строчной частоты с тем же номером, что и в системе на 525 строк: 1365·15625 Гц = = 21,328 МГц. Здесь $f_{ЦП}$ – частота цветовой поднесущей NTSC, 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 6.3 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 B/G, I и D/K, 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 значение 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 МАС 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 зависимая от полей) последовательность сигналов R-Y и B-Y, а в системе МАС 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 упро-

щает 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 $V = 0{,}927U_{R\text{-}Y}$, $U = 0{,}733U_{B\text{-}Y}$.

Всего в системах MAC 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 C, D и D2 показан на рисунке 6.5. Вся информация о синхронизации передаётся в составе цифровых данных.

Передача цифровых данных

Системы семейства MAC различаются между собой способами или параметрами передачи цифровой информации. Первое отличие относится к самому процессу мультиплексирования данных и видеоинформации. В системе C видеосигнал и сигнал данных независимо модулируют несущую спутникового канала, т.е. мультиплексирование производится на радиочастоте.

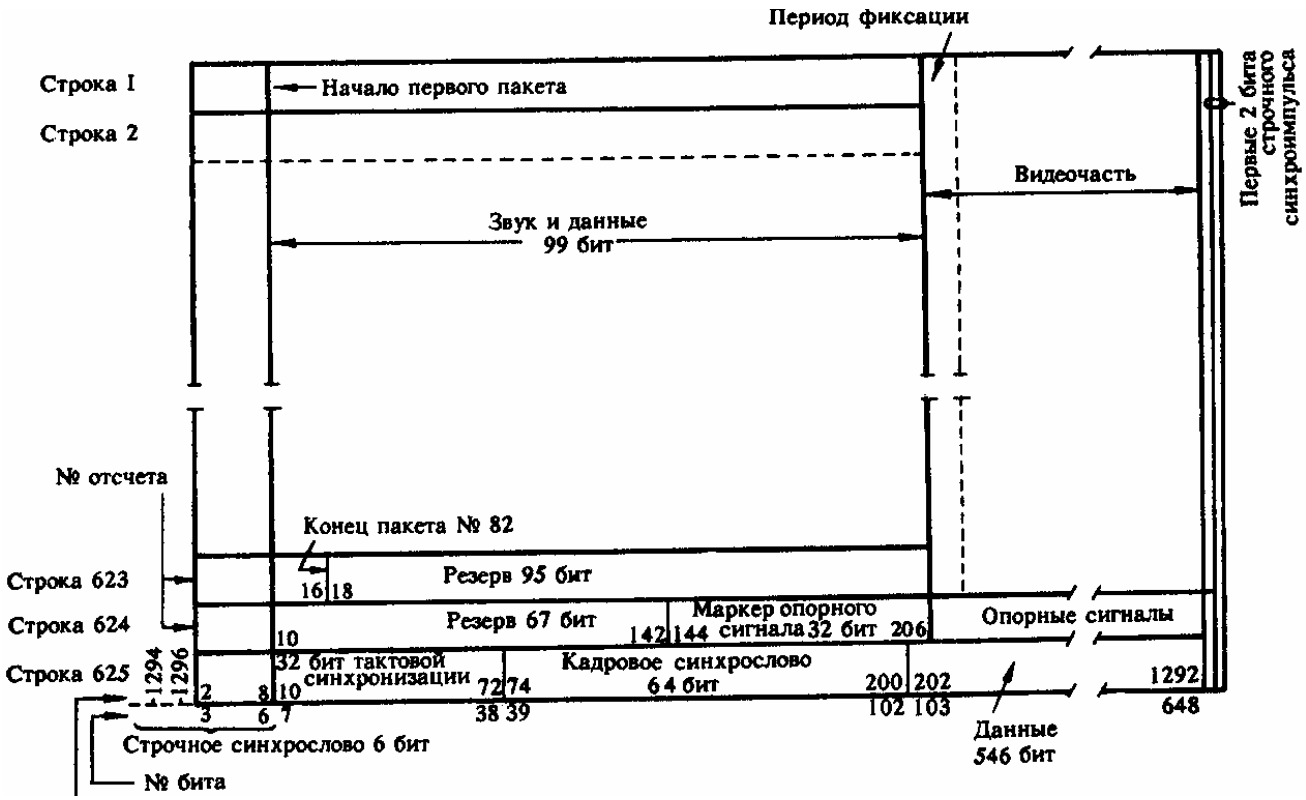


Рисунок 6.5 – Общий формат ТВ кадра в системе МАС

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 C и D – 20,25 Мбит/с. Отсюда вытекает различие в возможном числе высококачественных каналов звука: 4 для системы D2 и 8 для C и D. Все остальные расхождения в параметрах обусловливаются этими основными различиями. В то же время системы C, 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 C 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 C и D; в двух остающихся строках кадра передаётся служебная информация. Отличие формата для систем C и D состоит в том, что в каждом интервале гашения передаётся сдвоенная «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 C и D.

Для системы D2 пакет из 751 бита делится на поле заголовка и поле данных. Заголовок содержит 23 бит: 10 бит адреса соответствующей вещательной

службы, позволяющей определять до 1024 разных служб; 2 бит 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 бит) 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 6.6) передаются данные о кадровой синхронизации (102 бит): 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 бит) «чередующихся» данных. Последние 14 бит в блоках статических и чередующихся данных служат для обеспечения помехоустойчивости.

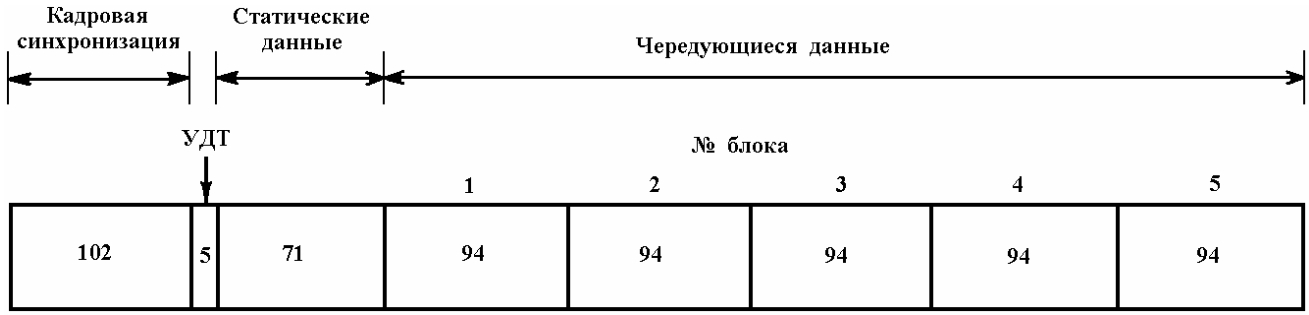


Рисунок 6.6 – Организация данных в 625-й строке

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, телетекст, 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 те-

летекста (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.

Передача звука

В системах MAC 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 помехозащищенность 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 C и D число передаваемых звуковых сигналов удваивается. Во всех строках интервалов гашения полей (т.е. в строках 2 – 22 и 314 – 334, исключая строку 16) могут передавать-

ся 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 МАС 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 МАС при передаче по спутниковому каналу связи.

Параметры передачи

Перед частотной модуляцией несущей спутникового канала видеосигнал подвергается предыскажению с помощью цепи с характеристикой передачи

$$H(jf) = A[1+j(f/f_1)]/[1+j(f/f_2)], \qquad (6.1)$$

где $A = 1/\sqrt{2}$; $f_1 = 0{,}84$ МГц; $f_2 = 1{,}5$ МГц.

Характеристика затухания этой цепи представлена на рисунке 6.7. 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).

Для передачи цифровой информации в системах D и D2 используется дуобинарный цифровой сигнал, уплотняемый во времени с видеосигналом, и составной сигнал модулирует несущую по частоте. Для предотвращения вы-

бросов 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°, а логическому нулю – изменение фазы на -90°.

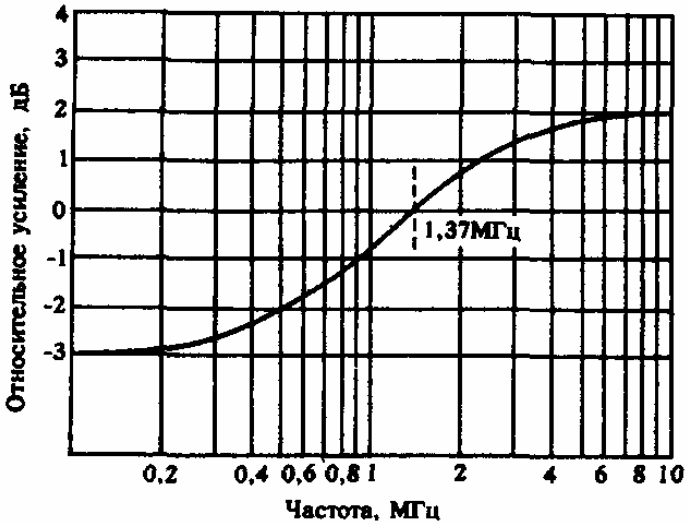


Рисунок 6.7 – Характеристика затухания цепи предыскажений видеосигнала

Стандарты систем МАС

Методы передачи цифрового потока в составе полного сигнала МАС определяют ряд вариантов систем МАС (таблица 6.1). 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-MAC/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 информации 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 суще-

ствующих кабельных сетей. В системе D-MAC 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-MAC достигается снижением вдвое скорости цифрового потока и, соответственно, пропускной способности до 4 звуковых сигналов вместо 8 в D-MAC. Объединение видеосигнала с пакетами данных в системах D-MAC и D2-MAC осуществляется по видеочастоте. С целью выравнивания спектра видеосигнал подвергается предыскажениям по закону $H(jf)$ (6.1). 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 C-MAC в D- или D2-MAC на приеме требуют громоздкого и дорогостоящего оборудования, поэтому многие европейские страны, использующие стандарт MAC, приняли решение с целью упрощения приемного оборудования применить стандарт D2-MAC (или D-MAC) 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 B-MAC параметры сигнала изображения близки к принятым в других странах семействам MAC. Коэффициенты сжатия сигналов яркости и цветности такие же, различаются лишь тактовые частоты и форма кривой предыскажений (f_1 = 1,87 МГц, f_2 = 3,75 МГц).

Таблица 6.1 – Параметры MAC – систем

Параметр	C-MAC	D-MAC	D2-MAC	B-MAC 625 строк	B-MAC 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
Параметры модуляции					
Коэффициент сжатия сигналов: СЯ / ЦРС	3:2/3:1				

Продолжение таблицы 6.1

Параметр	C-MAC	D-MAC	D2-MAC	B-MAC 625 строк	B-MAC 525 строк
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 MAC, МГц	8,4			7,5	6,3
Кодирование звука					
Максимальное число каналов	8		4	6 или 3	
Характеристика предыскажений	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	
Полоса пропускания радиосигнала, МГц	27			24	
Способ модуляции несущей: – сигналом данных	2–4 ФМ	ЧМ			
– видеосигналом	ЧМ	ЧМ			
Девиация, МГц	13,5			16,5	17,5

6.3 МЕТОДЫ РАСШИРЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ТЕЛЕВИЗОРОВ

6.3.1 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 построчной. Очевидно, что изменение временного масштаба ТВ сигнала наиболее просто реализуется с использованием цифровых методов обработки.

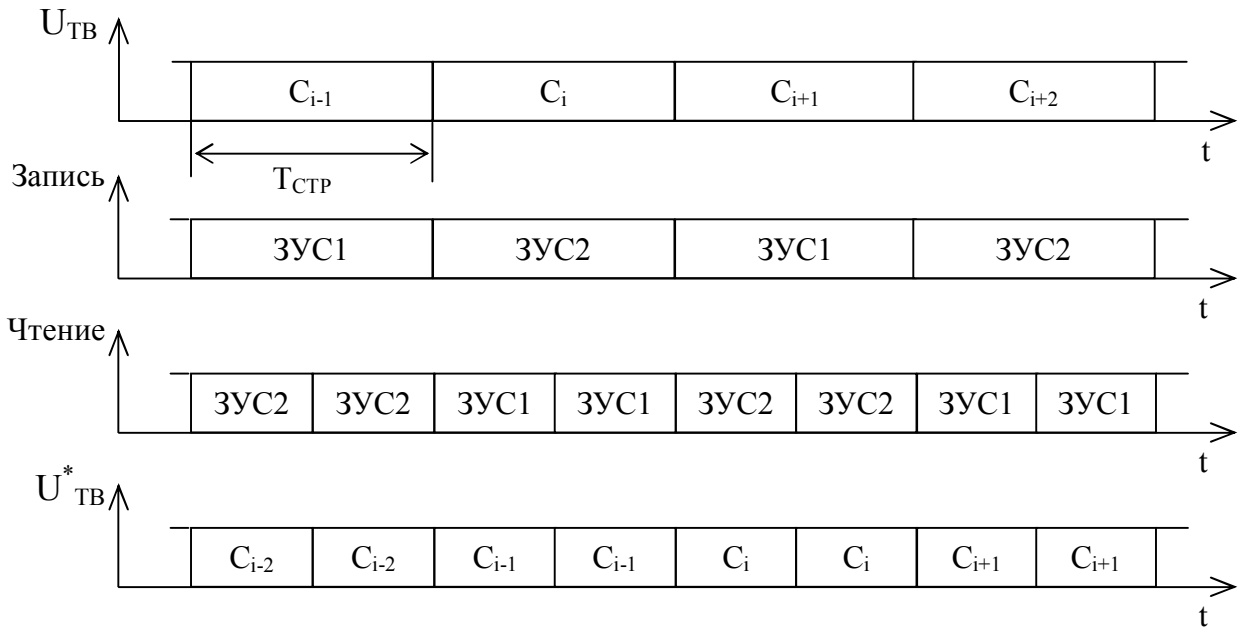
Чересстрочная развертка с частотой полей 50 Гц создает выраженную строчную структуру изображения. Это вызвано тем, что к моменту появления изображения второго поля яркость изображения первого поля успевает заметно снизиться. При большой яркости становятся хорошо заметными мерцания крупных участков изображения 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 6.8).

Рисунок 6.8 – Преобразователь стандарта воспроизведения с двумя ЗУ на строку

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 считы-

вание – из ЗУС1 (рисунок 6.9). 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.



C_i – i-я строка телевизионного сигнала

Рисунок 6.9 – 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 6.10. Основу преобразователя составляет память на поле ЗУП. Чтобы упростить требования к быстродействию ЗУП, преобразование стандарта воспроизведения осуществляется двумя памятями на строку – ЗУС1 и ЗУС2. Строка принимаемого поля C_i и строка предшествующего поля C'_i, считанная из ЗУП, выполняющего функции устройства задержки на поле, записываются в ЗУС1 и ЗУС2, а затем поочередно считываются с удвоенной скоростью (рисунок 6.11). В результате два поля исходного чересстрочного изображения воспроизводятся за время 1/50 Гц = 20 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.

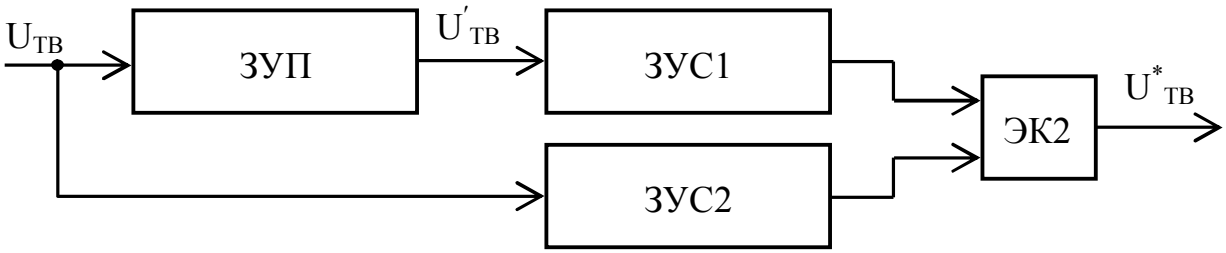
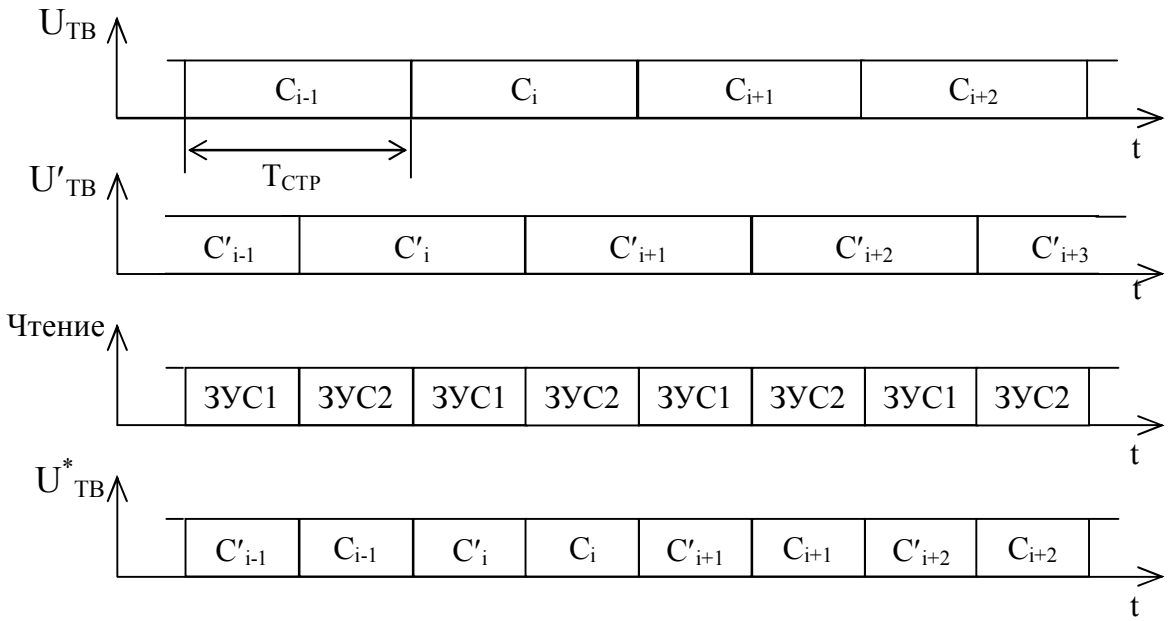


Рисунок 6.10 – Преобразователь стандарта воспроизведения с памятью на поле



C_i – i-я строка текущего поля телевизионного сигнала

C'_i – i-я строка предшествующего поля телевизионного сигнала

Рисунок 6.11 – 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 изображение 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 памятей записывается текущее

поле, из другой дважды воспроизводится предшествующее. Такой алгоритм обработки обозначается AABB, где A и B 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 ABAB, 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 AB*A*B, в которой A и B – поля исходного сигнала (с частотой полей 50 Гц), а A* и B* добавочно вставленные поля. Поля A и B не изменяются в процессе обработки и не смещены во времени. Содержание же полей A* и B* 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 B* заполняется данными поля A, а поле A* – содержанием поля B (повторение полей). В режиме СС поле B* заполняется данными поля B, а поле A* – данными поля A (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:

для поля A – $\{a_{x,y}\} = \{a_{x,y}\}$;

для поля B* – $\{b^*_{x,y}\} = \{med(a_{x,y}\,;\, a_{x,y+1};\, b_{x,y})\}$;

для поля A* – $\{a^*_{x,y}\} = \{med(b_{x,y}\,;\, b_{x,y+1}\,;\, a_{x,y+1})\}$;

для поля B – $\{b_{x,y}\} = \{b_{x,y}\}$,

где a, b*, a*, b – элементы полей A, B*, A*, B 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 обра-

ботка сигнала приводит к хорошему качеству картинки, но на тестовых изображениях заметны искажения.

Также известен алгоритм преобразования, заключающийся в том, что отсчеты сигнала полей А* и В* получают путем усреднения сигналов двух соседних кадров с использованием временного фильтра по закону:

для поля А – $\{a_{x, y, i}\} = \{a_{x, y, i}\}$;

для поля В* – $\{b^*_{x, y, i}\} = \{med(b_{x, y, i-1} ; b_{x, y, i})\}$;

для поля А* – $\{a^*_{x, y, i}\} = \{med(a_{x, y, i}, a_{x, y, i+1})\}$;

для поля В – $\{b_{x, y, i}\} = \{b_{x, y, i}\}$,

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 6.12. 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 преобразования. Данные процессы осуществляются синхронно со строчными (ССИ) и кадровыми (КСИ) синхронизирующими импульсами преобразуемого ТВ сигнала.

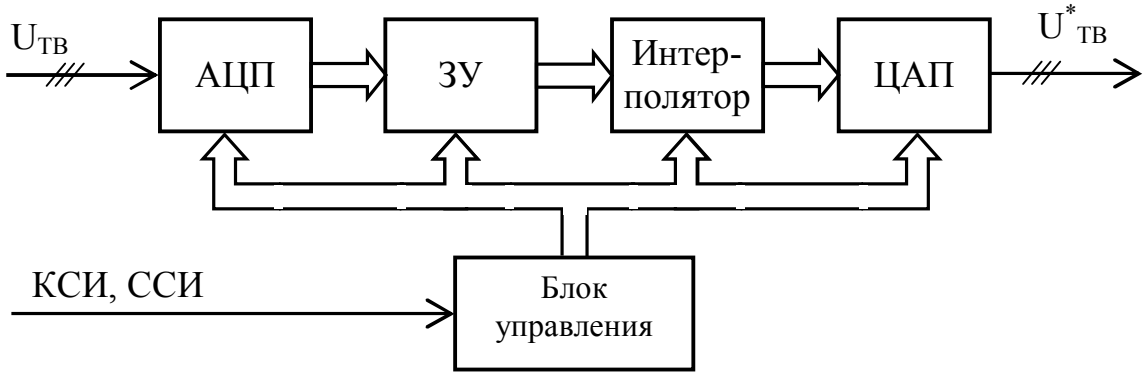


Рисунок 6.12 – Обобщенная структурная схема БПВР

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.

6.3.2 Принцип работы и методы построения модуля «кадр в кадре»

Модуль «кадр в кадре» (PIP) позволяет получить на экране телевизора одно или несколько дополнительных изображений уменьшенного размера. В качестве источников сигналов для PIP используются дополнительный радиоканал, видеомагнитофон, видеодиск или телевизионная камера. Кроме PIP в телевизорах с кинескопом формата 16:9 применяют так называемый POP («кадр вне кадра»), когда одно или несколько малых изображений при приеме телевизионного сигала обычного формата располагаются на неиспользуемых участках растра за пределами основного изображения.

В основе PIP и POP лежит использование устройств памяти на строку и поле и цифровая обработка сигнала. Требуемый объем памяти зависит от числа дополнительных изображений и их форматов. Наиболее прост в выполнении черно-белый PIP. Кроме существенного сокращения объема полевой памяти при этом исключается цветовой декодер и упрощаются входные цепи.

Использование в PIP памяти на поле позволяет создавать ряд спецэффектов: неподвижный кадр, мозаичное изображение (за счет уменьшения разрядности), зум-эффект (увеличение фрагмента изображения), получение нескольких неподвижных фаз одного из изображений, режим яркостного ключа, когда сквозь малое изображение видны наиболее яркие участки основного изображения, и т.д.

Коротко рассмотрим особенности основных узлов PIP.

Входное устройство. Входное устройство включает в себя аналоговую часть и АЦП. На вход поступают сигналы *R, G, B* или *Y, U и V* от нескольких источников. Использование сигналов *Y, U, V* предпочтительно, так как позволяет сократить объем памяти. Выходной сигнал цифровой. Для выбора источника сигналов необходим электронный коммутатор. Возможны два основных пути выполнения входного устройства: 1) выбранная группа аналоговых сигналов мультиплексируется и поступает на вход одиночного АЦП; 2) используются три АЦП, раздельные для каждой компоненты входных сигналов. Дискретизация сигналов *Y, U, V* с помощью трех АЦП позволяет по сравнению с мультиплексированием и использованием одиночного АЦП снизить тактовую частоту. Пусть в варианте с тремя АЦП на АЦП сигнала яркости поступает тактовая частота 13,5 МГц, т.е. первоначально формируются 702 пикселя сигнала яркости, число которых сокращается после горизонтальной фильтрации. Если вместо этого применить одиночный АЦП с предварительным мультиплексированием сигналов, то для формата 4:2:2 сигнал на входе АЦП будет иметь вид

Y1, U1, Y2, V1, Y3, U2, Y4, V2, ...

Чтобы частота повторения компонент *Y* сохранилась равной 13,5 МГц, частота следования мультиплексированных компонент, т.е. тактовая частота одиночного АЦП, должна быть увеличена в два раза – до 27 МГц, что существенно усложняет требования к АЦП.

Вводимое и основное изображения практически всегда асинхронны. Поэтому в канале PIP требуются автономный синхроселектор и формирователь стробирующего сигнала SSC.

Малое изображение, как правило, составляет 1/4 или 1/3 по ширине и высоте от основного (1/16 или 1/9 по площади). Последний формат удобнее с точки зрения упрощения дальнейшей обработки. Активный интервал строки основного изображения составляет 52 мкс. Если использовать для дискретизации стандартную тактовую частоту $f_Д$ = 13,5 МГц, то для составляющей яркости на длине активного интервала строки уложится $N_{СТР} = T_{СТР.А}$ x $f_Д$ = 52 x 13,5 = = 702 отсчета. Для формата PIP 1/3 максимальное число отсчетов малого изображения равно $N_{СТР(1/3)}$ = 702/3=234, а для формата 1/4 $N_{СТР(1/4)}$ = 175. Разрядность *m* АЦП обычно составляет от 5 до 8. Число отсчетов в строке малого изображения может быть уменьшено, но тогда абсолютная четкость на малом изображении будет меньше, чем на основном.

Узел фильтров. Если сокращение числа отсчетов осуществить непосредственно в АЦП уменьшением тактовой частоты, то на изображении появятся муары и возникнет мерцание при воспроизведении вертикальных линий. Поэтому дискретизацию целесообразно выполнять на стандартной тактовой частоте, а уменьшение формата изображения осуществлять после АЦП усреднением нескольких отсчетов (трех — для сжатия изображения в 3 раза и четырех — для уплотнения вчетверо). Для этого используют трансверсальный фильтр с соответственно выбранными коэффициентами (рисунок 8.1). Алгоритм работы такого фильтра имеет вид

$$U_{вых}(t) = K1 \cdot U_{вх}(t) + K2 \cdot U_{вх}(t-\tau) + \ldots + K_n \cdot U_{вх}\left[t-(n-1)\tau\right]. \qquad (6.2)$$

Для уплотнения сигнала втрое достаточно двух звеньев задержки, а значения коэффициентов обычно выбирают следующими: *К1* = *К3* = 0,25; *К2* = 0,5. При этом коэффициент передачи фильтра равен 1, что исключает переполнение. Однако если воспроизводится вертикальная сетка, различие в яркостях ее линий может быть двукратным. С этой точки зрения удобнее фильтр с одинаковыми коэффициентами *К1* = *К2* = *К3*.

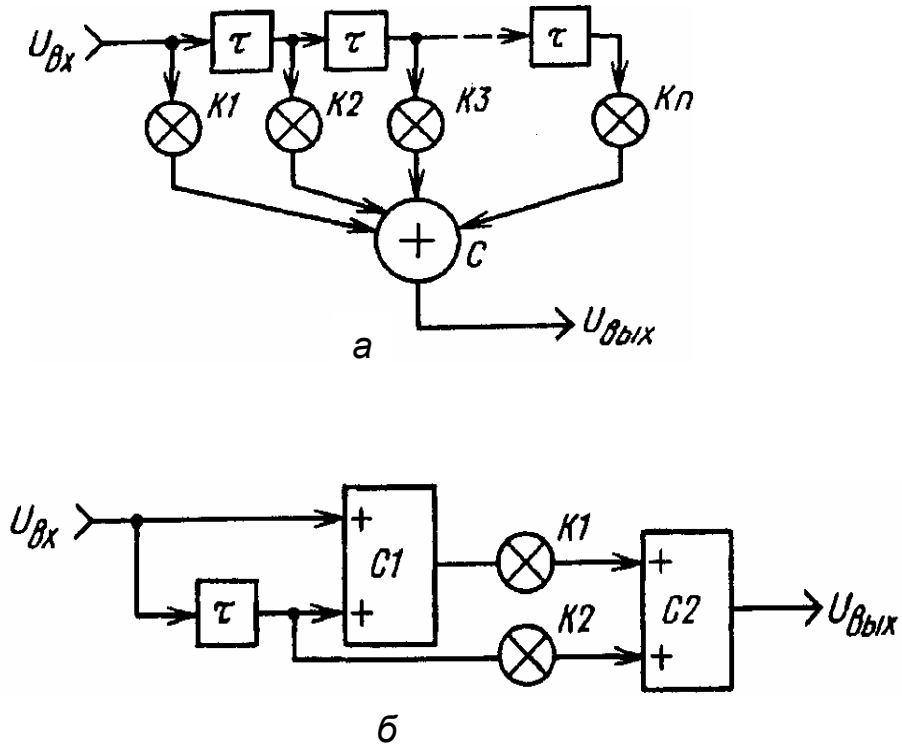


Рисунок 6.13 – Варианты функциональной схемы трансверсального фильтра: а – стандартная; б – с уменьшенным числом умножителей

Аналогичным образом проводится уплотнение информации по вертикали. Число строк Z_A в активной части поля малого изображения при его масштабе 1/3 сокращается с Z_A = 287,5 до $Z_{A(1/3)}$ = 95. Чтобы предотвратить мерцание горизонтальных линий, необходим вертикальный фильтр, в котором складываются с определенными весовыми коэффициентами отсчеты соседних строк. При этом требуются два ЗУ на строку. Для упрощения вертикального фильтра его выполняют рекурсивным (с обратными связями). Устройство такого фильтра показано на рисунке 6.14. Фильтр содержит умножители на коэффициенты *К1* и *К2,* сумматор *С*, одно устройство задержки τ на строку и два электронных коммутатора *ЭК1* и *ЭК2*. Коммутаторы переключаются сигналами от блока управления *БУ*. Цикл обработки составляет три строки. В интервале первой строки *ЭК1* и *ЭК2* находятся в положении 1. При этом $U' = K1 \cdot U1$; $U' = 0$; $U_{ВЫХ} = K1 \cdot U1$. Во второй строке оба коммутатора переводятся в положение 2. При этом $U' = K2 \cdot U2$; $U'' = K1 \cdot U1$; $U_{ВЫХ} = K1 \cdot U1 + K2 \cdot U2$. Наконец, в третьей строке *ЭК1* устанавливают в положение 1, а *ЭК2* — в положение 2. При этом $U' = K1 \cdot U3$; $U'' = K1 \cdot U1 + K2 \cdot U2$; $U_{ВЫХ} = K1 \cdot U1 + K2 \cdot U2 + K1 \cdot U3$. На выходе фильтра выбирают сигналы, соответствующие каждой третьей строке. Если *К1* = 0,25; *К2* = 0,5, рекурсивный фильтр эквивалентен трансверсальному с коэффициентами *К1* = 0,25; *К2* = 0,5; *К3* = 0,25.

Рекурсивным может быть выполнен и горизонтальный фильтр. Поскольку вертикальный фильтр включен после горизонтального, объем ЗУ на поле при масштабе малого изображения 1/3 можно сократить в 9 раз по сравнению со стандартным видео-ЗУ. При масштабе 1/4 объем ЗУ сокращается в 16 раз.

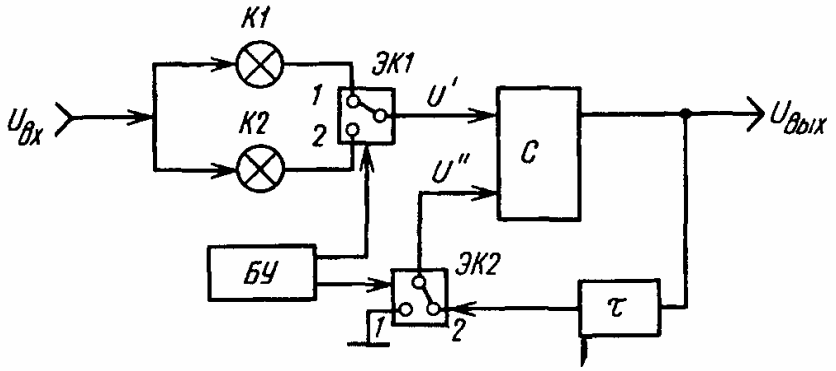


Рисунок 6.14 - Рекурсивный вертикальный фильтр

Организация устройств памяти. Память модуля PIP обычно состоит из строчного буфера и ЗУ на поле. Память на строку может включаться до ЗУ на поле или после него. В последнем случае упрощаются требования к быстродействию полевой памяти, так как запись и считывание из нее производятся с одинаковой, относительно низкой скоростью.

При тактовой частоте АЦП 13,5 МГц, масштабе малого изображения 1:3 и разрядности 6 объем полевой памяти для сигнала Y составит

$$V_{Y(1/3)} = N_{СТР(1/3)}\, Z_{A(1/3)}\, m = 234 \text{ x } 95 \text{ x } 6 = 22230 \text{ x } 6 = 133 \text{ кбит.} \qquad (6.3)$$

Объем полевой памяти, отводимой на цветоразностные сигналы, зависит от выбранного формата сигнала. При мультиплексировании входных сигналов с форматом (отношением частот дискретизации яркостного $f_{Д.Y}$ и цветоразностных $f_{Д.U}$ и $f_{Д.V}$ сигналов) 4:2:2 объем ЗУ для записи цветоразностных сигналов составит

$$V_{ЦРС(1/3)} = V_{U(1/3)} + V_{V(1/3)} = (f_{Д.R\text{-}Y} + f_{Д.B\text{-}Y})/f_{Д.Y} \cdot N_{СТР(1/3)} Z_{A(1/3)}\, m =$$

$$= (2+2)/4 \cdot 234 \cdot 95 \cdot 6 = 22230 \cdot 6 = 133 \text{ кбит.} \qquad (6.4)$$

При этом полный объем памяти равен

$$V_{(1/3)} = V_{Y(1/3)} + V_{ЦРС(1/3)} = 266 \text{ кбит.}$$

Чаще используют формат 4:1:1, что уменьшает объем памяти для сигналов *UV* до $V_{ЦРС(1/3)} = (1+1)/4 \cdot 234 \cdot 95 \cdot 6 = 66{,}69$ кбит при общем объеме памяти $V_{(1/3)} = V_{Y(1/3)} + V_{ЦРС(1/3)} = 200$ кбит. Видно, что использование в модуле PIP сигналов *YUV* формата 4:1:1 позволяет уменьшить объем памяти в два раза по сравнению с вариантом *RGB*, для которого возможен только режим 4:4:4. Еще раз следует отметить, что рассчитанные объемы ЗУ относятся только к одному полю изображения. Часто для упрощения PIP ограничиваются записью только четных или нечетных полей. Если же используются оба поля, то тактирование вертикального фильтра должно осуществляться так, чтобы обеспечить равномерное чередование строк в четных и нечетных полях дополнительного изображения. Пример правильного тактирования показан на рисунке 6.15. Для управления тактированием необходим детектор четности, определяющий, какое поле проходит в данный момент.

В настоящее время в Европе три фирмы серийно выпускает микросхемы PIP — это «Philips», «Siemens» и «Micronas».

Комплекты микросхем PIP фирмы «Siemens». Фирма «Siemens» разработала четыре комплекта СБИС для PIP. Комплект первого поколения содержит три микросхемы: тройной АЦП SDA9087, контроллер PIP SDA9088 (с внутренней памятью на поле) и тактовый генератор SDA9086. Комплект позволяет получить одно дополнительное изображение с масштабом 1:3 или 1:4.

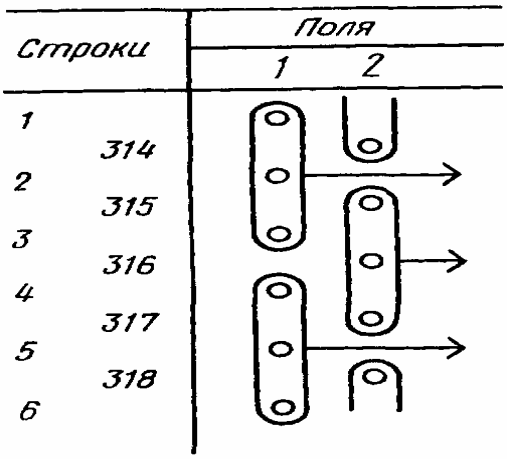


Рисунок 6.15 – Тактирование вертикального фильтра в четных и нечетных полях

На рисунке 6.16 показана функциональная схема СБИС SDA9087. На входы СБИС поступают сигналы *YUV* от цветового декодера, например микросхемы TDA4650 с линией задержки на строку. Каждый из сигналов проходит схе-

му фиксации уровня черного, а затем дискретизируется в АЦП с тактовой частотой 13,5 МГц. Опорные уровни для компараторов АЦП задаются с помощью внешних делителей напряжения, подключенных к выводам 12 и 13. Пятиразрядный цифровой сигнал яркости подается на подстраиваемое устройство задержки *ПЗУ* (от 0 до 1,18 мкс — девять ступеней по 148 нс). Цветоразностные цифровые пятиразрядные сигналы проходят звенья (+/-), позволяющие при необходимости менять их полярность, и поступают на мультиплексор МП с понижением действующей тактовой частоты в четыре раза, до 3,375 МГц. Формат сигналов имеет вид, показанный на рисунке 8.5. За четыре такта пятиразрядного сигнала кости передаются по одному такту пятиразрядных сигналов U и V. Черное в этих сигналах находится на уровне 0,5. Формат сигнала 4:1:1. Получается девятиразрядный цифровой сигнал с тактовой частотой 13,5 МГц.

Тактовый сигнал в микросхеме формируется с помощью системы ФАПЧ, содержащей генератор, управляемый напряжением ГУН, делитель частоты ДЕЛ на 864 (с 13,5 МГц до 15,625 кГц) фазовый детектор ФД. В фазовом детекторе сравнивается выделенная тактовая частота с частотой строчных импульсов воспроизводимого изображения. Строчные импульсы выделяются из *SSC* воспроизводимого изображения с помощью детектора уровня ДУ. Постоянная времени ФАПЧ определяется внешней *RC*-цепью, которая подключается к выводу *26* микросхемы.

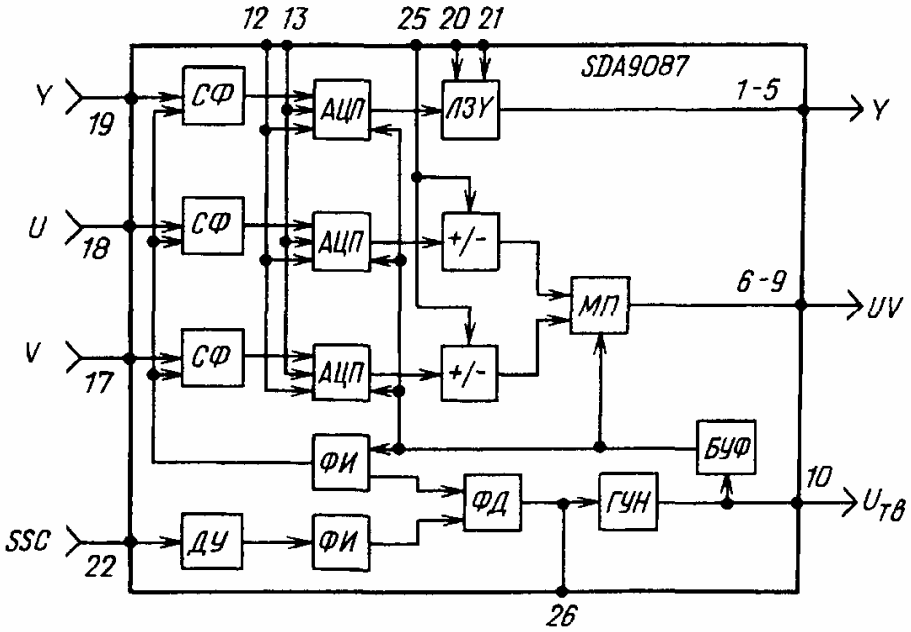


Рисунок 6.16 – Функциональная схема ИМС SDA9087

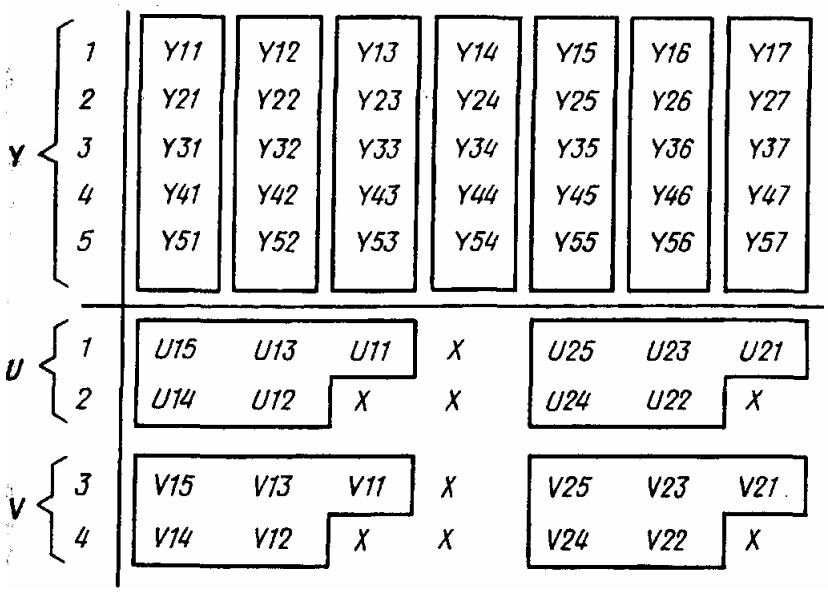


Рисунок 6.17 - Формат сигналов на выходах SDA9087

Пятиразрядный цифровой сигнал яркости и четырехразрядный мультиплексированный цифровой сигнал *UV* поступают на процессор PIP SDA9088.

В микросхеме процессора (рисунок 6.18) сигнал проходит демультиплексор ДМП, а затем горизонтальные и вертикальные рекурсивные фильтры Ф. При масштабе малого изображения 1/3 горизонтальный фильтр формирует из трех последующих пикселей один пиксель малого изображения, как это показано на рисунке 6.19. Число отсчетов для сигнала яркости сокращается до 234 на строку, а для сигналов *U, V* — до 58 на строку. Число строк при этом 95. С учетом потерь на передачу рамки число активных строк сокращается до 88, а число пикселей для *Y* и *U* - соответственно до 212 и 53. Вертикальный фильтр формирует один пиксель из пикселей трех смежных строк. Затем сигналы записываются во внутреннюю память на поле (ЗУ). Ее объем (без учета информации о рамке) должен составлять [(212x88)+(53x88)] x 5 = 116600 бит. Реальный объем памяти в СБИС составляет 167,9 кбит. Если масштаб малого изображения уменьшен до 1:4, то в горизонтальном и вертикальном фильтрах усредняются по четыре отсчета и по четыре строки. В результате требуемый объем памяти уменьшается. При использовании сигнала NTSC (525 строк, 60 полей) число строк малого изображения уменьшается до 76 (до 57 для масштаба 1:4). Чтобы исключить мерцание 25 Гц, в память записываются только четные поля дополнительного изображения.

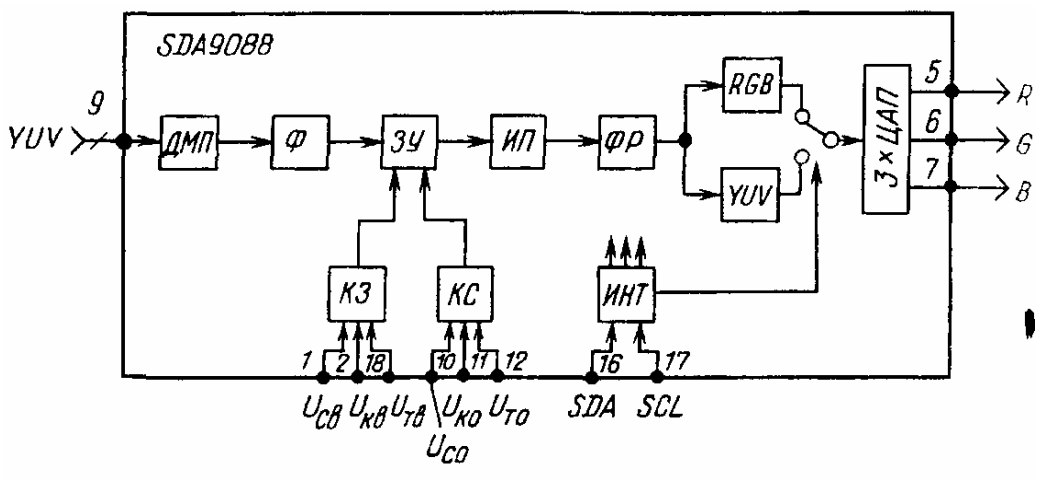


Рисунок 6.18 - Функциональная схема СБИС SDA9088

Управление памятью осуществляется контроллерами записи и считывания (КЗ и КС). На контроллер записи поданы тактовый сигнал 13,5 МГц (U_{TB}), строчные импульсы (U_{CB}) и кадровые импульсы *(U_{KB})*. Все три сигнала синхронны с дополнительным (врезаемым) изображением. На контроллер считывания поданы аналогичные импульсы *(U_{TO}, U_{CO}* и *U_{KO})*, но синхронные с основным изображением.

Считывание из памяти сигнала E_Y производится с частотой 13,5 МГц. Тактовый сигнал считывания вырабатывается микросхемой SDA9086, которая представляет собой генератор со схемой ФАПЧ, служащей для синхронизации тактовой частоты и частоты строк.

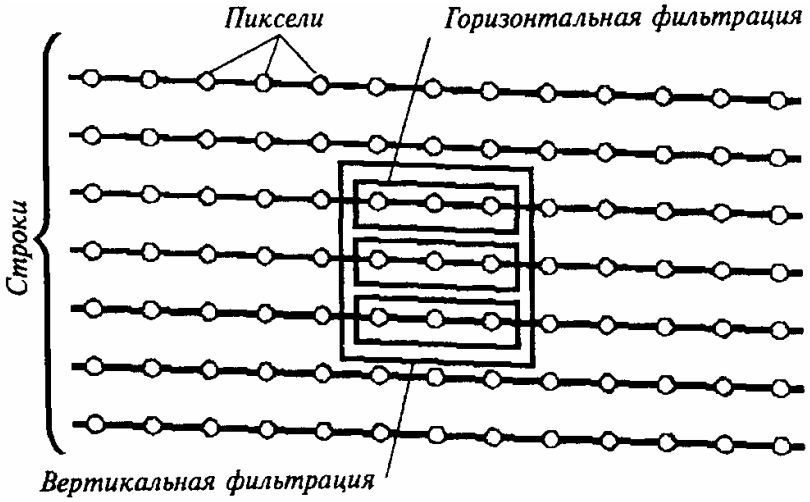


Рисунок 6.19 - К работе горизонтального и вертикального фильтров при формате малого изображения 1/9

В качестве опорного сигнала используются строчные синхроимпульсы основного изображения. Сигналы *U, V* считываются с частотой 6,75 МГц.

Считанные сигналы проходят интерполяционные фильтры ИФ и формирователь рамки ФР. Затем сигналы можно с помощью матрицы преобразовать в форму *RGB* или оставить в формате *YUV*. Переключение режима, как и все другие функции управления, осуществляется по цифровой шине I^2C. Для этого в микросхеме имеется интерфейс шины ИНТ. Заключительная операция — преобразование цифровых сигналов в аналоговые с помощью трех ЦАП. Аналоговые сигналы через электронный коммутатор вводятся в видеотракт телевизора. В результате на экране появляется малое изображение, активная часть строки которого имеет длительность 15,7 мкс. Малое изображение может располагаться в любом из углов основного, а также смещаться по вертикали и по горизонтали. Может осуществляться режим «замороженного» изображения. Цвет рамки выбирается из восьми возможных. Управление производится по шине I^2C.

На рисунке 6.20 показана структурная схема видеотракта телевизора с устройством PIP на СБИС SDA9087 и SDA9088. Источниками видеосигналов являются два радиоканала метровых и дециметровых волн (РК1 и РК2), спутниковый радиоканал СК и внешнее устройство (видеомагнитофон, видеокамера, видеодиск) — вход *AV*.

Для выбора источников сигналов служат электронные коммутаторы ЭК1 и ЭК2, управляемые по цифровой шине (например, используется микросхема TDA8540). Основной видеоканал содержит декодер цветности и видеопроцессор, имеющий входы для дополнительных сигналов *RGB*. Синхроселектор основного канала формирует сигнал SSC и задающие импульсы для строчной и кадровой разверток. Канал дополнительного изображения содержит декодер цветности, селектор синхроимпульсов и микросхемы SDA9087, SDA9088, SDA9086. Сигнал SSC дополнительного изображения используется при записи информации в память PIP. Для считывания информации из памяти служат кадровые и строчные импульсы основного изображения, а также тактовый сигнал 13,5 МГц, формируемый микросхемой SDA9086.

Считанные данные преобразуются с помощью матрицы, входящей в состав микросхемы SDA9088, в сигналы *RGB* и переводятся в аналоговую форму. Аналоговые сигналы поступают на входы *RGB* видеопроцессора в телевизоре и вводятся в заданный участок основного изображения. Для управления коммутатором видеопроцессора служит сигнал врезки F_B, вырабатываемый в микросхеме SDA9088.

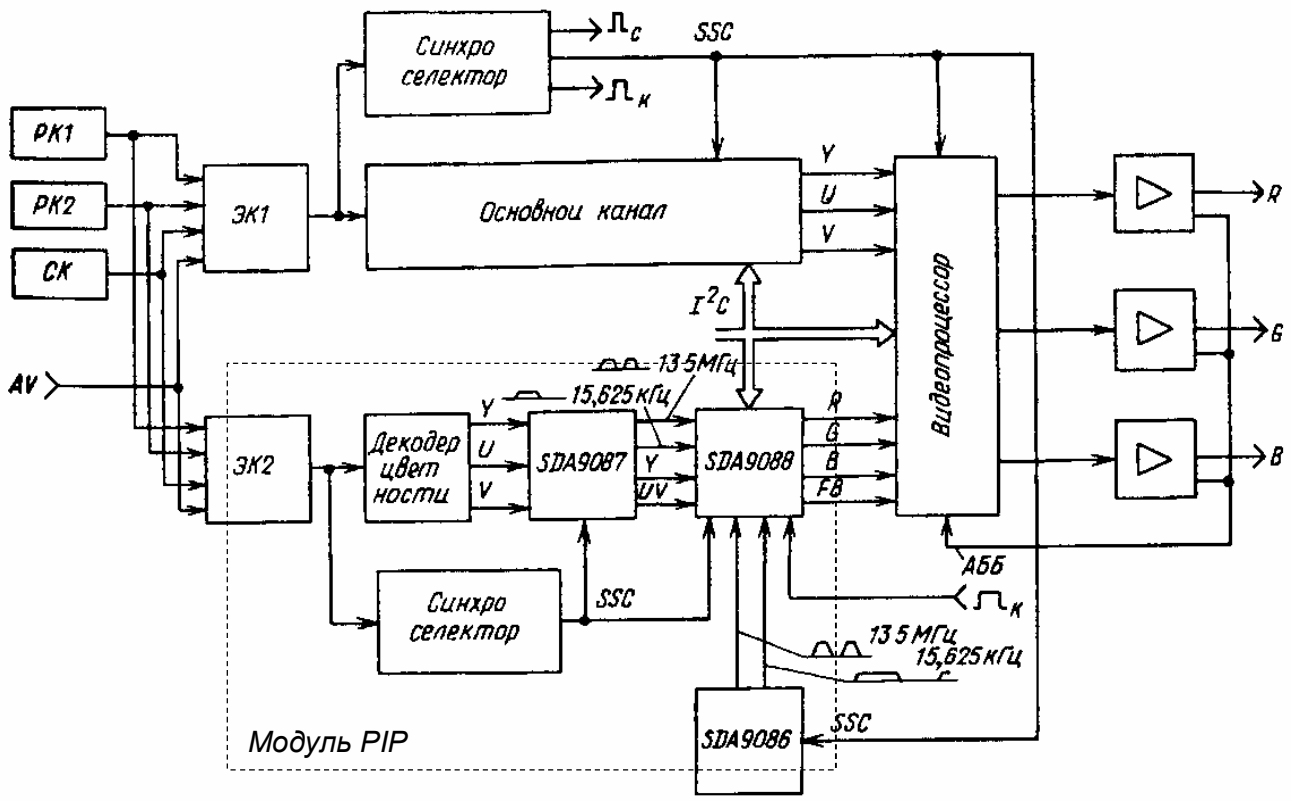


Рисунок 6.20 - Структурная схема включения модуля PIP в видеотракт телевизора

Комплект PIP SDA9087/9088/9086 может использоваться в телевизоре повышенного качества с кадровой частотой 100 Гц и строчной частотой 31,25 кГц. Чтобы перейти в такой режим, достаточно изменить частоты кадровых и строчных импульсов основного изображения, подаваемых на микросхему SDA9088. Тактовая частота при этом должна составлять 27 МГц. Для получения такой частоты меняют напряжения на двух выводах SDA9086, а также меняют одну из команд, подаваемых на SDA9088 по шине I^2C.

В 1993 г. фирма «Siemens» начала производство второго поколения СБИС PIP. В состав комплекта входят микросхемы SDA9187-2X и SDA9188-3X. Использование тактового генератора SDA9086 не обязательно. Его может заменить кварцевый резонатор с частотой 20,48 МГц. Микросхемы выполнены в корпусах мини-ДИП и рассчитаны на использование поверхностного монтажа. По большинству параметров микросхемы повторяют первое поколение. Отличия состоят в следующем:

1) разрядность сигнала яркости увеличена с 5 до 6;

2) предусмотрена возможность переключения формата малого изображения с 4:3 на 16:9.

В 1994 г. закончена разработка третьего поколения PIP «Siemens». Комплект состоит из одной микросхемы, содержащей все необходимые цепи, в том числе и память. Микросхема получена объединением в одном кристалле SDA9187 и SDA9188. Называется новый процессор SDA9288X.

Кроме того, фирмой «Siemens» разработан новый процессор PIP SDA9189X. Он работает совместно с тройным АЦП SDA9187 и существенно отличается от SDA9188. Прежде всего, объем полевой памяти увеличен со 169,812 до 329,184 кбайт. Благодаря этому возможно получение малого изображения, составляющего по площади 1/4 от основного. На этой же площади можно получить четыре изображения с форматом 1/16 или девять с форматом 1/36. Одно из этих изображений движущееся, а остальные — статические. Возможно получение трех вертикально размещенных малых изображений в правой или левой частях экрана формата 16:9 (режим «кадр вне кадра» — POP) и ряда других форматов— всего 19 режимов. Максимальное число отсчетов малого изображения в строке — 288 при числе строк 72. Микросхема дозволяет проводить знаковую индикацию малого изображения. Для этого в ее состав введен знакогенератор. Рамка малого изображения может менять ширину, а число возможных ее цветов увеличено до 4096. Процессор SDA9189 (как и SDA9288) не требует использования УЛЗ в декодере дополнительного канала.

Раздел 7

ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

- ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ТВ СИГНАЛА КАК МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ И НАДЕЖНОСТИ ТВ СИСТЕМ
- АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА
- КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ СОКРАЩЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ ТВ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ
- СТАТИСТИЧЕСКОЕ КОДИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ
- КОДИРОВАНИЕ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ
- КОДИРОВАНИЕ С ПРЕДСКАЗАНИЕМ
- СТАНДАРТЫ КОМПРЕССИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ MPEG
- МЕТОДЫ КОМПРЕССИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В МУЛЬТИМЕДИЙНЫХ СИСТЕМАХ
- МЕТОДЫ КОМПРЕССИИ СИГНАЛОВ ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ
- СТАНДАРТЫ КОМПРЕССИИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

◄ К содержанию

7.1 ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ТВ СИГНАЛА КАК МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ И НАДЕЖНОСТИ ТВ СИСТЕМ

Аналоговый телевизионный сигнал в соответствии с его природой повторяет распределение яркости сигналов основных цветов (либо, после преобразований, несет информацию о яркости и цветности) изображения, т.е. является его электрическим аналогом. Соответственно, телевизионные системы, в которых для передачи, консервации или иных целей используется аналоговый сигнал, называются аналоговыми ТВ системами (см. подраздел 1.1).

Главным недостатком аналоговых систем является их слабая помехозащищенность – в каждом из звеньев ТВ тракта сигнал подвергается воздействию шумов, помех, искажений, в той или иной степени изменяющих его форму, что приводит к ухудшению качества изображения. Современная тракт вещательного ТВ включает в себя большое количество устройств преобразования и передачи сигналов, причем количество звеньев увеличивается с развитием телевидения.

При аналоговых методах обработки ТВ сигналов помехи и искажения, воздействующие на сигнал, накапливаются от звена к звену, в результате чего их суммарный уровень становится неприемлемым. Существенно уменьшить искажения и помехи при формировании ТВ программ, их консервации или передачи позволяют цифровые методы, уже достаточно давно использующиеся в технике связи.

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

Преобразованные же в цифровой вид сигналы имеют скорость:

$C_{тв}$=120 ...500 Мбит/с в зависимости от параметров кодирования (полного сигнала $U_{цтв}$ композитной системы цветного телевидения или компонентных сигналов U_Y, U_{R-Y}, U_{B-Y}) и $C_{тлф}$= 64 кбит/с. Для обработки цифровых потоков со скоростями $C_{тв}$ длительное время просто не было активных приборов. Вторым сдерживающим фактором являлось отсутствие каналов связи, способных пропустить сигнал с такой скоростью. Если бы даже и были каналы со столь большой пропускной способностью, то, как уже отмечалось во введении, их использование технически и экономически невыгодно. Трудно представить, что для

передачи одной программы цифрового ТВ пришлось бы пожертвовать 30-100 тысячами аналоговыми телефонными каналами или 2-8 тысячами цифровыми. Тем более не приемлема передача таких высокоскоростных цифровых потоков (например 200 Мбит/с на одну ТВ программу) по радиоканалам в отведённых для наземного ТВ вещания участках МВ и ДМВ диапазонов (общей шириной примерно 500 МГц). Речь идет о цифровых сигналах телевидения стандартной четкости – ТСЧ (625/525 строк), в телевидении высокой четкости – ТВЧ скорость цифрового потока возрастает до 1,2 Гбит/с и более (при 1125/1250 строках).

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

Основные же усилия ученых были сосредоточены на разработке алгоритмов сжатия цифрового ТВ сигнала, т.е. устранения в нем избыточности и, следовательно, значительного уменьшения скорости $C_{тв}$ (в 2...10 и более раз в зависимости от назначения системы) без ухудшения качества изображения или при допустимых искажениях.

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

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

Для ТВ целей сначала был создан стандарт MPEG-1, введенный в 1992 г. и ориентированный на низкоскоростные (до 1,5 Мбит/с) каналы связи, а затем MPEG-2 (введен в 1994 г.), MPEG-4 и даже MPEG-7, оптимизированные под различные задачи и применения. Это послужило толчком к интенсификации работ по цифровой обработке ТВ сигналов, разработке новых стандартов цифровой видеозаписи как компонентных сигналов ТСЧ (D-5, Betacam SX, Digital

Betacam, D-7 (DVC PRO), DVC PRO50, D-9 (Digital S), DVCAM, MPEG IMX и др.), так и ТВЧ (D5-HD, D6, CAM-HD, DVCPRO-HD и др.).

Самым важным достижением стало создание цифровых систем передачи ТВ сигналов. Благодаря сочетанию алгоритма сжатия MPEG-2 и спектрально-эффективных методов цифровой модуляции (QAM, QPSK, VSB, COFDM и др.) стала возможной передача нескольких программ цифрового телевидения в полосе частот одного спутникового (27 или 36 МГц) или наземного (6, 7 или 8 МГц в зависимости от ТВ стандарта M, N; B, G, H или I, D, K, K1, L соответственно) радиоканалов.

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

В США с 1998 г. начат переход на цифровое ТВЧ вещание по стандарту ATSC (Advanced Television System Committee – Комитет улучшенных ТВ систем). Название произошло по имени разработавшего его комитета по аналогии с NTSC. Фактически ATSC узаконил 18 форматов цифрового телевидения с числом активных строк в кадре 480, 720 и 1080, при построчной ($f_к$=24, 30 или 60 Гц) или чересстрочной развертке ($f_{пол}$=60 Гц). Однако формат 480 (525 полных строк) даже при построчной развертке вряд ли следует относить к ТВЧ. Формат 720 имеет только построчную развертку, а в 1080 при построчной развертке пока отсутствует вариант с $f_к$ = 60 Гц. При этом в США объявлено о прекращении с 2009 г. вещания по аналоговой системе цветного телевидения NTSC.

В Европе переход на цифровое ТВЧ идет не столь высокими темпами, так как считается, что потенциал стандарта 625/50/2:1/4:3 при этом или измененном на 16:9 формате кадра полностью еще не исчерпан. Поэтому большее внимание уделяется переходу на цифровое вещание программ ТСЧ в стандарте DVB а также развитию ТВ вещания на мобильные терминалы в стандарте DVB-H.

В Республике Беларусь также принята Государственная программа перехода на цифровое ТВ вещание, согласно которой к 2015 году программы цифрового ТВ должны иметь возможность получать все жители.

Сфера применения цифровых методов в вещании постепенно расширяется, охватывая подготовку ТВ программ, передачу, распределение и прием сигналов. Применение специализированных компьютеров (графических станций и

т.п.) и цифровой видеозаписи на диски и твердотельную электронную память позволяет переходить на автоматизированное безленточное производство ТВ программ.

Цифровые методы, помимо обеспечения высокого качества изображения в условиях воздействия помех, обладают и другими достоинствами. Так, при одинаковой занимаемой полосе частот радиоканала, они позволяют передавать большее число программ по сравнению с аналоговым телевидением. Намного легче в сравнении с аналоговой техникой достигается универсальность раболты цифровой аппаратуры различных стандартов ТВ вещания. Лучшая помехоустойчивость передачи цифровых сигналов позволяет уменьшить мощности радиопередатчиков.

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

На настоящем этапе развития единственным аналоговым звеном в системах передачи изображений остаются преобразователи свет-сигнал и сигнал-свет. Преобразование в цифровую форму осуществляется в большинстве случаев непосредственно после датчика ТВ изображения - ПЗС или КМОП-матрицы (рисунок 7.1), обратное преобразование выполняется перед видеоусилителем устройства отображения.

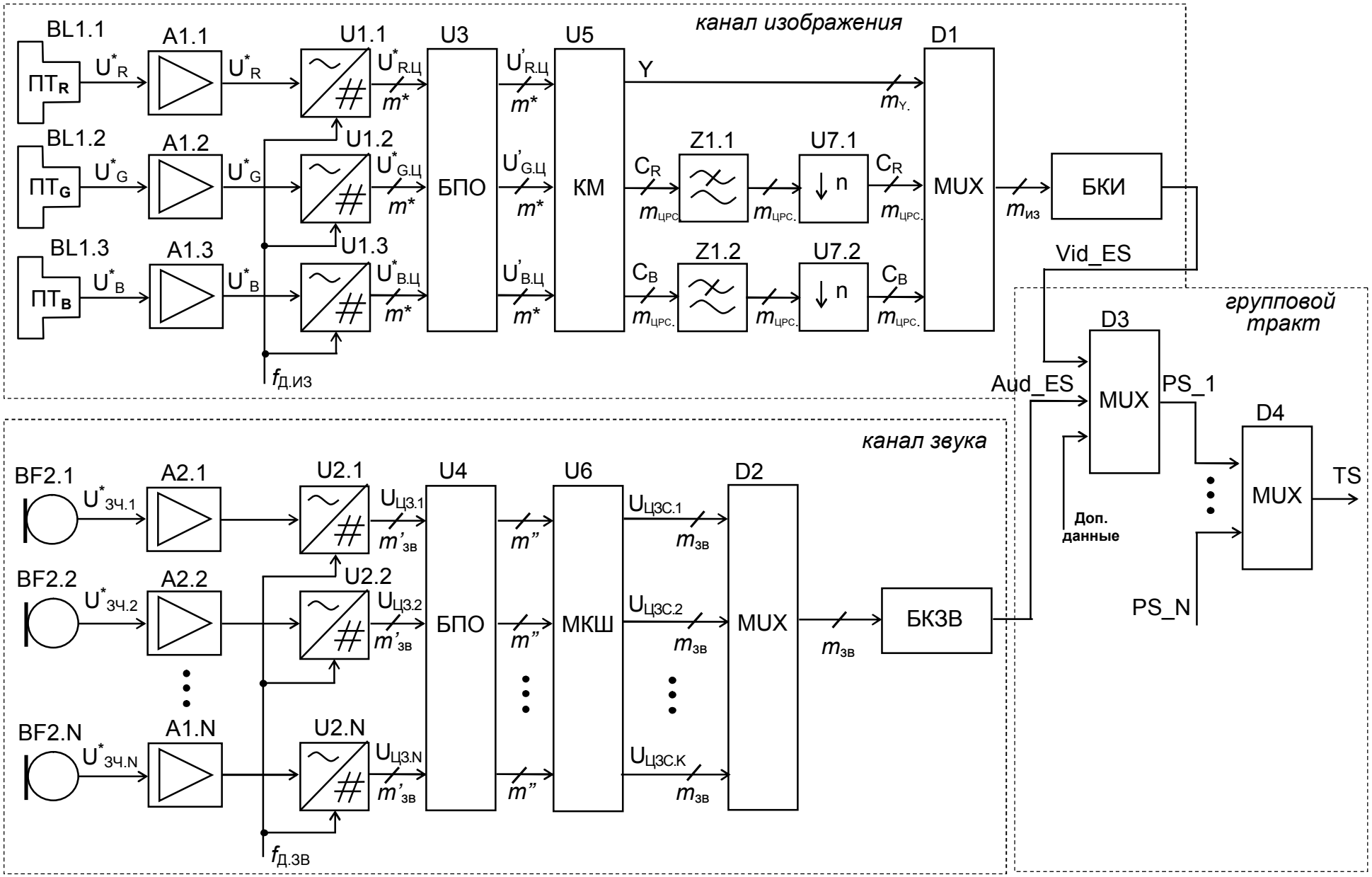


Рисунок 7.1 – Обобщенная структурная схема цифровой системы передачи изображений и звукового сопровождения (тракт формирования транспортного потока данных)

7.2 АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТВ СИГНАЛА

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

$$f_Д \geq 2F_B \tag{7.1}$$

Следовательно, на входе АЦП должен быть установлен ФНЧ с частотой среза $f_{ср}$, равной F_B . Технически дискретизация реализуется с помощью амплитудно-импульсного модулятора, на один вход которого подаётся аналоговый сигнал (рисунок 7.1,а), а на второй — импульсы дискретизации (рисунок 7.1,б) с периодом $T_Д$ 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 7.1,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 (рисунок 7.1,в) должна быть пропорциональной аналоговому сигналу в моменты дискретизации t_1, t_2, ..., t_7 (амплитудно-импульсная модуляция второго рода — АИМ-2).

В соответствии с приведённой выше теоремой по полученным дискретным отсчётам полностью восстанавливается аналоговый сигнал. Это можно показать

при спектральном представлении сигналов (рисунок 7.1,е — к). Если аналоговый сигнал имеет спектр, приведенный на рисунок 7.1,е, то спектр амплитуд периодической ($T_Д$) импульсной последовательности содержит постоянную составляющую и синусоидальные гармонические составляющие, следующие с частотой $f_Д=1/T_Д$, $2f_Д=2/T_Д$ и т. д. Спектр АИМ-сигнала (рисунок 7.1,з) в общем виде содержит спектр исходного аналогового сигнала в полосе 0 - $F_В$, убывающие по амплитуде гармоники частоты дискретизации $f_Д$, $2f_Д$ и т. д., промодулированные по амплитуде аналоговым сигналом, т. е. боковые полосы

$$f_Д \ldots (f_Д \pm F_В)\ ,\ 2f_Д \ldots (2f_Д \pm F_В)\ \ и\ т.\ д.$$

При амплитудной модуляции спектр содержал бы только несущую с частотой $f_Д$ и две боковые полосы $f_Д \div (f_Д \pm F_В)$. Из рисунка 7.1,з следует, что чем больше $f_Д$ по сравнению с $2F_В$, тем дальше разнесены по спектру частоты $F_В$ и $f_Д$ — $F_В$ (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 $К_{фнч}$(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 $f_Д$ будут присутствовать только в случае наличия постоянной составляющей в аналогом сигнале. Если она отсутствует, то останутся боковые полосы, а частот $f_Д$, $2f_Д$, $3f_Д$ и т.д. не будет.

При нарушении условия (7.1) спектры дискретизированного сигнала перекрываются (рисунок 7.1,k) и безыскажённое восстановление аналогового сигнала невозможно. Этот вывод правилен только для дискетизируемых (т.е. аналоговых) сигналов со сплошным спектром, например, звуковых. ТВ сигнал, как известно, имеет дискретный спектр. Поэтому при $f_Д < 2F_В$ и выполнении условий:

$$f_Д < F_В \text{ и } f_Д = (2x+1)(f_{стр}/2)\ , \qquad (7.2)$$

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

x – целые числа 1,2,3…

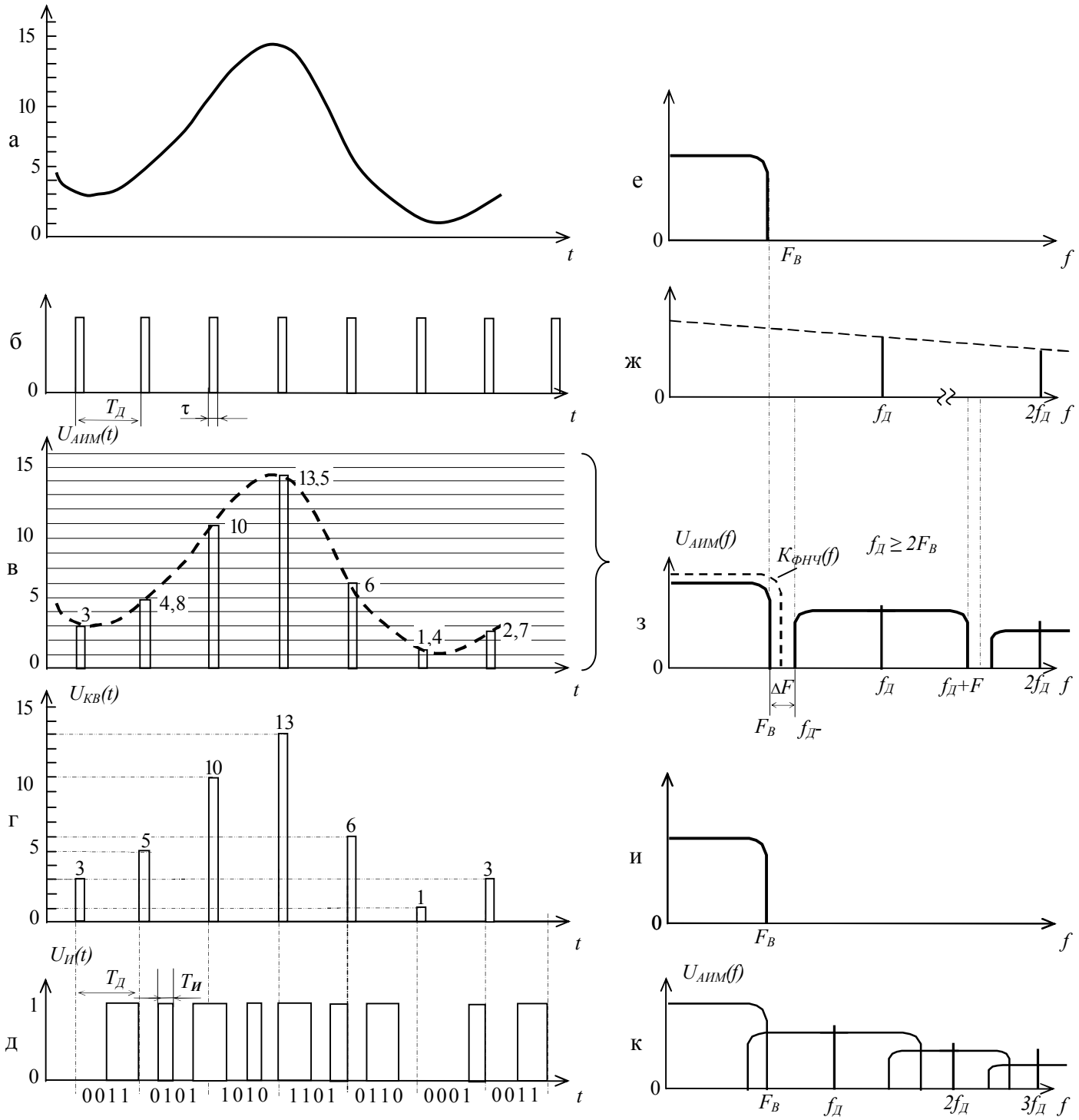
спектры будут перемежаться и выделение полезного сигнала в принципе возможно с помощью гребенчатого фильтра. Данная задача аналогична разделению аналоговых сигналов яркости и цветности в композитных системах цвет-

ного телевидения [5]. Однако в аналоговых системах NTSC, PAL и SECAM существует только один способ передачи сигналов яркости и цветности – в общей полосе частот и с перемежением их спектральных составляющих. Поэтому применение гребенчатых фильтров на приемной стороне неизбежно, хотя при этом ухудшается качество изображения в вертикальном направлении. В связи с последним режим АЦП с $f_Д < 2F_В$ 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 7.1,в число уровней *M* взято равным 16 с учётом нулевого и с шагом квантования $\Delta U_{КВ}$, в результате амплитуды импульсов (6,9; 9,4; 13; 14,5; 4,6; 1,0; 2,7 на рисунке 7.1,в) принимают ближайшие разрешённые значения (7, 9, 13, 15, 5, 1 и 3 на рисунке 7.1,г). Придание величинам импульсов «округлённых» (квантованных) значений делает сигнал дискретным и по уровням. Величина округления — ошибка квантования $\Delta_{кв}$ — есть разность между передаваемой квантованной величиной и истинным значением аналогового сигнала в момент дискретизации (для рассматриваемого примера $\Delta_{кв}$ равно 0,1; 0,4; 0; 0,5; 0,4; 0; 0,3)

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

Количество уровней квантования *M* ограничено и поэтому удобно их целочисленные значения перевести из десятичной формы в двоичную (рисунок 7.1, д), образуя кодовые комбинации (слова или группы). В этом и состоит последняя операция в АЦП – кодирование. В реальных АЦП квантование и кодирование, как правило, осуществляются одновременно. Каждый номер уровня преобразуется при кодировании в комбинацию символов «нуль» и «единица».



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

Рисунок 7.1 - Преобразование аналогового сигнала в цифровой

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 7.1, г) и не повторяет форму аналогового сигнала. В противном случае могут возникнуть ошибки при формировании кодовой комбинации. Как следует из рисунка 7.1,д, при ИКМ частота следования двоичных символов («единиц» и «нулей») в цифровом сигнале, называемая т а к т о в о й ч а с т о т о й f_T, равна

$$f_T = 1/(T_Д/m) = mf_Д = 1/T_T \text{ Гц}, \qquad (7.3)$$

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

Скорость передачи информации С при ИКМ прямо пропорциональна $f_Д$ и количеству разрядов m кодовой комбинации:

$$C = f_Д * log_2 M = f_Д * m, \text{ бит/с}. \qquad (7.4)$$

Шумы квантования. Мощность шумов квантования.

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

$$P_{ш.кв} = \Delta U_{КВ}^2 / 12, \quad U_{Ш.КВ.} = \sqrt{P_{ш.кв}} = \Delta U_{КВ} / \sqrt{12} \qquad (7.5), (7.6)$$

Поскольку ТВ сигнал носит импульсный характер, то за его размах U_C берется значение между уровнями черного и белого (либо между уровнями

синхронизации и белого при кодировании полного сигнала). Тогда размах сигнала определяется по выражению

$$U_c = \Delta U_{\text{кв}} M \ , \qquad (7.7)$$

где M - количество уровней квантования.

На основании (7.6) и (7.7) запишем формулу для расчета отношения сигнал/шум квантования ТВ сигнала при линейной шкале

$$\left(\frac{\mathrm{U_c}}{\mathrm{U_{ш.кв}}}\right)_{дБ} = 20\lg\frac{\Delta \mathrm{U_{кв}} M}{\Delta \mathrm{U_{кв}} / \sqrt{12}} = 20\lg\frac{2^m}{\left(\sqrt{12}\right)^{-1}} = 6{,}02m + 10{,}8 \text{ дБ}, \qquad (7.8)$$

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

Результаты расчета по (7.8) сведены в таблицу 7.1.

Таблица 7.1 - Результаты расчета отношения сигнал/шум квантования

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

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 $f_Д$ выбирают $f_Д > 2F_в$=13,5 МГц независимо от стандарта 625/50 или

525/60*. Докажем обоснованность такого выбора. При известных числе строк Z и частоте полей $f_{ПОЛ}$ (кадров) частота строк определяется по выражению

$$f_{СТР}=(Z/2)\ f_{ПОЛ} \tag{7.9}$$

и для двух стандартов разложения при чересстрочной развертке равна

$$625/50:\ \ f_{СТР.1}=625\cdot 25=15625\ Гц \tag{7.10}$$

$$525/59{,}94:\ \ f_{СТР.2}=525\cdot 59{,}94/2=15734{,}25\ Гц. \tag{7.11}$$

При выборе $f_Д$ исходят из двух условий. Во-первых, частота дискретизации должна удовлетворять теореме отсчетов (7.1), т.е. быть равной не менее 12 МГц. Во-вторых, она должна быть кратной частоте строк

$$f_д = n_1\, f_{СТР.1} = n_2\, f_{СТР.2}\ \ . \tag{7.12}$$

Выполнение условия (7.12) с учетом близости значений частот строчной развертки 15625 Гц (для систем PAL и SECAM) и 15734,25 Гц (для системы NTSC) позволяет выбрать одинаковое число отсчетов в активной части ТВ строк обоих стандартов, т. е. тех, которые воспроизводятся на экране телевизора. Это упрощает проблему преобразования стандартов разложения, так как устраняется процедура передискретизации (интерполяции) отсчетов вдоль строки при преобразовании стандартов разложения 625 в 525 и наоборот.

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

$$f_{НОК}=k_1\cdot 15625=k_2\cdot 15734{,}25=144\cdot 15625=143*15734{,}25=2{,}25\ МГц \tag{7.13}$$

Ближайшим значением $f_Д$, удовлетворяющем условиям (7.1) и (7.12), т.е. $f_Д \geq 2F_B$ и $f_Д = nf_{СТР}$, является

$$f_Д=k_3\ f_{НОК}, \tag{7.14}$$

в котором $k_3>5$ для выполнения требования (7.1).

Таким образом, значение частоты дискретизации равно

$$f_д=6\ f_{НОК}=6\cdot 2{,}25=13{,}5\ МГц \qquad (7.15)$$

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

Тогда по выражению (7.12) находим значения n_1 и n_2:

$$n_1= f_Д/\ f_{СТР.1}=13{,}5\cdot 10^6/15625=864; \qquad (7.16.1)$$

$$n_2= f_Д/\ f_{СТР.2}=13{,}5\cdot 10^6/15734{,}25=858\ . \qquad (7.16.2)$$

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 BT.601 предложено использовать одинаковое число отсчетов – 720. Кратность $f_Д$ гармоникам $f_{СТР}$ обеспечивает неподвижную ортогональную структуру отсчетов ТВ изображения.

Расчет необходимого количества уровней квантования и разрядности двоичного кодирования

Количество уровней квантования выбирается предварительно в соответствии с законом Вебера-Фехнера: число различаемых уровней яркости (полутонов), которые можно разместить (и поочередно наблюдать) в диапазонах яркости L, от L_{min} до L_{max} определяется по известному выражению [2, 5, 22, 25]

$$M = \ln\ K \big/ \ln\ (1+\delta\ ), \qquad (7.17)$$

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 – 0,07.

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

$$(L_{i+1} - L_i) < \Delta L \quad , \tag{7.18}$$

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:

$$\delta = \Delta L / L_{\Phi} = const \quad , \tag{7.19}$$

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

Если в (7.17) подставить значение K=100 и δ =0,02, то получается значение, равное 230, что соответствует обычно предлагаемой норме

$$M=2^m=2^8=256 \quad , \tag{7.20}$$

где m – разрядность двоичного кода, которым представляется любой отсчет, имеющий разрешенный уровень в пределах от 0 до 257.

Необходимо отметить, что δ =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- и 10- 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 (7.17), 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 с р е д н е е к о л и ч е с т в о и н ф о р м а ц и и н а э л- е м е н т (э н т р о п и я) определяется по выражению

$$H_{\text{ср}} = H_{\text{макс}} = \sum_{1}^{M} \mathrm{p}(\mathrm{L_i}) \log \frac{1}{p(L_i)} = \log_2 M \quad (\text{бит/э}), \qquad (7.21)$$

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 - *пя*) и высокочастотных компонент (фронты, одиночные мелкие детали длительностью (1-2)$\tau_{\text{эл}}$ - *фр*; групповые структуры - *гс*). Экспериментально установлены следующие значения δ для этих 3-х структур изображения: $\delta_{пя} = 0{,}02 \div 0{,}05$; $\delta_{фр} = 0{,}2 \div 0{,}5$; $\delta_{гс} = 0{,}8 \div 1{,}1$.

Определим значения M и H находим по выражениям (7.17) и (7.20) для указанных структур изображения:

$$\begin{array}{lll} \delta_{пя} = 0{,}02 \div 0{,}05 & M_{\text{пя}} = 256 & H_{\text{пя}} = 8 \ бит/э \\ \delta_{фр} = 0{,}2 \div 0{,}5 & M_{\text{фр}} = 8 \div 14 & H_{\text{фр}} = 3 \div 4 \ бит/э \\ \delta_{гс} = 0{,}8 \div 1{,}1 & M_{гс} = 4 \div 5 & H_{гс} = 2 \div 3 \ бит/э . \end{array} \qquad (7.22)$$

Таким образом, учёт зависимости $\delta = \varphi(\Delta S)$ позволяет уменьшить количество информации на элемент (отсчет) в $H_{\text{макс}} / H_{\text{фр}}$=2,7 и $H_{\text{макс}} / H_{гс}$=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 $f_Д/3$, что вполне объяснимо. В качестве примера на рисунке 7.2 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. $Р_{ш.кв.}$

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 7.3 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 7.3,г увеличен в 128 раз.

Иерархия цифровых стандартов

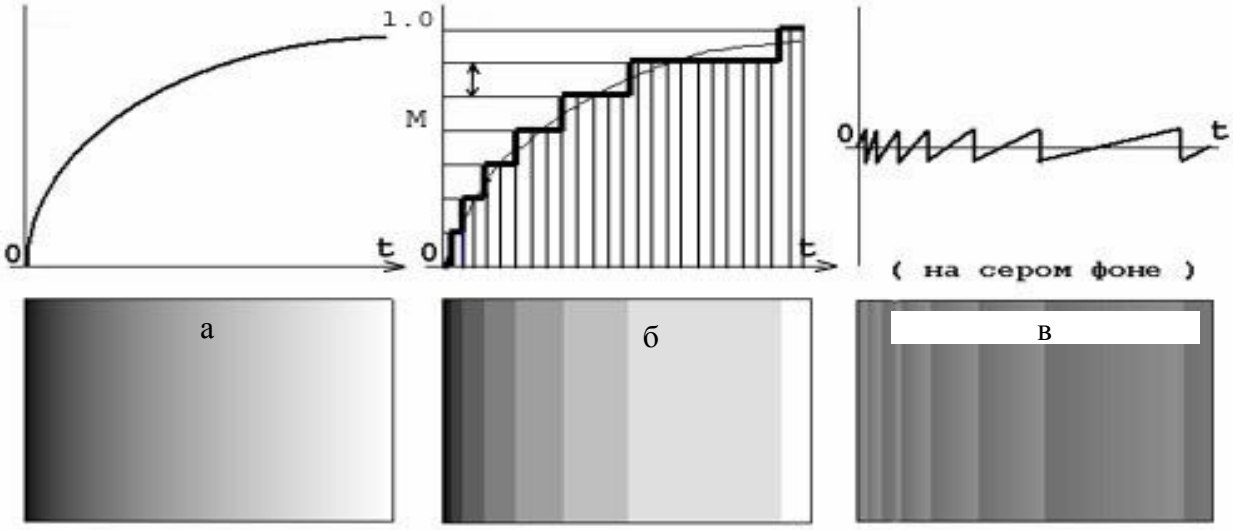
Принята следующая для раздельного кодирования яркостного (Y) и цветоразностных (ЦРС) сигналов – (табл. 7.2).

Опорная частота $f_{ОП.Д}$ для иерархии цифровых стандартов 3,375 МГц, естественно, связана кратной зависимостью с $f_{НОК}$:

$$f_{ОП.Д} = k_4\, f_{НОК} = 1{,}5 \cdot 2{,}25 = 3{,}375 \text{ МГц}. \qquad (7.23)$$

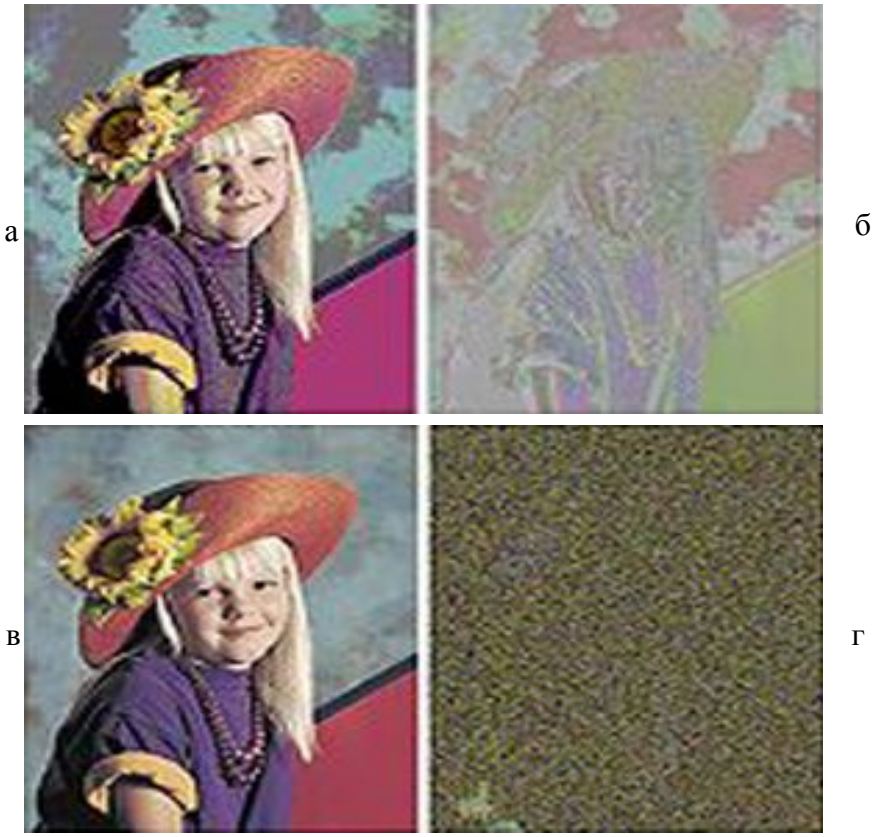
Таблица 7.2 - Иерархия цифровых стандартов для раздельного кодирования

Стандарты	$f_{Д.Y}$	$f_{Д.ЦРС}$ (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)



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

Рисунок 7.2 – Квантование



а,в – квантование на 4 и 128 уровней соответственно;
б,г – картинки шумов квантования

Рисунок 7.3 – Квантованные изображения сюжетов и картинки шумов квантования.

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.

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 BT.601-5 кроме значения $f_Д$=13,5 МГц для компонентных сигналов предусмотрены стандарты 4:2:2 и 4:4:4 с $f_{Д.Y.}$=18 МГц $f_{Д.ЦРС}$ = 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 $f_Д$ для всех сигналов.

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

Расчет скорости потока данных

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

$$R = 1/\tau, \qquad (7.24)$$

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.

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

$$n_\Sigma = n_Y + 2\ n_{ЦРС} = 864 + 2 \cdot 432 = 1728 \qquad (7.25)$$

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 $n_{\sum} / T_{\text{СТР1}}$ кодовых слов или

$$\text{СК.С.} = n\sum \cdot f\text{СТР.1} = 1728 \cdot 15625 = 27 \text{ М код. слов/с.} \quad (7.26)$$

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

$$C = C_{\text{к.с.}} \cdot m = 27 \cdot 8\ (10) = 216\ (270) \text{ Мбит/с.} \quad (7.27)$$

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

Таким образом, скорость передачи цифрового потока данных, соответствующего одному телевизионному сигналу, составляет более 150 Мбит/с, что приводит к необходимости использования компрессии (устранения избыточности).

7.3 КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ СОКРАЩЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ ТВ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

7.3.1 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 изо-

бражений. 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 окрестнотях 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 [12].

7.3.2 Классификация способов 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 отличии от исключения статистической избыточности, не связанного с потерей информации.

Классификация методов компрессии видеоизображений представлена на рисунке 7.4.

Компрессия статических или динамических изображений может быть осуществлена двумя основными методами – с потерями или без потерь.

Сжатие без потерь – полученное после декомпрессии изображение будет в точности (побитно) совпадать с оригиналом. Примером такого сжатия может служить формат GIF для статической графики и GIF89a для видео. Поскольку коэффициент сжатия при использовании таких видов компрессии небольшой, их использование малоэффективно.

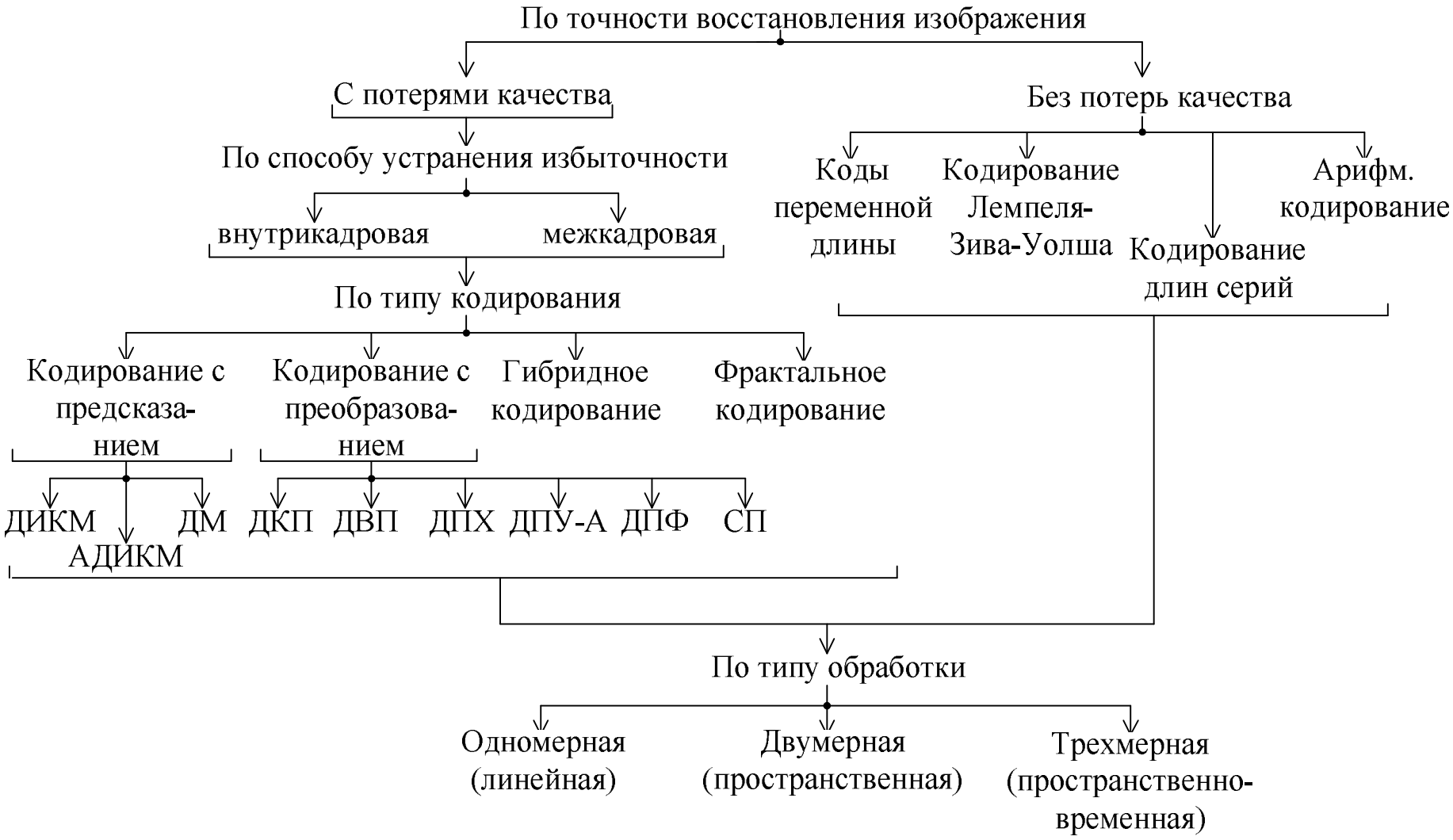


Рисунок 7.4 – Классификация методов компрессии видеосигналов

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

С точки зрения восприятия различают сжатие изображения:

– сжатие без потерь с точки зрения восприятия. Данные после декомпрессии побитно не совпадают с исходными. Будучи сжатием с потерей качества, формально подобная схема сжатия с точки зрения восприятия ее человеком может считаться схемой без потерь. Большинство технологий сжатия с формальной потерей качества имеют так называемый фактор качества сжатия (ФКС), характеризующий именно качество восприятия и варьирующийся в пределах от 0 до 100. При факторе качества сжатия, равном 100, характеристики восприятия качества декомпрессированного видео по восприятию почти неотличимы от оригинала;

– сжатие с естественной потерей качества. JPEG, MPEG и другие технологии сжатия с потерей качества иногда сжимают, переступая за грань сжатия без потерь с точки зрения восприятия видеоинформации. Тем не менее сжатые видеоизображения и статические изображения вполне приемлемы для адекватного восприятия их человеком. Иными словами, в данном случае наблюдается так называемая естественная деградация изображения, при которой теряются некоторые мелкие детали сцены. Похожее может происходить и в естественных условиях, например при дожде или тумане. Изображение в таких условиях, как правило, различимо, однако уменьшается его детализация;

– сжатие с неестественными потерями качества. Низкое качество сжатия, в значительной степени искажающее изображение и вносящее в него искусственные (не существующие в оригинале) детали сцены. Примером тому может служить некоторая «блочность» в сильно сжатых изображениях по стандартам MPEG, а также и в некоторых других стандартах компрессии. Неестест-

венность заключается в первую очередь в нарушении самых важных с точки зрения восприятия человеком характеристик изображения – контуров. Опыт показывает, что именно контуры позволяют человеку правильно идентифицировать тот или иной визуальный объект.

Отметим также, что все широко используемые видеокомпрессоры используют технологии сжатия с потерями качества. При различных значениях ФКС может дать на выходе качество видео как без потерь с точки зрения восприятия, так и с неестественными потерями [1, 2].

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

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

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

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

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

– кодирование с расчленением изображения на фрагменты;

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

В группу методов статистического сжатия без потерь входит:

– использование статистических кодов, например, кода Хаффмана и его модификаций, кода Джелинека, арифметических кодов;

– векторного квантования и некоторые другие. В современных устройствах сжатия видеоизображений обычно также используются различные комбинации из первой и второй групп.

Некоторым особняком от этих двух названных групп методов изображения стоит так называемый фрактальный метод сжатия, которому в настоящее время уделяется большое внимание.

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

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

7.4 СТАТИСТИЧЕСКОЕ КОДИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Методы устранения статистической избыточности не дают сжатие более 3:1, однако обеспечивают точное восстановление изображений. 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*0,5 + 2*0,25 + 2*3*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.

7.5 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

Дискретное косинусное преобразование (ДКП) является модификацией дискретного преобразования Фурье и обладает полезными свойствами. Во-первых, матрица ДКП хорошо апроксимирует 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 8x8 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 формула 7.28:

$$F_{uv} = \frac{4}{2n-1}\sum_{j=0}^{n-1}\sum_{k=0}^{n-1} C(j)\,C(k)\,X_{jk}\cos\left(\frac{2\pi jv}{2n-1}\right)\cos\left(\frac{2\pi kv}{2n-1}\right), \qquad (7.28)$$

где $C(j) = \begin{cases} 0.5, m = 0, \\ 1, m = 1...n-1 \end{cases}$.

Здесь 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 7.5.

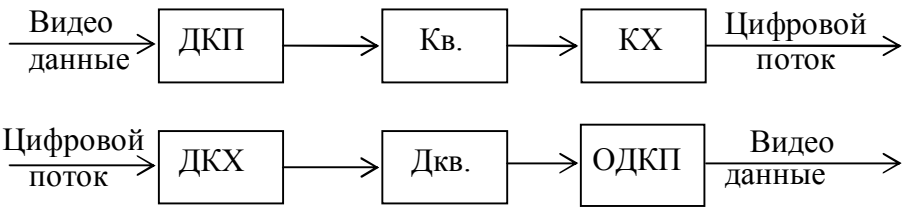


Рисунок 7.5 – Упрощенная структурная схема алгоритма внутрикадрового кодирования и декодирования на основе ДКП

Здесь приняты обозначения: Кв. – квантователь; КХ – кодер Хаффмена; ДКХ – декодер Хаффмена; Дкв – деквантователь; ОДКП – обратное дискретное косинусное преобразование.

Вэйвлетное 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 [16]. Их нынешний успех обьясняется 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 [17].

Вейвлеты могут быть ортогональными, полуортогональными и биортогональными. Эти функции могут быть симметричными, асимметричными и несимметричными. 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 7.6.

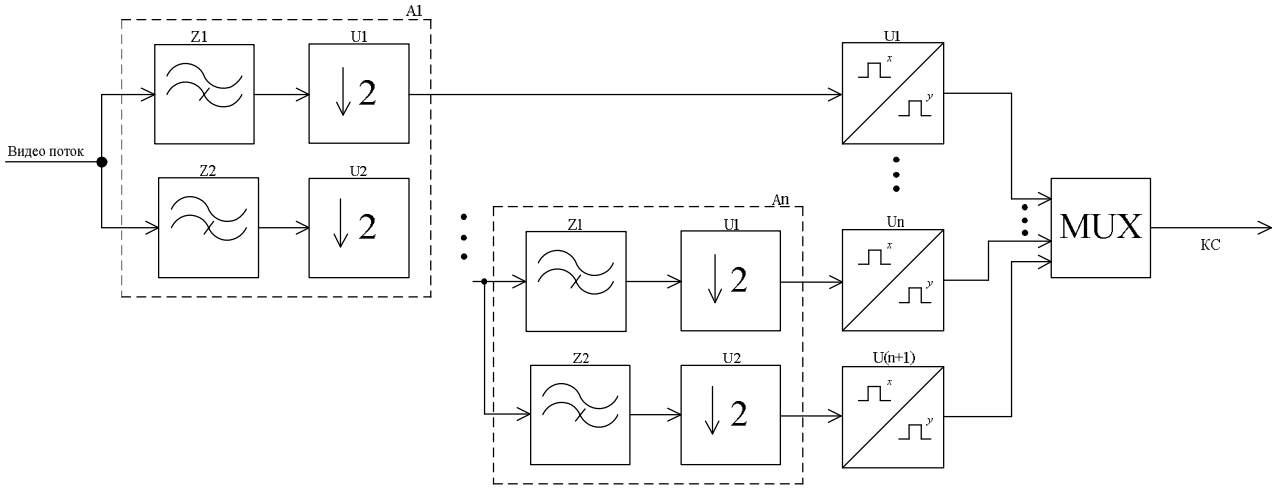


Рисунок 7.6 – Блок Wavelet-преобразования

A1 – An – субполосные фильтры.

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 4.3 является 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 7.7.

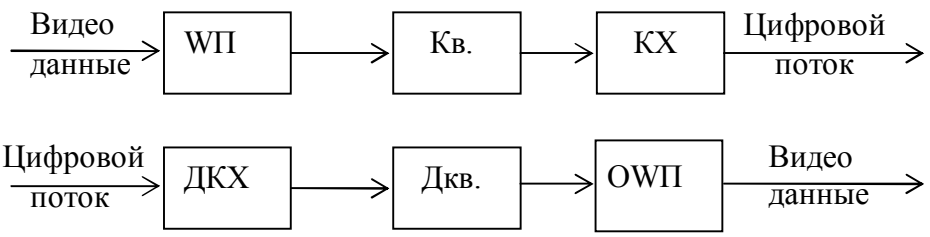


Рисунок 7.7 – Структурная схема алгоритма внутрикадрового сжатия на основе W-преобразования

На этой схеме WП и OWП обозначают – W-преобразование и обратное W-преобразование. Процедуры квантования коэффициентов и статистического кодирования на основе кодов Хаффмана выполняются так же, как и при ДКП.

7.6 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 7.8.

Рисунок 7.8 – Схема, поясняющая алгоритм ДИКМ

При ДИКМ вместо передачи значения X_n яркости n-го пикселя передается разность между X_n и его оценкой. Величина ε_n называется ошибкой предсказания формула 7.29:

$$\varepsilon_n = X_n - \hat{X}_n \ . \qquad (7.29)$$

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 7.30:

$$\hat{X}_n = \sum_{i=0}^{k} \alpha_i \hat{X}_{k-i} \quad , \qquad (7.30)$$

где α_i - коэффициенты, получаемые на основе корреляционных связей между пикселями, 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 7.31:

$$\varepsilon_k = B_k\left(x,y\right) - \hat{B}_k\left(x,y\right) \ , \qquad (7.31)$$

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 7.9.

Здесь для сформирования вектора оценки в обратной связи использует деквантователь 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.

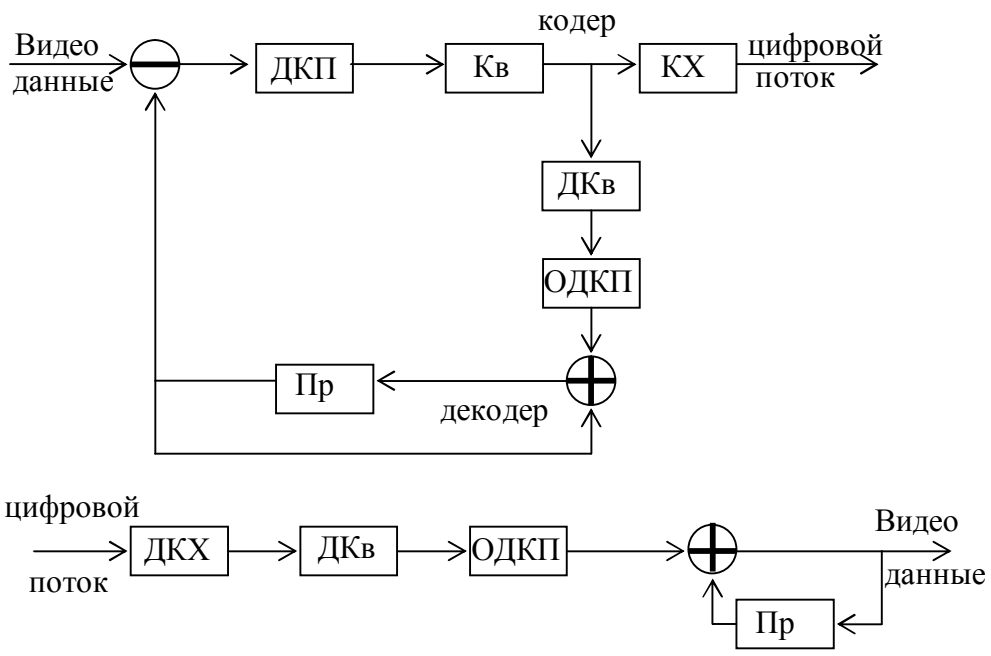


Рисунок 7.9 – Упрощенная структурная схема алгоритма межкадрового кодирования и декодирования

Пр – предсказатель; остальные обозначения приведены в комментариях к рисунку 7.7.

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 7.10.

Кодер, структурная схема которого приведена на рисунке 7.10, работает аналогично кодеру, представленному на рисунке 7.9 с единственным отличием - здесь предсказатель ПрД работает с учетом информации, полученной от блока оценки вектора движения – ОВ.

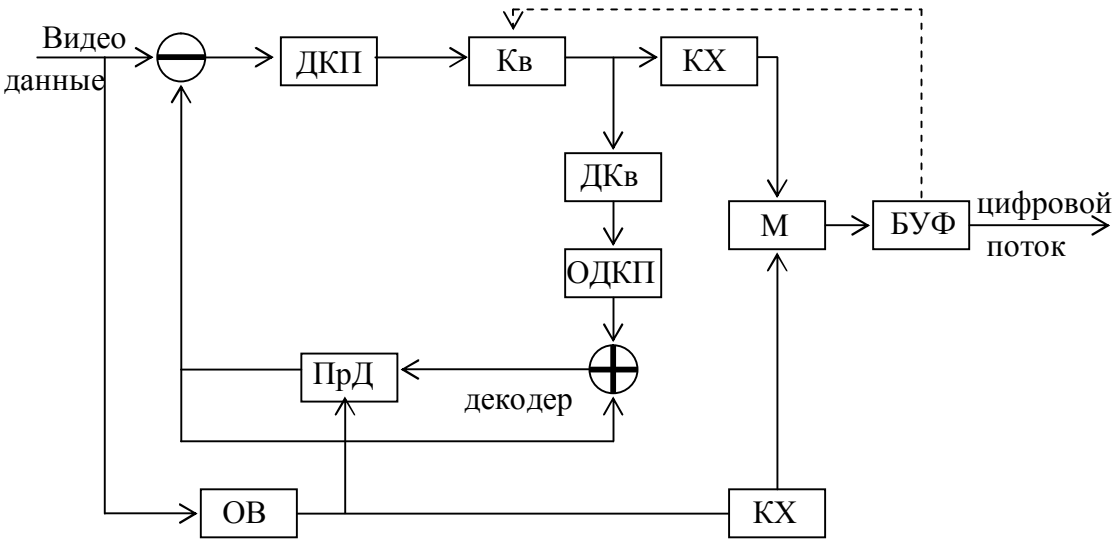


Рисунок 7.10 – Структурная схема алгоритма кодирования с компенсацией движения

Обозначения, принятые на рисунке 7.10, аналогичны приведенным на рисунке 7.9. Новыми элементами являются: ОВ - определитель вектора движения; ПрД – предсказатель, учитывающий движение; М – мультиплексор; БУФ – буфер.

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 (высокочастотных 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 [12].

7.7 СТАНДАРТЫ КОМПРЕССИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ MPEG

7.6.1 Стандарт MPEG -1

Основы разработки стандарта MPEG были заложены группой ученых из MPEG (Motion Picture Experts Group) еще в 80х годах прошлого века [8]. Основной принцип MPEG сжатия это сравнение двух последовательных образов 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), информация 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 7.3:

Таблица 7.3 – Комбинации профилей и уровней

Профиль	Уровень
Простой	Основной
Основной	Основной Высокий 1440 Высокий

Продолжении таблицы 7.3

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) [2, 7].

MPEG-1 был стандартизован и начал использоваться в 1993 г. Он был предназначен для сжатия и хранения видео на компакт дисках [8]. 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 x 16 отсчетов, каждый из которых содержит по 4 блока отсчетов яркости размером 8 x 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 макроблоков из P- и B-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 [16].

В данный момент этот стандарт практически не используется.

7.7.2 Стандарт MPEG-2

Стандарт MPEG-2 был принят в 1994 г. 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 - 16x16 пикселей. Скорость передачи видео изображения ограничена 25 кадрами в секунду в стандарте PAL и 30 в NTSC, так же, как в MPEG-1 [9].

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 коррелированны 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 3x3.

$$\begin{bmatrix} Y \\ Cr \\ Cb \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.299 & 0.587 & 0.114 \\ -0.169 & -0.334 & 0.500 \\ 0.500 & -0.419 & -0.081 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} \tag{7.32}$$

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.

$$\begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.000 & 0 & 1.404 \\ 1.000 & -0.3434 & -0.712 \\ 1.000 & 1.773 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Y \\ Cr \\ Cb \end{bmatrix} \tag{7.33}$$

Сжатие видео в MPEG-2 состоит из следующих шагов: пространственное сжатие и временное сжатие (рисунок 7.11).

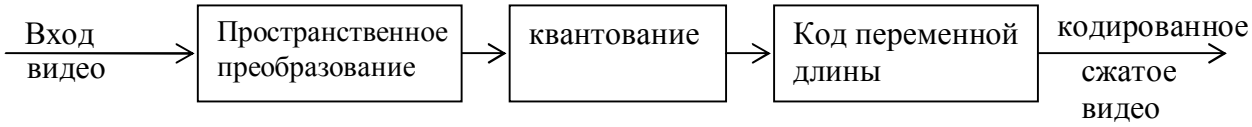


Рисунок 7.11 – Этапы пространственного сжатия

Сначала изображение разбивается на блоки размером 8x8 элементов, над которыми выполняется дискретно-косинусное преобразование (ДКП). Затем коэффициенты преобразования кодируются при помощи кодирования с переменной длинной. Затем идет процесс квантования [1].

На вход ДКП поступают 8x8 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 8x8 — массив чисел. Пространственное преобразование преобразует блок изображения размером 8x8 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 NxN определяется как:

$$F(u,v)=\frac{2}{N}*C(u)*C(v)*\sum_{x=0}^{N-1}\sum_{y=0}^{N-1}f(x,y)* \\ *\cos\left[\frac{(2*x+1)*u*\pi}{2*N}\right]*\cos\left[\frac{(2*y+1)*v*\pi}{2*N}\right], \quad (7.34)$$

где *u, v, x, y* принимают значения 0, 1,...,7, *x* и *y* – пространственные координаты в области выборки, *u* и *v* – координаты в области преобразования, и

$$C(u),C(v)=\begin{cases}1/\sqrt{2}, при_u,v=0\\ 1, при_u,v\neq 0\end{cases}. \quad (7.35)$$

Для того чтобы получить блоки размером 8x8, 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 8x8. 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 7.4 и 7.5.

Таблица 7.4 – 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 7.5 – 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 [1].

7.7.3 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 (ISO/IEC 14496).

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 [1].

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 зрителям 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.

На рисунке 7.12 изображен кодер MPEG-4, где 1 – буферное основное запоминающее устройство (БОЗУ); 3 – блок дискретно-косинусного преобразования (БДКП); 5 – блок кодирования текстур (БКТ); 7 – блок кодов переменной длины (БКПД); 8 – блок деквантования (БДКв); 9 – блок обратного дискретно-косинусного преобразования (БОДКП); 11 – кадровое основное запоминающее устройство (КОЗУ); 12, 13,14 – блоки предсказания (БП).

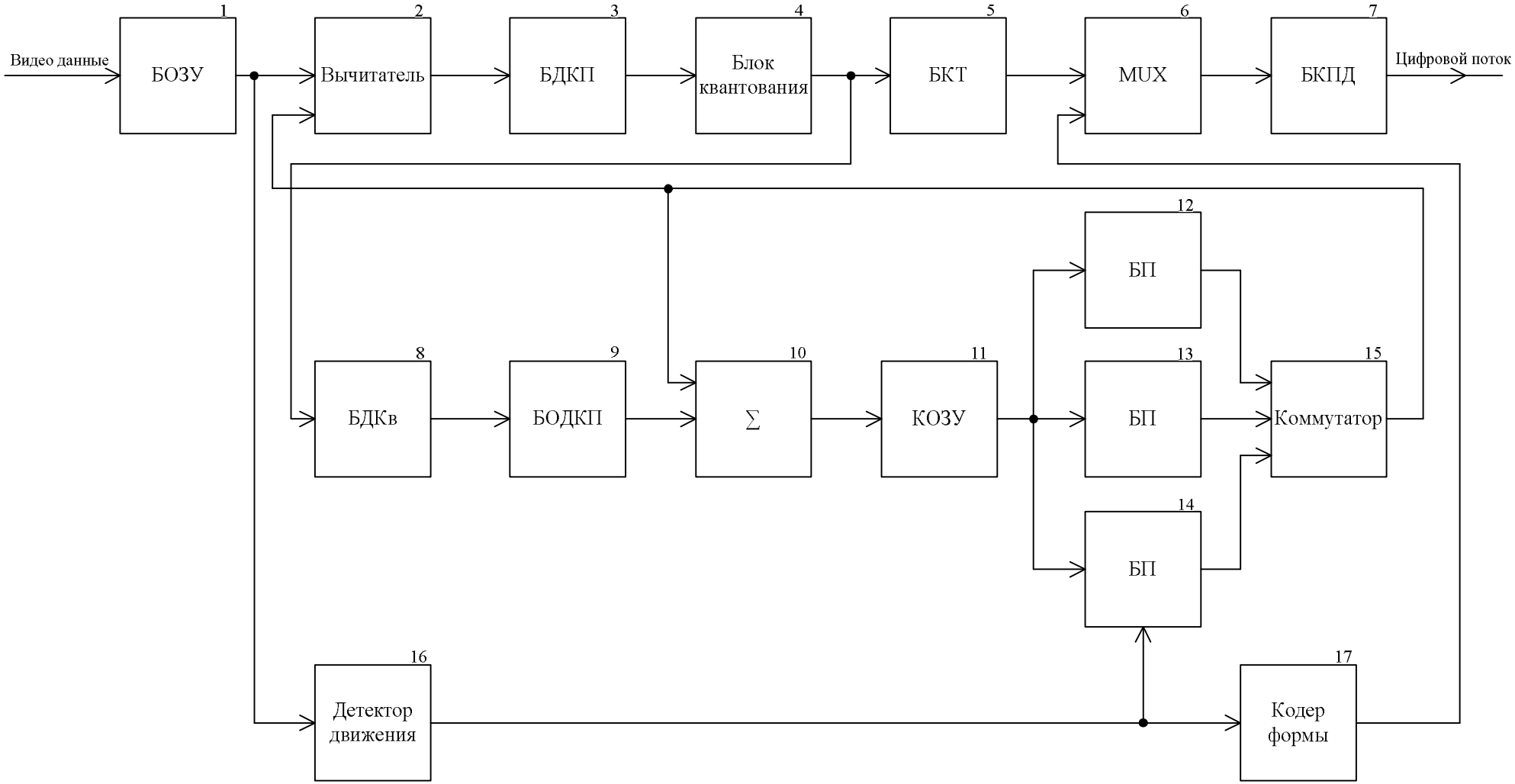


Рисунок 7.12 –Структурная схема видеокодера стандарта MPEG-4

Основная структура процесса кодирования включает в себя кодирование формы (для видео объектов с произвольной формой) и компенсацию движения как в пространственном кодировании текстур (используется стандартное 8x8 или адаптивное пространственное преобразование).

Важное преимущество кодирования, основанного на контенте – это то, что эффективность сжатия в этом случае может быть сильно улучшена, особенно для видеопоследовательностей с использованием инструментов предсказания движения отдельно для каждого объекта в сцене. Способы предсказания движения, которые могут быть использованы для эффективного кодирования и гибкого представления объектов:

– стандартная, основанная на блоках размером 8x8 или 16x16 пикселей оценка и компенсация;

– глобальная компенсация движения использующая 8 параметров движения и описываемое аффинным преобразованием;

– глобальная компенсация движения, основанная на передаче статических "спрайтов". Статический спрайт – это наибольшая часть неподвижного изображения, 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 осно-

вано 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.

Основной задачей при выборе стандарта сжатия, Motion-JPEG или MPEG-4, является гарантия получения максимально высокого качества изображения [10].

В последнее время, описанные выше форматы сжатия H.263 и MPEG, начинают объединять, беря из них самое лучшее и передовое, для создания нового стандарта сжатия видео следующего поколения.

7.6.4. Сравнение стандартов Motion-JPEG, MPEG-2, MPEG-4

Благодаря простоте, стандарт Motion-JPEG широко используется во многих системах и зачастую является удачным выбором для решения задач видеонаблюдения. При его использовании задержка между получением и кодированием изображения в камере, передачей его по сети, декодированием и отображении на экране монитора незначительна. Другими словами, из-за своей простоты, Motion-JPEG обеспечивает минимальное время задержки между реальным событием и его цифровым отображением, что позволяет оперативно обрабатывать изображение, например используя детектор движения, и отслеживать движущиеся объекты. При использовании формата Motion-JPEG возможна передача изображения с любым разрешением, начиная от самого минимального QVGA для мобильного телефона, до разрешения в несколько мегапикселов. Он гарантирует качество изображения не зависимо от его сложности и количества/размера движущихся объектов, предлагая пользователю выбрать наиболее оптимальные параметры, подходящие для его системы (высокое качество изображения (низкое сжатие) или более низкое качество (высокое сжатие) и меньшие размеры файла, позволяющие снизить нагрузку на сеть и уменьшить размеры дискового пространства, необходимые для хранения видео информа-

ции). Скорость передачи кадров может быть установлена принудительно и подстраивается автоматически под имеющуюся полосу пропускания без потери качества изображения.

Однако при компрессии Motion-JPEG не используются алгоритмы видео сжатия, это производит к относительно большим объемам данных, передающихся по сети. В этом отношении, форматы MPEG имеют преимущество по сравнению с M-JPEG, т.к. по сети за единицу времени передается меньший объем информации (более низкий bit-rate). Если существуют ограничения по полосе пропускания, если видео должно записываться с большой скоростью и есть ограничения по размеру дискового пространства – выбор MPEG сжатия может оказаться единственно возможным. Он обеспечивает относительно высокое качество изображения при более низкой нагрузке на транспортную магистраль (требуется меньшая полоса пропускания), по сравнению с Motion-JPEG в 2.5 – 7 раз. Однако это достигается за счет более сложных алгоритмов кодирования/декодирования, требующих большего времени на обработку видео, что приводит к значительным задержкам (до 3-4 секунд) между реальным событием и отображением его на экране.

При низких скоростях MPEG-4 не дает выигрыша, т.к. несуществующие кадры «заполняются» аппроксимированной информацией смежных изображений. При больших значениях скорости передачи кадров, для MPEG-4 требуется значительно меньшая полоса пропускания, чем для Motion-JPEG.

Таким образом, из выше сказанного можно сделать следующие выводы. В большинстве приложений используется формат сжатия Motion-JPEG, позволяющий найти компромисс между качеством и скоростью передачи видео изображения. MPEG-4 позволяет экономить дисковое пространство и менее требователен к размеру полосы пропускания, но предъявляет повышенные требования к ресурсам рабочей станции, обрабатывающей видео поток. В случаях, когда нужно только записывать или просматривать видео, MPEG-4 идеальный выбор, но если необходимо анализировать изображение предпочтение стоит отдать Motion-JPEG.

7.8 МЕТОДЫ КОМПРЕССИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В МУЛЬТИМЕДИЙНЫХ СИСТЕМАХ

7.8.1 Метод DivX

Описанные в подразделе 7.6 стандарты предполагают их использование в классических системах вещательного ТВ. В то же время изображения и звук могут распространяться и другими методами – на носителях различного типа, а также путем использования глобальных компьютерных сетей, в том числе Internet. Если раньше звуковые дорожки и видеосюжеты были слишком «тяжелы» для Web, то современные скорости передачи данных по Всемирной компьютерной сети в совокупности с новыми технологиями сжатия мультимедиа-данных, а также постоянно нарастающий темп перехода в on-line диктуют совсем другие условия. Теперь ни для кого не секрет, что большинство мультимедиа-ресурсов доступно также и в режиме on-line. Причем если раньше это делалось в основном для скачивания с последующим просмотром (прослушиванием), то теперь это стало доступно также и в режиме потокового воспроизведения.

Очевидно, что для представления информации в Web требуется качество без потерь с точки зрения усвоения или в крайнем случае − с естественными потерями качества. Тем не менее до последнего времени практически не существовало алгоритма, позволяющего передавать видео приемлемого качества в потоковом режиме по сети за реальное время. С этой точки зрения колоссальным прорывом явилось появление таких стандартов, как MPEG-7 и DivX.

DivX базируется на формате MPEG-4. Существует четыре режима сжатия, в которых работают кодеры стандарта MPEG-4 (в частности, DivX): а) однопроходный с постоянным битрейтом, б) однопроходный с переменным битрейтом, в) однопроходный с постоянным качеством и г) двухпроходный.

а) однопроходный режим с постоянным битрейтом. Однопроходный режим с постоянным битрейтом самый простой: каждый кадр (или группа кадров − например, 25 последовательных кадров, это одна секунда видео) имеет оди-

наковый размер. Результирующий поток видеоданных имеет постоянный битрейт, что и определяет основное применение такого режима: цифровое видеовещание (digital video broadcasting). Алгоритм этого режима весьма простой, и, соответственно, нересурсоемкий − это может оказаться очень полезным в случае сжатия видео в реальном времени, например при оцифровке видео. Однако, результаты, полученные в таком режиме, существенно уступают результатам в других однопроходных режимах.

б) однопроходный режим с переменным битрейтом. Однопроходный режим с переменным битрейтом реализует простейшую схему по избавлению от главного недостатка постоянного битрейта: одинаковое количество бит на каждую сцену, вне зависимости от сложности этой сцены для сжатия. Этот режим реализует простую схему: если кадр простой для сжатия, то используется лишь часть выделенных для нее битов. Остальные биты «откладываются» в своего рода копилку − *резервуар*. Благодаря этому на сложных сценах можно использовать больше бит для сжатия кадра − заимствуется часть битов из резервуара. Данная схема проста и эффективна, потому с одной стороны она дает много лучшее качество изображения, чем в режиме с постоянным битрейтом. А с другой стороны − алгоритм сжатия не на много сложнее и вполне может использоваться для сжатия видео в реальном времени.

Однако, объем резервуара ограничен, потому слишком часто встречаются проблемы такого рода: длинная статичная сцена, а резервуар полон. Поэтому конец длинных статичных сцен всегда имеет слишком высокое качество (относительно среднего качества сжатого материала). Другая крайность − длинная динамичная сцена. Нам нужны дополнительные биты из резервуара, но резервуар уже исчерпан в начале быстрой сцены. Кадры кодируются со средним битрейтом, которого здесь слишком мало. Потому конец длинной динамичной сцены имеет слишком низкое качество.

в) однопроходный с постоянным качеством. Название этого режима − «с постоянным качеством» − не совсем корректно. В процессе сжатия остается постоянным так называемый quantizer − численная характеристика степени сжатия кадра. В программе NanDub этот параметр менее лаконично, но более вразумительно называется *степень игнорирования деталей* (detail removal factor, DRF). Стандарт сжатия MPEG использует аналогичное стандарту JPEG

сжатие графической информации в кадре. Особенность этой схемы сжатия состоит в том, что чем выше степень сжатия, тем больше на сжатом изображении заметно квадратных блоков. Именно эту степень сжатия и описывает степень игнорирования деталей − чем этот показатель выше, тем больше сжатие, тем ниже качество, тем более заметны квадраты. Значения этого показателя могут быть от 2 (максимальное качество) до 31 (минимальное качество).

Режим с постоянным качеством использует наиболее простой алгоритм сжатия, потому этот режим в первую очередь рекомендуется для сжатия видео в реальном времени − такой способ кодирования самый быстрый. Основной недостаток этого режима − не возможно узнать заранее (до сжатия), какой размер будет иметь результат.

г) двухпроходный режим. Сжатие видео в этом режиме проводится в два прохода и, соответственно, занимает примерно вдвое больше времени. В первый проход собирается статистика о сжимаемости видео материала. Во втором проходе эта статистика используется для перераспределения битов, причем биты могут перераспределяться не только в пределах некоторого небольшого промежутка времени, как было в случае однопроходного режима и схемой с резервуаром битов, а на протяжении всего материала.

Очевидно, что именно двухпроходный режим обеспечивает максимальное качество сжатия видео. В сравнении с однопроходным режимом с переменным битрейтом он лучше, потому что по сути позволяет иметь резервуар сколь угодно большого размера, четкую стратегию «какой сцене сколько бит из резервуара можно отдать» и, как следствие, отличную точность предсказания размера результата сжатия. По сравнению с однопроходным режимом с постоянным качеством двухпроходный режим может использовать кадры с меньшей степенью игнорирования деталей там, где это более заметно, и с большей − там где это менее заметно. Это приводит к более экономному использованию битов и, соответственно, к меньшему размеру результата сжатия при том же видимом качестве.

При первом и втором проходе необходимо использовать один и тот же источник видео материала. Это достаточно прозрачно, когда загружать в редактор один и тот же файл. Однако следует помнить, что на вход кодера поступает результат обработки видео различными фильтрами − то есть набор фильтров

для первого и второго проходов должен быть одинаковым и фильтры должны использовать абсолютно одинаковые настройки. В противном случае при втором проходе будет использоваться файл статистики, который не соответствует сжимаемому видеоматериалу. Результаты в таком случае непредсказуемы [2].

7.7.2 Стандарт MPEG-7

Аудиовизуальный материал MPEG-7 может включать в себя: статические изображения, графику, 3D модели, звук, голос, видео и композитную информацию о том, как эти элементы комбинируются при мультимедийной презентации. В особых случаях этих общих видов данных сюда может включаться выражения лица и частные характеристики личности.

Средства описаний MPEG-7, однако, не зависят от способа кодирования и записи материала. Можно сформировать описание MPEG-7 аналогового фильма или картинки, которая напечатана на бумаге, точно так же, как и цифрового материала.

MPEG-7, как и другие объекты семейства MPEG, предоставляют стандартное представление аудиовизуальных данных, удовлетворяющих определенным требованиям. Одной из функций стандарта MPEG-7 является обеспечение ссылок на определенные части мультимедийного материала [1].

В своих описаниях MPEG-7 допускает различную гранулярность, предлагая возможность существования различных уровней дискриминации. Хотя описание MPEG-7 не зависит от кодового представления материала, он может использовать преимущества, предоставляемые кодированным материалом MPEG-4. Если материал кодирован с использованием MPEG-4, который предоставляет средства кодирования аудиовизуального материала в виде объектов, имеющих определенные связи во времени (синхронизация) и в пространстве (на сцене для видео или в комнате для аудио), будет возможно связать описания с элементами (объектами) в пределах сцены, такими как аудио и видео объекты [18].

Так как описательные характеристики должны иметь смысл в контексте приложения, они будут различными для разных приложений. Это подразумевает, что один и тот же материал может быть описан различным образом в зависимости от конкретного приложения.

Кроме описания материала, требуется также включить другие виды информации о мультимедийных данных:

– форма; примером формы является используемая схема кодирования (например, JPEG, MPEG-2), или общий объем данных. Эта информация помогает определить, может ли материал быть воспринят пользователем;

– условия доступа к материалу; это включает учет ограничений на использование материала, учитывающих авторские права и права собственности, а также цену;

– классификация; это включает оценку происхождения материала и его классификацию по предопределенным категориям;

– связь с другим важным материалом; информация может помочь пользователю ускорить поиск;

– контекст; в случае записанного документального материала очень важно знать обстоятельства записи.

Следовательно, средства MPEG-7 позволят формировать описания (т. е. наборы схем описания и соответствующих дескрипторов по желанию пользователя) материала, который может содержать информацию : о процессах создания и производства материала; об использовании материала (указатели авторского права, история использования, расписание вещания); о характеристиках записи материала (формат записи, кодирование); о пространственных, временных или пространственно-временных компонентах материала (разрезы сцены, сегментация областей, отслеживание перемещения областей); о характеристиках материала нижнего уровня (цвета, текстуры, тембры звука, описание мелодии); о реальном содержании материала; о том, как эффективно просматривать материал; о собрании объектов; о взаимодействии пользователя с материалом (предпочтения пользователя, история использования).

Все эти описания являются, конечно, эффективно закодированными для поиска, отбора и т. д. Поэтому MPEG-7 осуществляет описание материала с нескольких точек зрения. Наборы средств описаний, разработанные с учетом этих точек зрения, представляются в виде отдельных объектов. Однако они взаимосвязаны и могут комбинироваться множеством способов.

Описание, сформированное с помощью средств MPEG-7, будет ассоциировано с самим материалом, чтобы позволить быстрый и эффективный поиск и фильтрацию материала, представляющего интерес для пользователя.

Тип материала и запрос могут не совпадать; например, визуальный материал может быть запрошен, используя визуальное содержимое, музыка, голос, и т. д. Согласование данных запроса и описания MPEG-7 выполняется поисковыми системами и агентами фильтрации [22].

MPEG-7 относится к приложениям, которые могут осуществлять запись (или реализовать поточную передачу, например, производить широковещательную пересылку в Интернет) и могут работать как в реальном времени так и off-line.

Стандарт MPEG-7 состоит из следующих частей:

1. системы MPEG-7 – средства, которые необходимы при подготовке описаний MPEG-7 для эффективной передачи и записи, и для обеспечения синхронизации между материалом и описаниями. Эти средства имеют также отношение к охране интеллектуальной собственности.

2. язык описания определений MPEG-7 – язык для определения новых схем описания и, возможно, новых дескрипторов.

3. MPEG-7 Audio – дескрипторы и схемы описания, имеющие отношение исключительно к описанию аудиоматериала.

4. MPEG-7 Visual – дескрипторы и схемы описания, имеющие отношение исключительно к описанию визуального материала.

5. MPEG-7 Multimedia Description Schemes – дескрипторы и схемы описания, имеющие отношение к общим характеристикам описаний мультимедиа.

6. MPEG-7 Reference Software – программные реализации соответствующих частей стандарта MPEG-7.

7. MPEG-7 Conformance – базовые принципы и процедуры тестирования рабочих характеристик практических реализаций MPEG-7 [18, 19, 20, 21].

Элементы, которые стандартизует MPEG-7, будут поддерживать широкий диапазон приложений (например, мультимедийные цифровые библиотеки, выбор широковещательного медийного материала, мультимедийное ре-

дактирование, домашние устройства для развлечений и т. д.). MPEG-7 сделает возможным мультимедийный поиск в WEB столь же простым, как и текстовый. Все области применения, базирующиеся на мультимедиа, выиграют от использования MPEG-7.

7.9 МЕТОДЫ КОМПРЕССИИ СИГНАЛОВ ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

7.9.1 Психоакустические основы компрессии звуковых сигналов

Важной проблемой при цифровом представлении звуковых сигналов является сокращение имеющейся в них статистической и психоакустической избыточности. Сокращение статистической избыточности основывается на учете свойств самих звуковых сигналов. Она обусловлена наличием корреляционной связи между соседними отсчетами звукового сигнала при его дискретизации. Устранение статистической избыточности не приводит к значительному уменьшению скорости цифрового потока.

Наиболее перспективными с этой точки зрения оказались методы сокращения психоакустической избыточности звуковых сигналов, учитывающие свойства слухового восприятия. Степень учета психоакустических закономерностей слухового восприятия определяет качество систем кодирования со сжатием цифровых данных. Методами устранения психофизической избыточности можно обеспечить сжатие цифровых аудиоданных в 10-12 раз без существенных потерь в качестве.

Описание характеристик любой слуховой системы осуществляется по частотно-пороговым кривым, которые отражают предельные значения интенсивности (или мощности звукового давления) в зависимости от частоты звуковых колебаний. Частотно-пороговые кривые, полученные для слуховой системы в целом, получили название кривых слышимости. Чувствительность слуха оценивается минимальной интенсивностью звука, при которой человек может отличить звук от постоянно существующего фона собственных шумов. Интенсивность, при которой звук обнаруживается с вероятностью 0.5 (в 50% случаев), называется порогом слышимости или абсолютным порогом для данного сигала.

Кривая порога слышимости (рисунок 7.14), характеризующая наименьшую интенсивность звука определенной частоты, который может быть услышан человеком в тишине, хорошо аппроксимируется с помощью нелинейной функции:

$$T(f) = 3.64(f/1000)^{-0.8} - 6.5e^{-0.6(f/1000-3.3)^2} + 10^{-3}(f/1000)^4, \qquad (7.36)$$

где T(f)-порог слышимости, дБ;

f-частота звукового сигнала, Гц.

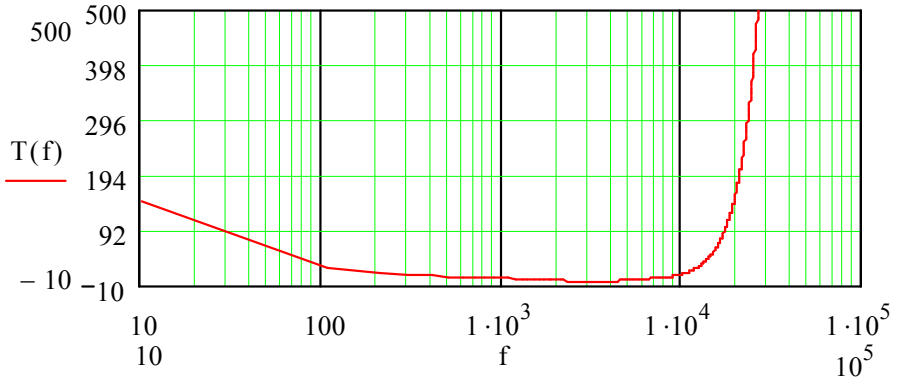


Рисунок 7.14 – Кривая порога слышимости

Анализ усредненного графика порога слышимости показывает, что слуховая система человека чувствительна к частотам в диапазоне 0.01 - 20 кГц. Наибольшая чувствительность у человека наблюдается на средних частотах 2 - 5 кГц. Порог слышимости сигнала на частоте около 3 кГц составляет приблизительно 0 дБ. Порог слышимости значительно повышается в области низких (менее 200 Гц) и высоких (более 10 кГц) частот и может достигать значения громкости звука 40 дБ и выше. Следовательно, для слабых сигналов амплитудно-частотная характеристика слуха является нелинейной, и, как следствие, слабые низкочастотные и высокочастотные составляющие сигнала могут быть неслышны. Кривые слышимости позволяют оценить работоспособность слуховой системы по ряду признаков: диапазону воспринимаемых частот, полосе частот, в пределах которой чувствительность максимальна, абсолютным значениям звукового давления и их изменениям в зависимости от частоты.

Одним из важных свойств слуховой системы человека является его интегрирующая способность, т.е. группирование частотных составляющих звука в определенные частотные критические полосы. Слуховая система сравнивает полезный сигнал и мешающий шум по интенсивности в пределах критических полос слуха, оценивая порог слышимости. Критическая полоса слуха является полосой, за пределами которой субъективные ощущения звука сильно изменяются.

В таблице 7.6 представлено разбиение слышимого диапазона частот на критические полосы с соответствующими центральной частотой и шириной полос идеализированного банка фильтров с прямоугольными амплитудно-частотными характеристиками, который позволяет качественно воспроизвести звуковые сигналы.

Таблица 7.6 - Разбиение слышимого диапазона частот на критические полосы

Номер критической полосы	Центральная частота, Гц	Нижняя и верхняя частоты критической полосы, Гц	Ширина критической полосы, Гц
1	50	20-100	100
2	150	100-200	100
3	250	200-300	100
4	350	300-400	100
5	450	400-510	110
6	570	510-630	120
7	700	630-770	140
8	840	770-920	150
9	1000	920-1080	160
10	1170	1080-1270	190
11	1370	1270-1480	210
12	1600	1480-1720	240
13	1850	1720-2000	280
14	2150	2000-2320	320
15	2500	2320-2700	380
16	2900	2700-3150	450
17	3400	3150-3700	550
18	4000	3700-4400	700
19	4800	4400-5300	900
20	5800	5300-6400	1100
21	7000	6400-7700	1300
22	8500	7700-9500	1800
23	10500	9500-12000	2500
24	13500	12000-15500	3500
25	19000	15500-22500	7000

Из таблицы 7.6 видно, что критическая полоса не соответствует диапазону с фиксированными нижней и верхней границами. Ширина критической полосы остается приблизительно постоянной (около 100 Гц) вплоть до 500 Гц и увеличивается на 20% от центральной частоты при 500 Гц и выше:

$$\Delta f(f) = \begin{cases} 100\ Гц, & f < 500\ Гц, \\ 0{,}2\ Гц, & f \geq 500\ Гц. \end{cases} \tag{7.37}$$

Из выражения (7.37) видно, что в частотной области до 500 Гц органы слуха воспринимают интенсивность звука, разделяя ее на участки постоянной абсолютной ширины, а свыше 500 Гц – на участки постоянной относительной ширины Δf(f).

Для среднего слушателя ширина критической полосы слуховых фильтров (рисунок 7.15) может быть определена из выражения (7.38):

$$\Delta f(f) = 25 + 75\left[1 + 1.4(f/1000)^2\right]^{0.69} \tag{7.38}$$

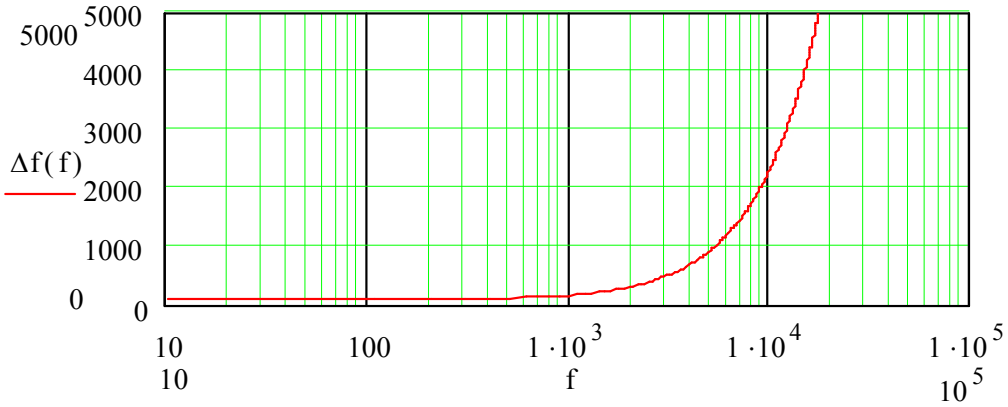


Рисунок 7.15 – Ширина критических полос как функция центральной частоты

Из рисунка 7.15 видно, что по мере увеличения центральной частоты критическая полоса расширяется. Поскольку имеет место однозначная зависимость между частотой синусоидального колебания и высотой тона, то по аналогии с частотной группой слуха было введено понятие тональных групп слуха. Ширина тональной группы не зависит от высоты тона и составляет 100 мел (один мел равен ощущаемой высоте звука частотой 1000 Гц при уровне интенсивности 40 дБ), поэтому оказалось удобным ввести единицу высоты тона в одну тональную группу слуха. В честь немецкого физика Г. Баркгаузена она носит название барк (1 барк=100 мел), равна ширине критической полосы. Переход от одной полосы к другой соответствует изменению высоты в 1 барк.

Функция перехода от частоты в Гц к частоте в барках (рисунок 7.16) определяется соотношением:

$$z(f) = 13arctg(0.00076f) + 3.5arctg(f/7500)^2, \qquad (7.39)$$

где z(f) представляет собой частоту в барках.

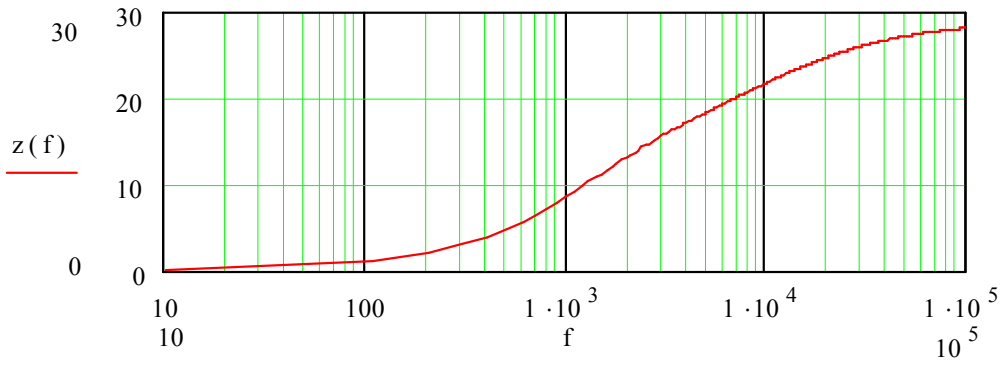


Рисунок 7.16 – Расстояние между центральными частотами критических полос в барках

В основе способов выделения в звуковом сигнале слышимой части информации и удаления из сигнала всех остальных неслышимых деталей лежит эффект маскирования. Он связан с процессом взаимодействия сигналов, приводящим к изменению слуховой чувствительности к маскируемому сигналу в присутствии маскирующего. Это взаимодействие тонов постоянно происходит в речи, где одиночные тоны практически не употребляются, и в музыке и приводит к тому, что восприятие сигнала в присутствии другого сигнала изменяется: меняется громкость, или сигнал вообще перестает быть слышимым (например, речь на фоне проходящего поезда), или изменяется восприятие каких-то отдельных спектральных признаков сигнала, то есть его тембр. Процессы маскировки происходят в высших отделах головного мозга. Представим себе ситуацию: люди разговаривают, периферическая слуховая система принимает звуковые сигналы, обрабатывает и направляет в высшие отделы головного мозга, где они распознаются и оцениваются. Если в какой-то момент речи возникает сильный шум, то периферическая слуховая система продолжает принимать оба сигнала и речь и шум и направляет их в мозг. Однако в определенных отделах мозга речевые сигналы перестают восприниматься (не идентифицируются), и обрабатывается только шум. Поэтому процессы слуховой маскировки достаточно сложное явление, и в настоящее время они находятся в стадии интенсивных исследований во многих мировых научных центрах, поскольку от их

результатов в значительной степени зависит прогресс в современной цифровой звукотехнике. Эффекты слухового маскирования зависят от спектральных и временных характеристик маскируемого сигнала и сигнала маскирования и могут быть разделены на две основные группы: частотное (одновременное) и временное (неодновременное) маскирования. Маскирование по частоте заключается в следующем: если два сигнала одновременно находятся в ограниченной частотной области, то более слабый сигнал становится неслышимым на фоне более сильного. Маскирование по времени определяет следующий эффект: более слабый сигнал становится неслышим за 5-20 мс до включения сигнала маскирования и становится слышим через 50-200 мс после его выключения.

Маскирование непосредственно связано с нелинейностью слуха. Она проявляется в том, что при воздействии на барабанную перепонку достаточно громкого синусоидального звука с частотой f в слуховом аппарате формируются гармоники этого звука с частотами 2f, 3f и т. д. Поскольку в первичном воздействующем тоне этих гармоник нет, они получили название субъективных гармоник.

Анализ кривых маскировки (кривых порога слышимости при наличии маскировки) показывает, что маскировка сигналов, имеющих частоту, лежащую ниже частоты мешающего тона, проявляется значительно слабее, чем вышележащих частот. Это дает основание предполагать, что маскирующее действие обусловлено возникновением субъективных гармоник мешающего тона.

Если в каждое ухо слушателя подавать основной тон с различной интенсивностью и частотой, то можно установить зависимость его порогов слышимости от частоты. Если теперь к этому основному тону добавить дополнительный тон определенной частоты и интенсивности, то будет происходить взаимодействие обеих тонов, в результате произойдет изменение порогов чувствительности к основному тону (действительно, на фоне шума приходится сильно повышать голос, чтобы можно было его услышать). Если менять частоту основного тона, и на каждой частоте оценивать, на сколько дБ надо повысить уровень основного тона, чтобы можно было слышать его на фоне дополнительного мешающего (маскирующего) тона, то можно количественно оценить степень маскировки. Степень маскировки есть разность в децибелах между уровнем порога слышимости данного тона в присутствии маскирующего тона и его

уровнем порога слышимости в тишине. На рисунке 7.17 показана кривая порогов слышимости основного тона в зависимости от частоты и повышение его порогов слышимости в присутствии маскирующего тона с частотой 2400 Гц и уровнем 60 дБА.

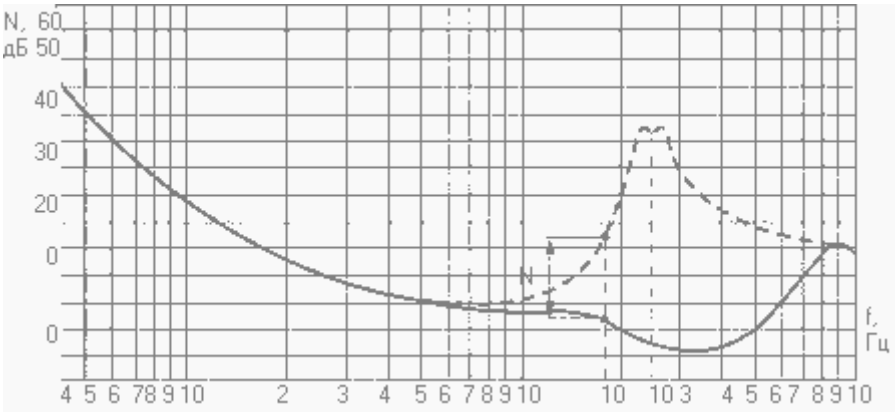


Рисунок 7.17 – Кривая порога слышимости при маскировке чистым тоном

По кривой можно рассчитать степень маскировки основного тона на разных частотах: например, на частоте 1800 Гц степень маскировки dN ~15 дБ, на частоте 2000 Гц степень маскировки dN = 25 дБ и т.д. Таким образом, количественно эффект маскировки оценивается по сдвигу (повышению) порога слышимости основного тона. Измерения по указанной методике можно повторить для всех параметров основного тона (тестового стимула) и мешающего тона (маскера), и получить зависимости степени маскировки от частоты и интенсивности обеих тонов. Анализ этих зависимостей позволил выявить интересные закономерности. Маскировка, производимая определенным звуком, во многом зависит от его интенсивности и спектра. Еще в 1894 г. Майер заметил, что, в то время как низкочастотные тоны эффективно маскируют звуки высокой частоты, высокочастотные тоны не обладают такими свойствами в отношении низких частот [6].

Маскировка, таким образом, является в отношении частот звука несимметричным эффектом. На рисунке 7.18 представлена серия образцов маскировки (иногда их называют аудиограммами маскировки). На каждом графике отражена степень маскировки, производимая определенным маскирующим звуком чистого тона, имеющим разную интенсивность. Здесь отложена только раз-

ность dN между уровнем порога слышимости в присутствии маскирующего тона и уровнем порога слышимости в тишине.

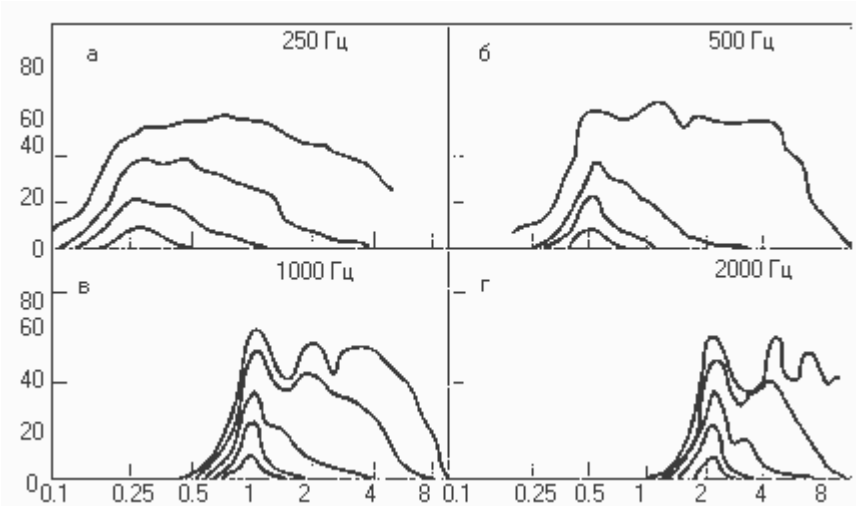


Рисунок 7.18 – Зависимость степени маскировки от частоты и уровня маскирующего сигнала:

а - наиболее выраженная маскировка;

б - степень маскировки увеличена;

в - несимметричная маскировка;

г - высокочастотные маскеры.

Из рисунка 7.18 можно подчеркнуть следующие закономерности:

- наиболее выраженная маскировка наблюдается, если частота маскируемого звука близка к частоте маскирующего звука: степень маскировки уменьшается по мере увеличения разницы между той и другой частотой;

- степень маскировки увеличивается по мере нарастания интенсивности маскирующего звука (уровень его интенсивности в децибелах указан в виде цифр над кривыми);

- по мере нарастания интенсивности маскера маскировка становится все более несимметричной, выраженной по отношению к звукам высокой частоты;

- высокочастотные маскеры эффективно маскируют лишь звуки в относительно узком диапазоне частот, тогда как звуки низкой частоты являются эффективными маскерами для звуков в очень широком диапазоне частот.

Это явление связано со спецификой обработки звука в улитке. Максимум возбуждения низкочастотных звуков находится у самой вершины базилярной мембраны и низкочастотная огибающая бегущей волны имеет постепенно

нарастающую амплитуду вдоль всей базилярной мембраны, достигая своего максимума у вершины с последующим крутым спадом. Таким образом, проходя вдоль всей базилярной мембраны, она оказывает воздействие и на ее нижние отделы, где находятся максимумы высокочастотных звуков. В то же время высокочастотные звуки анализируются только в нижней части мембраны, они не проходят к вершине и, следовательно, почти не оказывают влияния на низкочастотные звуки. Таким образом, общее правило, что высокочастотные звуки маскируются сильнее, чем низкочастотные звуки, имеет очень большое значение в звукорежиссерской практике. Например, при записи голоса и оркестра или нескольких разных инструментов со спектрами, расположенными в разных частотных областях и т.п. Всегда следует иметь в виду, что если уровень высокочастотных составляющих звукового сигнала будет недостаточно велик (его необходимую величину dN можно определить по кривым рисунка 7.19), то они будут замаскированы низкочастотными звуками.

Если в качестве мешающего звука использовать узкополосный белый шум, пороги слышимости определяются более четко, а сами кривые получаются более симметричными. Это связано с отсутствием гармонических биений. Большой практический интерес представляют кривые порога слышимости, полученные при маскировке широкополосными шумами.

На рисунке 7.19 приведены кривые порогов слышимости синусоидальных звуков, полученные при маскировке белым шумом с различной спектральной плотностью. Величины уровней спектральной плотности маскирующего белого шума представлены на рисунке 7.19 над соответствующими кривыми.

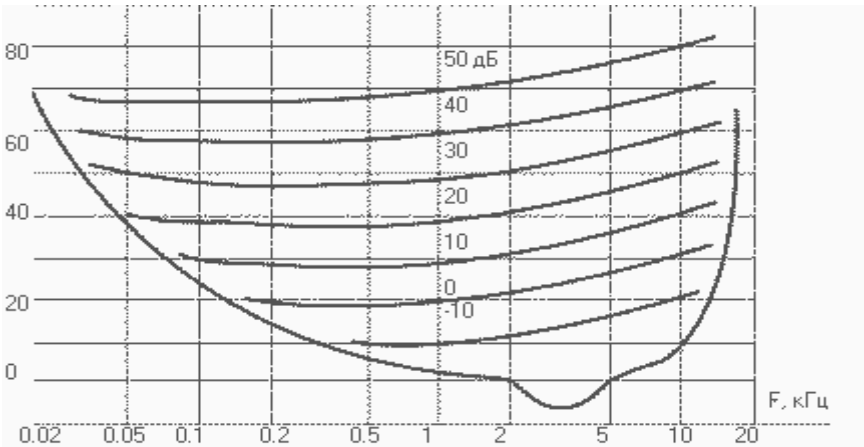


Рисунок 7.19 – Кривые порога слышимости при маскировке белым шумом

Как видно из графика, степень маскировки зависит от уровня интенсивности шума маскера почти прямо пропорционально: увеличение интенсивности шума на 10 дБ вызывает увеличение порога слышимости (т.е. степени маскировки) тоже на 10дБ. Например, степень маскировки звука частотой 1000 Гц белым шумом со спектральным уровнем 40 дБ находят путем вычитания порога чувствительности к звуку с тоном в 1000 Гц в тишине (около 7 дБ) из порога восприятия этого же звука в присутствии шума со спектральным уровнем 40 дБ (приблизительно 58 дБ). Таким образом, степень маскировки составляет 58 – 7 = 51 дБ. Если уровень шума составляет 50 дБ, то степень маскировки оказывается равной 68 − 7 = 61 дБ. Эти соотношения соблюдаются и для узкополосных шумовых и тональных сигналов, однако исследования последних лет показали, что на частотах ниже и выше маскера имеет место отклонение от линейного закона. Он соблюдается, когда частоты сигналов близки: для сигналов с частотой ниже маскера уровень маскировки растет медленнее, а для сигналов выше маскера - быстрее (увеличение на три децибела степени маскировки на каждый один децибел увеличения уровня маскера).

Кроме того, как следует из рисунка 7.18, белый шум неодинаково эффективен для маскировки разных частот: на низких частотах кривые (то есть степень маскировки) практически не зависят от частоты (примерно до 500Гц). Но при дальнейшем увеличении частоты наблюдается четкая зависимость: при каждом удвоении частоты уровень порога слышимости повышается на 3 дБ. Причина этого заключается в наличии "критических полос слуха". Были поставлены многочисленные эксперименты, чтобы выяснить: вся ли ширина полосы белого шума участвует в маскировке данного тона, или существует определенная ограниченная (критическая) полоса, прилежащая к частоте тона, которая и дает в результате маскировку. Флетчер показал, что если поддерживать спектральный уровень шума постоянным и расширять его полосу, то порог маскировки будет расширяться, однако как только полоса шума достигает определенной критической ширины, дальнейшее ее расширение не приводит к увеличению степени маскировки тона.

Таким образом, было показано, что только определенная "критическая" ширина полосы белого шума участвует в маскировке тона, равного центральной частоте этой полосы. Наличие критических полос слуха отражает фунда-

ментальную способность слуховой системы к частотному анализу, который выполняется во внутреннем ухе.

Свойство широкополосных сигналов оказывать максимальное влияние на маскировку сигнала в пределах критических полос положено в основу современных алгоритмов сжатия сигналов.

Эффект маскирования в частотной области связан с тем, что в присутствии больших звуковых амплитуд человеческое ухо нечувствительно к малым амплитудам близких частот.

Таким образом, для маскирования важнее не абсолютная громкость звуков, а отношение мощности громкого сигнала к мощности тихого. Кроме того, чем ближе частота к частоте маскирующего сигнала, тем сильнее эффект маскирования. Степень маскировки – это разность в децибелах между уровнем порога слышимости маскируемого тона в присутствии маскера и его уровнем порога слышимости в тишине.

Маскирование имеет место не только внутри критической полосы, оно распространяется и на соседние полосы. Маскирующий сигнал, центрированный в пределах критической полосы, оказывает определенное воздействие на порог обнаружения в соседних критических полосах. Функция протяженности маскирования, которая учитывает маскирование как внутри, так и между полосами, задается аналитическим выражением:

$$SF(x) = 15.81 + 7.5(x + 0.474) - 17.5\sqrt{1 + (x + 0.474)^2}, \qquad (7.40)$$

где x и SF(x) представлены соответственно в барках и дБ.

Вследствие разделения спектра звукового сигнала на частотные полосы слух реагирует не на общую мощность сигнала, а на мощность, сосредоточенную в отдельных частотных группах. При этом более интенсивные частотные группы при определенных условиях могут маскировать менее интенсивные группы. Применительно к сжатию это означает, что в группах меньшей интенсивности допустим больший уровень шума квантования, т. е. Допустимо уменьшение числа разрядов при кодировании соответствующих спектральных составляющих, что в свою очередь снижает скорость передаваемого цифрового потока.

Маскирование во временной области характеризует динамические свойства слуха, показывая изменение во времени относительного порога слышимости (порог слышимости одного сигнала в присутствии другого), когда маскирующий и маскируемый сигналы звучат не одновременно.

Различают предмаскировку (маскируемый сигнал перед маскером) и послемаскировку (маскируемый сигнал после маскера). Оба вида маскировки наступают, если маскируемый сигнал и маскер одновременно находятся во временном окне шириной 100 - 200 мс. Длительность типичных промежутков времени, в пределах которых действуют предмаскирование и послемаскирование, составляет соответственно 5 - 50 мс и 50 - 200 мс. Предмаскировка проявляется на значительно более коротком временном интервале, причем ее длительность в очень сильной степени зависит от интервала между маскируемым сигналом и маскером, уровня интенсивности и длительности воздействия маскера. Сближение во времени подачи сигнала и маскера увеличивает маскировку. Временное маскирование зависит от частотного взаимоотношения сигнала и маскера точно так же, как и при частотном маскировании. Оно проявится в большей степени, если сигнал и маскер близки по частоте.

На рисунке 7.20 представлены некоторые результаты для оценки степени временной маскировки.

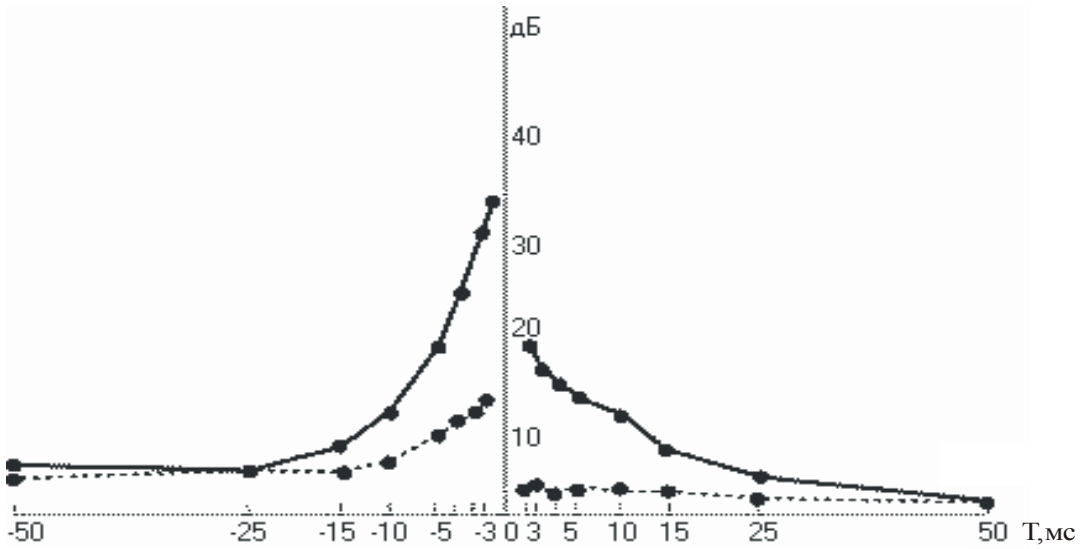


Рисунок 7.20 – Значения степени маскировки (предмаскирования и послемаскирования) в зависимости от времени между сигналом и маскером

На оси ординат отложены значения степени маскировки, вызываемой шумовыми сигналами (маскерами). Длительность воздействия маскера 50 мс при уровне звукового давления 70 дБ; частота исследуемого (маскируемого) чистого тона 1000 Гц, его длительность 10 мс. На оси абсцисс отложены временные интервалы t (мс) между поступлением маскера и исследуемого сигнала при предмаскировании и послемаскировании. Наконец, сплошная линия обозначает степень маскировки при поступлении маскера и исследуемого сигнала в то же ухо (моноурально), а пунктирная линия обозначает степень маскировки, когда маскер подается в одно ухо, а исследуемый сигнал - в другое (дихотическая маскировка).

На основании данных, представленных на рисунке 7.20, можно сделать следующие выводы:

- во-первых, послемаскировка более эффективна, чем предмаскировка. Другими словами, более высокий уровень степени маскировки наблюдается при поступлении маскера через короткий временной интервал вслед за сигналом по сравнению с маскировкой, выявляемой в том случае, когда исследуемый сигнал поступает через такой же интервал, но вслед за маскером;
- во-вторых, маскировка более выражена, когда сигнал и маскер подаются в одно ухо (моноаурально), чем тогда, когда исследуемый звук подают в одно ухо, а маскер - в другое (дихотически);
- в-третьих, сближение во времени подачи сигнала и маскера увеличивает маскировку. Наоборот, по мере увеличения временного разрыва между поступлением исследуемого сигнала и маскера степень маскировки уменьшается. Необходимо отметить, что степень маскировки резко падает при увеличении интервала от 0 до 15 мс, затем спад происходит плавно. Несмотря на то, что данные, представленные на рисунке 7.20, получены при временном разрыве "маскер/исследуемый сигнал" в 50 мс, была обнаружена значительная обратная маскировка для временных разрывов, превышающих 100 мс;
- в-четвертых, можно было ожидать, что временная маскировка будет увеличиваться по мере нарастания уровня интенсивности маскера. Однако для временной маскировки не найдено линейного повышения порога маскировки как функции уровня интенсивности маскера, характерного для описанной ранее одновременной маскировки. Таким образом, увеличение уровня интенсивности

маскера на 10 дБ вызывает дополнительный сдвиг порога маскировки только приблизительно на 3 дБ;

- в-пятых, длительность действия маскера влияет на степень предмаскировки, но не на послемаскировку: так, маскер, длительность действия которого составляет 200 мс, вызывает большую маскировку, чем маскер, действующий в течение 25 мс;
- в-шестых, временная маскировка зависит от частотного взаимоотношения исследуемого сигнала и маскера точно так же, как и при одновременной маскировке. Другими словами, маскировка проявится в большей степени, если исследуемый сигнал и маскер весьма близки по частоте.

Интересно, что степень маскировки больше при сочетании послемаскирования и предмаскирования, чем суммарная степень маскировки при их раздельном исследовании. Сочетание маскировок осуществляется путем подачи исследуемого сигнала между двумя маскерами (рисунок 7.21).

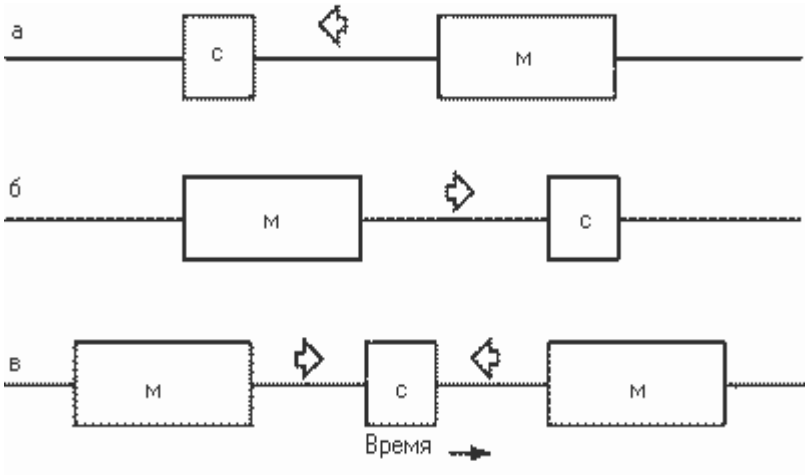


Рисунок 7.21 – Последовательность включения маскера и маскирующего сигнала:

а - предмаскирование;

б - послемаскирование;

в - сочетание маскировок.

Все это позволяет заключить, что послемаскировка и предмаскировка обусловлены разными механизмами. О механизмах временной маскировки известно еще не достаточно. Можно предположить, что при малых по времени

интервалах поступления основного и маскирующего сигналов происходит взаимодействие (перекрывание) бегущих волн на базилярной мембране; при увеличении временных интервалов между ними до 200 мс может сказываться инерционность нервных процессов в слуховой системе, например, маскер, обрабатываемый нервной системой, подавляет процесс обработки исследуемого сигнала.

Все выше приведенные результаты по исследованию процессов временной слуховой маскировки могут быть полезны в практике работы звукорежиссеров. В частности, при работе с электронными композициями, поскольку выбор последовательности звуков разной интенсивности с короткими временными интервалами между ними может привести к маскировке более тихих звуков (как предшествующих, так и последующих) более громкими (удар барабана, литавр, тарелок и др.), поэтому надо контролировать временной промежуток между такими сигналами и соотношение их интенсивностей. Бинауральность слуховой системы обеспечивает не только локализацию в пространстве, повышение порогов чувствительности и др., но и позволяет получить интересные эффекты маскировки, которые вызывают сейчас очень большой научный интерес, поскольку позволяют судить о работе центрального нервного процессора, и могут найти большое прикладное применение. Обычная маскировка происходит тогда, когда и маскируемый, и маскирующий сигналы поступают в одно и то же ухо, однако эффект маскировки возникает даже тогда, когда маскер и исследуемый сигнал подаются в разные уши. Этот процесс называется центральным (или бинауральным) маскированием. Такое влияние маскера, вероятнее всего, обусловлено взаимодействием маскера и исследуемого сигнала на уровне центральной нервной системы, где имеются специальные "бинауральные" нейроны, которые проводят сравнение сигналов от обоих ушей.

Центральное маскирование в некотором отношении подобно рассмотренному ранее маскированию при моноуральном слухе, хотя имеются и значительные отличия. В целом, величина сдвига порога, вызванная центральным маскированием, гораздо меньше, чем при моноуральном маскировании, и проявляется в большей степени для звуков высокой частоты, чем низкой. Степень маскирования становится значительной, только если время воздействия маскера не менее 200 мс.

Особый интерес представляет частотная зависимость центрального маскирования. Наиболее выраженное маскирование выявляется, когда маскер и исследуемый тон близки по частоте. Маскирование наиболее выражено в небольшом диапазоне частот, прилегающих к частоте маскера. Этот частотный диапазон совпадает с шириной критических полос слуха. Пик маскирования симметричен до 60 дБ (в отличие от моноурального маскирования), но при уровне выше 70 дБ уже появляется асимметрия. На рисунке 7.22 показано также, что наибольшее маскирование происходит при пульсирующих маскере и исследуемом сигнале (кривая 1) нежели при постоянно включенном маскере и пульсирующем в другом ухе сигнале (кривая 2). (Оба сигнала включаются и выключаются одновременно). Такие результаты получены при исследовании центральной маскировки, в разных экспериментах и у разных обследуемых.

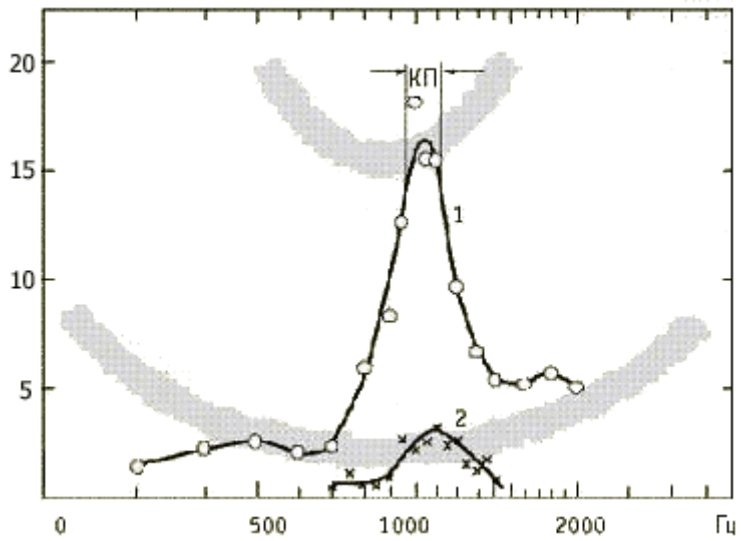


Рисунок 7.22 - Центральная маскировка

Кроме того, по мере повышения уровня интенсивности маскера степень центральной маскировки нарастает только в случае подачи пульсирующего маскера и пульсирующего сигнала, тогда как при использовании постоянного маскера и пульсирующего сигнала степень маскировки сохраняется в пределах 1 и 2 дБ, независимо от уровня интенсивности маскера.

Поскольку реальная речь и музыка представляют собой постоянно изменяющиеся во времени (пульсирующие) процессы, можно предположить, что эффекты бинауральной маскировки особенно сильно оказывают свое влияние

при прослушивании стереофонических и пространственных систем звуковоспроизведения, когда сигналы, поступающие на разные каналы слуховой системы, отличаются друг от друга.

Наибольший интерес в настоящее время вызывает эффект "бинауральной демаскировки", которому посвящены многочисленные статьи, доклады на конференциях, дипломы и диссертации. Эффект этот проявляется в таком загадочном явлении: на фоне общего разговора (шума) можно "выслушать" интересующий слушателя разговор. Этот эффект получил название "эффект вечеринки" (Cocktail Party Effect). Многочисленные исследования показали, что в основе этого явления лежит чувствительность к сдвигу фаз между сигналами при бинауральном слушании на частотах ниже 1500 Гц. Бинауральное преимущество при маскировке значительно возрастает при стимуляции обоих ушей двумя различающимися стимулами. Такой способ подачи сигналов получил название дихотического.

Использование бинауральной демаскировки может оказаться полезным для построения систем сжатия цифровых сигналов, что является одним из самых динамичных направлений в развитии аудиотехники.

7.9.2 Классификация методов сжатия звуковых сигналов

Возможность передачи в реальном масштабе времени постоянно растущего объема аудиоинформации при сохранении высокого уровня качества звукового сигнала по информационным сетям, например сети Internet, обеспечивается предварительным кодированием (сжатием) передаваемых данных. Все методы сжатия аудиоинформации можно разделить на два класса – методы сжатия без потерь и с частичной потерей информации.

Вследствие специфических особенностей звуковых сигналов методы сжатия без потерь не позволяют получить коэффициенты сжатия более 2. Поскольку оцифрованный звуковой сигнал обычно не повторяет сам себя и не имеет большого количества абсолютно точно повторяющихся участков, он плохо сжимается путем замены часто повторяющихся последовательностей более короткими.

Методы сжатия без потерь используют достаточно сложные алгоритмы обработки сигналов. При их использовании потери информации нет, однако

исходный сигнал оказывается представленным в более компактной форме, что требует меньшего количества бит при его кодировании. Важно, чтобы все эти алгоритмы позволяли бы при обратном преобразовании восстанавливать исходные сигналы без искажений. Наиболее часто для этой цели используют ортогональные преобразования. Оптимальным с этой точки зрения является преобразование Карунена-Лоэва. Но его реализация требует существенных вычислительных затрат. Незначительно по эффективности ему уступает модифицированное дискретное косинусное преобразование (МДКП).

Дополнительно уменьшить скорость цифрового потока позволяют также методы кодирования, учитывающие статистику звуковых сигналов (например, вероятности появления уровней звуковых сигналов разной величины). Примером такого учета являются коды Хаффмана, где наиболее вероятным значениям сигнала приписываются более короткие кодовые слова, а значения отсчетов, вероятность появления которых мала, кодируются кодовыми словами большей длины. Именно в силу этих двух причин в наиболее эффективных алгоритмах компрессии цифровых аудиоданных кодированию подвергаются не сами отсчеты звуковых сигналов, а коэффициенты МДКП, и для их кодирования используются кодовые таблицы Хаффмана.

Большей эффективности в сокращении избыточности звуковых данных можно достичь, если использовать временные и спектральные свойства цифровых аудиосигналов и психоакустические особенности человеческого восприятия звука. Эти методы относятся к классу сжатия с частичной потерей информации, в том смысле, что они не ставят перед собой цель абсолютно точного восстановления формы исходных аудиосигналов. Их главная задача – достижение максимального сжатия звукового сигнала при минимальных субъективно слышимых (или вообще неслышимых) искажениях восстанавливаемого аудиосигнала.

Спектральные методы кодирования основаны на том, что цифровой эквивалент аналогового сигнала путем соответствующего линейного ортогонального преобразования может быть приведен к виду, который наиболее удобен с точки зрения сокращения избыточности информации. В этом случае повышение эффективности кодирования связано с тремя факторами:

- в процессе преобразования ряд спектральных коэффициентов (трансформант) становится настолько малым по величине, что их можно отбросить без заметного ухудшения качества восстанавливаемой информации;
- в процессе преобразования осуществляется декорреляция данных, обеспечивающая повышение эффективности статистического кодирования;
- различное нелинейное квантование коэффициентов преобразования позволяет существенно сократить объем передаваемой информации без заметного ухудшения качества при восстановлении информации.

Сущность спектральных методов кодирования заключается в том, что кодируется и передается не сама информация, а значение трансформант, получающихся при ортогональном преобразовании.

Из известных методов с частичной потерей информации наиболее распространенными являются методы, основанные на использовании психоакустических особенностей слуховой системы человека. Данный подход позволяет выделить из исходного сигнала слышимую часть акустической информации и удалить из сигнала неслышимую часть акустической информации. После устранения психоакустической избыточности точное восстановление формы временной функции звукового сигнала оказывается уже невозможным.

Психоакустические методы сжатия цифровых аудиоданных используются в следующих алгоритмах компрессии:

- MUSICAM (субполосное кодирование);
- MPEG-1, Layer 1 и 2 (субполосное кодирование);
- MPEG-1, Layer 3 (субполосное кодирование с преобразованием);
- MPEG-2 (субполосное кодирование / субполосное кодирование с преобразованием);
- MPEG-2 AAC (субполосное кодирование с преобразованием);
- MPEG-4 (субполосное кодирование с преобразованием / параметрическое кодирование);
- Dolby AC-3 (кодирование с преобразованием).

На рисунке 7.23 представлена классификация методов компрессии звуковых сигналов. Данная классификация произведена с учетом особенностей примененных способов сжатия (формирования частотных коэффициентов, использования эффектов частотного и временного маскирования, применения ме-

тодов кодирования, позволяющих снизировать скорость передачи сформированного потока данных и т. д.).

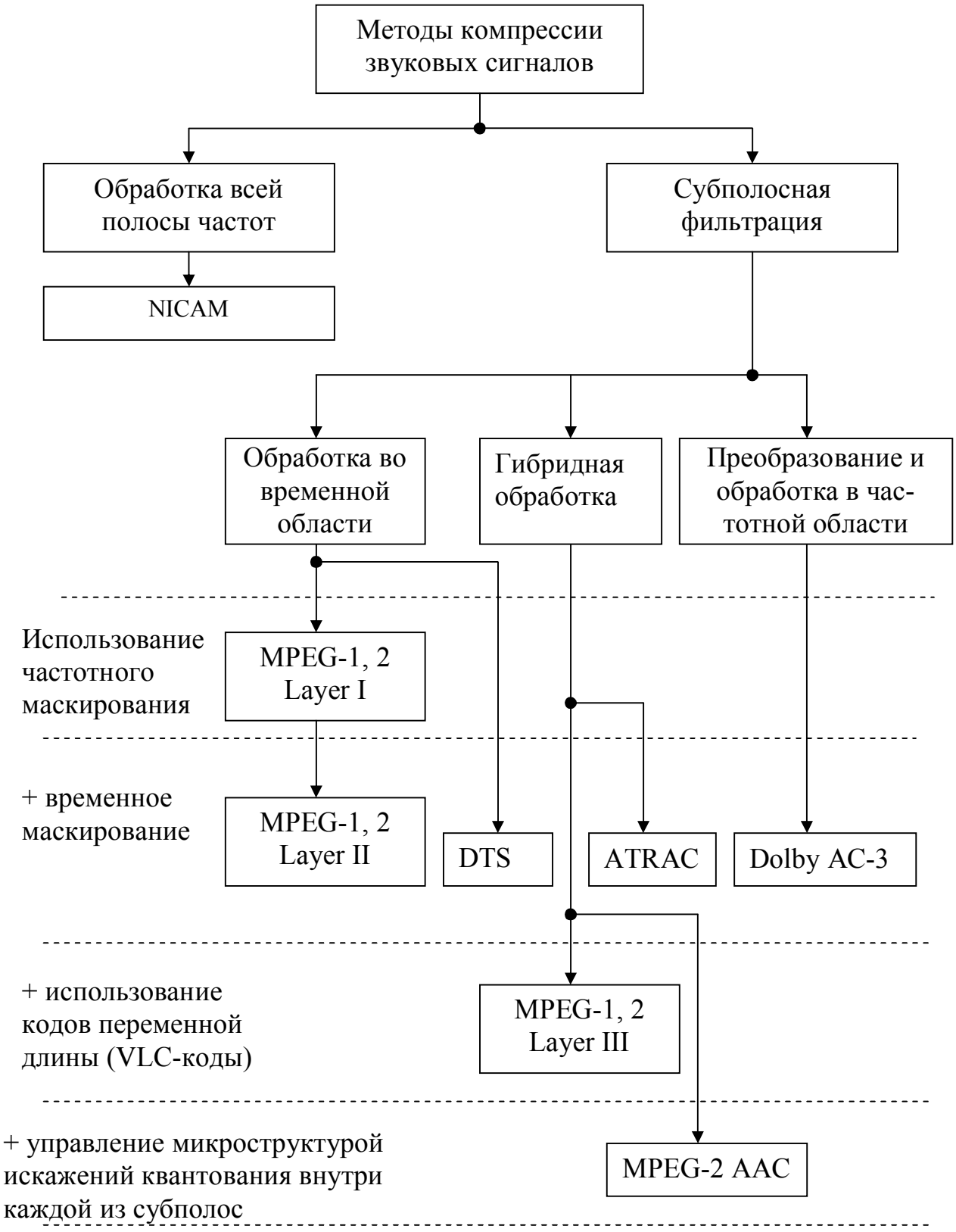


Рисунок 7.23 – Классификация методов компрессии звуковых сигналов

7.10 СТАНДАРТЫ КОМПРЕССИИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

7.10.1 Стандарты семейства MPEG –1(2) Layer I-III

Стандарт MPEG-1 был принят в качестве стандарта ISO (ISO 11172). в конце 1992 г. и официально опубликован в 1993 г. Он предназначен для сжатия видеофайлов средних размеров и аудиофайлов с частотой дискретизации 32, 44,1 и 48 кГц и использовался в основном для записи на диски Video-CD. Этот стандарт обеспечивал качество изображения на уровне видеокассеты VHS и позволял записать на один компакт-диск более часа видеоинформации и воспроизводить его на устройстве с двукратной скоростью. Данный стандарт определял методы компрессии, позволяющие довести скорости передачи видео- и аудиоданных до 1,5 Мбит/с, что соответствует скоростям обмена обычных приводов CD-ROM и стримеров.

MPEG-аудио компрессоры основаны на так называемом перцептивном кодировании (от англ. perception - восприятие). Целью такого кодирования является получение сигнала, который после последующего декодирования кажется идентичным для человеческого уха. Человеческий слух является нелинейным. Это означает, что человек воспринимает звуковой сигнал избирательно, что и используется в алгоритмах кодирования MPEG. MPEG-кодеры используют такую "психоакустическую модель", которая разбивает входной сигнал на несколько последовательных блоков-кадров, для каждого из которых определяется спектр сигнала. Затем моделируются маскирующие свойства системы слуха человека и оценивается минимальный слышимый уровень.

В стандарте MPEG-1 имеется три уровня обработки аудиоданных: Layer I, Layer II, Layer III). Layer III достигает самого большого сжатия, но требует больше ресурсов на кодирование.

Уровень Layer I использует наиболее простой алгоритм, в котором учитывается только частотное маскирование, что предполагает скорость передачи звуковой информации при субъективном качестве звучания, эквивалентном звучанию компакт-диска (CD), в 192 Кбит/с на канал.

Алгоритм Layer II более сложный, учитывает также эффект временного маскирования, однако и степень компрессии больше (требуемая скорость 128

Кбит/с на канал). Алгоритм Layer III обеспечивает более точный частотный анализ звуковых сигналов, в результате чего качество звучания обеспечивается уже на скоростях 64…96 кбит/с на канал. Следует отметить, что в среде пользователей он получил сокращенное наименование mp3.

Таблица 7.7 - Сжатие и скорость передачи звука для одного канала

Способ кодирования	Скорость передачи, Кбит/с	Коэффициент сжатия
Layer I	192…256	1 : (3…4)
Layer II	128...192	1 : (6...8)
Layer III	64...96	1 : (10...12)

Стандарт MPEG-2 был разработан как развитие формата MPEG-1 и позволяет обрабатывать до 5 независимых звуковых каналов плюс один сверхнизкочастотный (subwoofer). Могут использоваться также более низкие частоты дискретизации - 16, 22,05, 24 кГц.

Качество алгоритма компрессии в значительной степени определяется психоакустической моделью, реализованной в блоке психоакустического анализа кодека.

Известны в основном три психоакустические модели: NMR (Noise to Mask Ratio - отношение сигнал/маска), PAQM (Perceptual Audio Quality Measure) и PERCEVAL (PERCeptual EVALion). Наибольшее распространение пока получила модель NMR, в которой учитываются абсолютный порог слышимости и явление маскировки в частотной области. Это позволяет частично устранить при передаче части звукового сигнала неважные для слухового восприятия звуки. Маскировка во временной области и явление демаскировки сигналов, свойственное пространственному восприятию источников звука, в NMR модели не учитываются, и это является ее существенным недостатком.

С помощью психоакустической модели для каждой субполосы кодирования n вычисляется отношение сигнал-маска, SMR(n). Оно представляет собой выраженное в децибелах отношение энергии звукового сигнала к максимально возможному значению энергии искажений квантования в субполосе кодирования, при котором они еще маскируются полезным сигналом. Совокупность зна-

чений SMR(n), вычисленных для всех субполос кодирования, образует глобальный порог маскировки, определяющий требуемое для кодирования субполосных отсчетов или соответствующих им коэффициентов МДКП минимально возможное число бит.

В стандартах MPEG-1 и MPEG-2 для уровней компрессии Layer 1 и Layer 2 применяется психоакустическая модель 1.

Вначале рассчитывается энергетический спектр X(к), в дБ, выборки входного сигнала. Длина выборки N быстрого преобразования Фурье (БПФ) составляет N=512 (Layer 1) или 1024 отсчета (Layer 2). На выходе блока БПФ имеем линейчатый спектр с разрешением по частоте $\Delta F = f_\partial / N$, где f_∂- частота дискретизации сигнала. При f_∂=48 кГц и N=1024 получаем, что ΔF=46,875 Гц. Перед вычислением спектра выборка отсчетов ЗС взвешивается оконной функцией Ханна h(n) для уменьшения искажений, вызванных эффектом Гиббса. Вычисленный спектр нормируется: максимальной по величине спектральной компоненте присваивается уровень равный 96 дБ.

Далее вычисляется энергия сигнала $E_{sb}(n)$, дБ, в каждой из субполос кодирования n, затем вычисляются локальные максимумы энергетического спектра сигнала выборки. Спектральная компонента X(к) считается локальным максимумом, если она по величине больше предшествующей X(к-1), но не менее следующей X(к+1) компоненты. Затем все спектральные составляющие сигнала выборки разделяются на тональные $X_{tm}(k)$ и нетональные (шумоподобные) $X_{nm}(k)$ компоненты.

Для выделения тональных компонент исследуется область частот вокруг каждой спектральной компоненты, являющейся локальным масимумом. Соответствующая ему спектральная составляющая включается в список тональных компонент $\{X(k)\}_{tk}$, если в обследованной вокруг нее области частот она превышает любую компоненту, исключая две соседние с ней, не менее чем на 7 дБ. При расчете уровня тональной компоненты $X_{tm}(k)$ учитываются энергии двух соседних с каждой из них компонент X(к-1) и X(к+1). В результате формируется список тональных компонент $\{X_{tm}(k)\}_{tk}$. Как правило, число тональных компонент сравнительно невелико.

После этого формируется список нетональных (шумоподобных) компонент $\{X_{nm}(k)\}_{nk}$. Для этого из исходного спектра сигнала выборки исключаются тональные и соседние с ними компоненты, уже учтенные ранее. Затем спектр оставшихся компонент разделяется на полосы частоот равные критическим полосам слуха. Границы критических полос в стандартах MPEG заданы таблично. В каждой из них вычисляется суммарная энергия шумоподобных компонент. Далее все шумоподобные компоненты внутри критической полосы слуха замещаются одной компонентой $X_{nm}(k_1)$ с равной энергией, расположенной в центре соответствующей критической полосы слуха, разумеется, с учетом дискретности ΔF спектра сигнала выборки. Сформированный таким образом список $\{X_{nm}(k)\}_{nk}$ будем называть шумоподобными (нетональными) компонентами. Он содержит не более 24-х компонент, соответственно по одной в каждой критической полосе слуха.

Разделение исходного спектра сигнала выборки на тональные и нетональные компоненты необходимо, так как значения коэффициентов маскировки для них имеют разные величины (оценивают маскировку внутри критической полосы слуха).

Маскировка вне критической полосы слуха одинакова как для тональных, так и для нетональных компонент. Она оценивается с помощью индивидуальных кривых маскировки, учитывающих избирательные свойства базилярной мембраны слухового анализатора и взаимное маскирующее действие соседних спектральных компонент. Однако до построения этих кривых спектры тональных и нетональных компонент прореживаются. Прежде всего, исключаются из рассмотрения все тональные $X_{tm}(k)$ и нетональные $X_{nm}(k)$ компоненты, лежащие ниже абсолютного порога слышимости. Кроме того, тональные компоненты дополнительно прореживаются с помощью окна шириной 0,5 Барка. Если в окно попало две тональных компоненты, то та из них, которая имеет меньший уровень, выбрасывается. Вообще говоря, ширина этого окна при прореживании не одинакова в разных психоакустических моделях.

После прореживания формируется новая сетка спектральных компонент. При этом в первых трех субполосах (0…2250 Гц) учитываются все спектральные компоненты, в следующих трех субполосах (2250...4500 Гц) – каждая вторая, в последующих трех субполосах (4500..6750 Гц) – уже каждая четвертая

и, наконец, в оставшихся 20 субполосах – лишь каждая восьмая спекральная составляющая. В итоге, если верхняя частота ЗС ограничена значением 22500 Гц, то после такого прореживания получаем спектр, состоящий в общей сложности из 126 спектральных компонент (исходный спектр содержал 512 спектральных компонент).

Далее расчитываются коэффициенты маскировки для тональных $K_{M1}[z(i)]$ и нетональных $K_{M2}[z(i)]$ компонент, а также индивидуальные кривые маскировки $M[z(i),z(j)]$ для каждой из них. Здесь z(i) – высота тона маскирующей компоненты (тональной или шумоподобной); z(j) - высота тона маскируемой компоненты. Для каждой тональной $X_{tm}[z(i)]$ и шумоподобной $X_{nm}[z(i)]$ компонент рассчитываются пороги маскировки $N_{tm}[z(i),z(j)]$ и $N_{nm}[z(i),z(j)]$.

И, наконец, вычисляются: кривая глобального порога маскировки $N_{ПМ}(i)$ для выборки ЗС путем суммирования порогов маскировки тональных и шумоподобных компонент; минимальное значение порога маскировки в $N_{ПМ}(n)$ в каждой из субполос кодирования n, а после этого рассчитывается уже отношение сигнал-маска SMR(n) для каждой из субполос кодирования n.

В психоакустической модели 1 используется принцип аддитивности (взаимозаменяемости) действия на оран слуха спектральных компонент при их одновременном предъявлении. Величина SMR(n) представляет собой выраженное в дБ отношение энергии полезного сигнала к максимально допустимому значению энергии искажений квантования в субполосе кодирования n, при котором они еще маскируются полезным сигналом.

В стандартах MPEG ISO/IEC 11172-3 и 13818-3 в алгоритме компрессии Layer 3 использована психоакустическая модель 2, а также ее модификация – в стандартах MPEG ISO/IEC 13818-7 AAC и 14496-3.

Ее характерными особенностями являются:

- Разделение спектра выборки звукового сигнала на полосы психоакустического анализа b, в которых и происходят вычисления (это не критические полосы слуха); при этом имеем 62 полосы анализа для частоты дискретизации 44,1 кГц и 59 полос анализа для частоты дискретизации 32 кГц;

- Явления временной маскировки (предмаскировки и постмаскировки), а также пространственой демаскировки сигналов здесь также не учитываются;
- Все расчеты одновременно выполняются как для длинных (N=1024), так и для трех коротких (N=256) выборок звукового сигнала.

Расчет отношения сигнал-маска SMR(n) в полосах кодирования n состоит здесь из следующих процедур.

1.Вычисление БПФ, в результате которого для каждой спектральной компоненты $Y_w = \alpha_w + j\beta_w$ сигнала выборки вычисляются ее амплитуда $r_w = |Y_w|$ и фаза φ_w, где w – индекс (номер) спектральной компоненты. Перед выполнением ортогонального преобразования сигнал выборки s(n), как и в психоакустической модели 1, взвешивается оконной функцией Ханна h(n).

2.Вычисление предсказанных значений амплитуды r_u и фазы φ_u для каждой спектральной компоненты w сигнала текущей выборки; для этой цели в памяти кодера MPEG должны храниться массивы значений модулей и фаз спектральных сставляющих двух блоков t-1 и t-2, предшествующих текущему блоку.

3.Расчет меры непредсказуемости C_w для каждой спектральной компоненты w текущей выборки. Эта мера учитывает наличие корреляционной связи между соответствующими спектральными компонентами текущего t и предшествующими t-1 и t-2 выборками. На основании меры непредсказуемости делается вывод о степени близости сигнала в полосе психоакустического анализа b к тону или к шуму, маскирующие свойства которых, как известно, различны. В модифицированной психоакустической модели 2 массив значений C_w включает следующие данные: для спектральных компонент с индексами $0 \le w < 6$ значения C_w берутся из длинных блоков выборки; для $6 \le w < 206$ – из второго короткого блока и для спектральных компонент с индексами $w \ge 206$ величина меры непредсказуемости принимается равной 0.4.

4.Расчет энергии e_b и взвешенного значения меры непредсказуемости c_b текущей выборки ЗС в каждой полосе психоакустического анализа b.

5.Рассчитывается так называемая развертывающая функция M(i,j), представляющая собой индивидуальную кривую маскировки, учитывающую изби-

рательные свойства базилярной мембраны уха. Развертывающие функции, как и индивидуальные кривые маскировки в психоакустической модели 1, строятся в шкале высот тона, измеряемой в Барках.

Далее рассчитываются свертки (ec_b и ct_b) энергий сигнала e_b и взвешенных значений меры непредсказуемости c_b с развертывающей функцией M(i,j) с целью учета влияния соседних полос психоакустического анализа.

6.Расчет отношения сигнал –шум SNR_b в полосах психоакустического анализа b выполняется с использованием индекса тональности α_b и значений коэффициентов маскировки TNM_b и NMT_b. Здесь TNM_b - разность между уровнями тона и шума, в дБ, для ситуации, когда тон маскирует шум и уровень шума соответствует его порогу слышимости, для всех полос анализа b эта величина принята равной 29 дБ (стандарт ISO/ IEC 11172-3) и 18 дБ(стандарт ISO/IEC 13818-3); NMT_b - разность между уровнями шума и тона в дБ для ситуации, когда шум маскирует тон и уровень тона соответствует его порогу слышимости, для всех полос анализа b NMT_b также постоянная величина, равная 6 дБ (стандарты ISO/IEC 11172-3 Layer 3 и ISO/IEC 13818-3). Индекс тональности α_b рассчитывается с использованием коэффициента Хаоса cb_b, равного отношению ct_b и ec_b. Значения α_b ограничиваются пределами $0 < \alpha_b < 1$. Если расчеты дают значения, большие 1, то его значение принимается равным 1, значения, меньшие нуля, заменяются при вычислениях нулями.

7.Расчет максимально допустимой энергии шума thr_b (глобального порога маскировки) в полосе психоакустическоо анализа b, при которой он еще маскируется полезным сигналом.

В Layer 3 расчет допустимой энергии шума ведется в целом для полосы психоакустического анализа b. Значение глобального порога маскировки thr_b определяется здесь путем сравнения величин $athr_b$, nb_b, $nb_b(t-1) = \eta_1 \cdot nb_b$ и $nb_b(t-2) = \eta_{2.} \cdot nb_b$, где $athr_b$- энергия шума в полосе анализа b, соответствующая абсолютному порогу слышимости, когда нет мешающих звуков. Она задана в табличной форме для каждой полосы анализа b; $nb_b(t-1)$ и $nb_b(t-2)$ - соответственно значения энергии шума на пороге слышимости, вычисленные в полосе анализа b для двух предшествующих выборок звукового сигнала, при-

чем η_1=2 и η_2=16 – поправочные коэффициенты, их значения получены эмпирическим путем.

8.Вычисление максимально допустимой энергии шума (глобального порога маскировки) thr_n в субполосах кодирования n. При переходе от полос психоакустического анализа b (число этих полос зависит от частоты дискретизации f_∂ и может быть равно в Layer 3 соответственно 59, 62 или 63) к полосам кодирования n (их число равно 32) вводится понятие так называемой психоакустически узкой субполосы (ширина которой меньше, чем приблизительно 1/3 критической полосы) и психоакустически широкой субполосы.

9.Вычисление энергии сигнала e_n в полосах кодирования n.

10.Рассчет отношения энергии полезного сигнала e_n к допустимому значению энергии шума thr_n (или так называемое отношение сигнал-маска SMR_n), передаваемое кодеру MPEG для каждой из субполос кодирования n.

Для коротких выборок ЗС (N = 256) в стандарте ISO/IEC 11172-3 Layer 3 принят несколько упрощенный вариант вычисления отношения сигнал-маска. Вычисление глобального порога маскировки в каждой полосе психоакустического анализа b выполняется аналогично тому, как это делалось ранее для длинных блоков. Однако, при вычислении допустимой энергии шума $bc_b = 10^{-SNR_b/10}$ значения SNR_b (в дБ) для коротких выборок берутся непосредственно из таблиц стандарта MPEG, а не рассчитываются с помощью индекса тональности, как это делалось для длинных выборок. При этом максимально допустимое значение энергии шума thr_b в полосе психоакустического анализа b для коротких выборок определяется сравнением значения $nb_b = en_b \cdot bc_b$ с величиной абсолютного порога слышимости $athr_b$ и выбора наибольшего из этих двух значений $thr_b = \max(athr_b, nb_b)$. Дальнейшая процедура вычислений, выполняемых для коротких выборок, не отличается от ранее изложенной. Глобальный порог маскировки рассчитывается отдельно для каждой из трех коротких выборок.

7.10.2 Стандарт Dolby Digital (AC-3)

Dolby Digital (другое название AC-3) – один из наиболее популярных методов компрессии многоканального звука, используется в телевидении (стандарт ATSC), мультимедиа (DVD-диски) и кино. Разработан в США в лаборатории Р.Долби и стандартизован ATSC (ATSC A/53).

Алгоритм Dolby Digital позволяет обрабатывать 5.1-канальный звук: пять широкополосных каналов с диапазоном частот 20-20000 Гц и еще один НЧ-канал с диапазоном частот 20-120 Гц.

Используемая в Dolby Digital схема компрессии данных AC-3 обладает очень высокой эффективностью (коэффициент сжатия может быть более 12:1) и при этом довольно высоким качеством звука. AC-3, как и все современные схемы сжатия данных звуковых потоков, использует в своей работе особенности слухового восприятия человека, или психоакустическую модель.

В кодере Dolby AC-3 кодированию подвергаются не отсчеты звуковых сигналов, а коэффициенты МДКП (модифицированное дискретное косинусное преобразование). При этом каждый коэффициент МДКП представляется в формате с плавающей запятой двумя значениями: экспонентой (или порядком) и мантиссой:

$$X[k] = A[k] \cdot 2^{-B[k]}, \tag{7.41}$$

где A[к] и B[к]- соответственно мантисса и порядок к-го коэффициента преобразования. Порядок равен числу нулей перед первой единицей двоичного представления коэффициента МДКП. Он является по сути дела его масштабным коэффициентом (или нормирующим множителем). Знак коэффициента МДКП учитывается только при кодировании мантиссы.

Массивом входных данных для блока психоакустической модели здесь являются значения порядков B[к]. Выполняемые в модели вычисления включают следующие этапы:

1. Преобразование массива значений порядков коэффициентов МДКП и формирование полос психоакустического анализа.

Значение порядка B[к] каждого коэффициента МДКП преобразуется в значение PSD[к] для новой шкалы, содержащей 3072 градации, по формуле:

$$PSD[k] = 3072 - B[k] \times 128. \qquad (7.42)$$

В результате формируется новый массив значений порядков коэффициентов МДКП.

Дискретность изменения величины порядка коэффициента МДКП, как уже было сказано ранее, составляет 6 дБ, а наибольшее его значение равно 24. Поэтому полный динамический диапазон сигнала в системе Dolby AC-3 равен 24*6=144 дБ. Множитель 128 в данной формуле позволяет уменьшить дискретность грубой шкалы до величины шага, равного 6/128=0,046875 дБ, что лежит уже существенно ниже порога различимости слуха по амплитуде. Полученная таким образом новая шкала значений, изменяющихся в диапазоне от 0 до 3075 с шагом 0,046875 дБ, если эти величины выражать в числе дискретных ступеней, принимается далее в качестве основной. Все значения параметров в стандарте Dolby AC-3 выражены в абсолютных единицах этой новой шкалы.

Вычисления в психоакустической модели выполняются в так называемых полосах психоакустического анализа. Они не одинаковы по ширине. До частоты 2531 Гц ширина полос психоакустического анализа одинакова и выбрана так, что в каждую из них попадает только один коэффициент МДКП. Например, при частте дискретизации $f_д = 48\ кГц$ и длине выборки N=512 отсчетам ЗС ширина этих полос составляет 93,75 Гц. До частоты 2531 Гц имеем в этом случае 28 полос анализа одинаковой ширины. Далее их ширина возрастает с ростом частоты так, что они включают соответственно по 3, 6, 12, и по 24 коэффициента МДКП каждая. Всего в нашем случае будет 256 коэффициентов МДКП, а полос анализа 50, что соответствует полосе частот входного звукового сигнала 0…23900 Гц.

2. Расчет энергии звукового сигнала в полосах психоакустического анализа.

Суммарное значение энергии сигнала в каждой полосе псхоакустического анализа в стандарте Dolby AC-3 вычисляется по формуле:

$$\log(a+b) = \max[\log(a), \log(b)] + \log[1 + \exp(d)], \qquad (7.43)$$

где $d = |\log(a) - \log(b)|$ является адресом таблицы, значения которой вычислены как: $\log[1 + \exp(d)]$; log(a), log(b) – значения порядков соседних (в пре-

делах одной полосы психоакустического анализа) коэффициентов МДКП. В стандарте использован следующий механизм вычислений: сначало берутся значения порядков первых двух коэффициентов МДКП в данной полосе анализа и определяется максимальное значение. К нему добавляется величина, равная разности значений порядков этих двух коэффициентов. Величина последней задается в форме табличной функции экспоненциального вида. Затем полученное таким образом суммарное значение порядка записывается в аккумулятор (накопитель) и далее осуществляется сравнение этого вычисленного значения со значением порядка следующего по номеру индекса коэффициента МДКП и т. д. Процесс вычислений повторяется до тех пор, пока не будут использованы все коэффициенты МДКП в данной полосе анализа.

3. Выбор прототипа индивидуальной кривой маскировки.

Как и в стандартах MPEG здесь учитывается маскировка только в частотной области. В основе выбора прототипа кривой маскировки лежат экспериментальные данные, полученные для тонов и заимствованные из работ E. Zwicker, R. Ehmer, L. Fielder и E. Benjammin.

Для каждого уровня маскирующего тона определяется относительный порог слышимости шума с полосой частот, равной полосе психоакустического анализа. Средняя частота полосы маскируемого шума изменялась. Иными словами, рассматривалась маскировка вне критической полосы слуха, при которой тон маскирует шум с полосой частот, примерно равной 0,5 Барка. Затем каждая полученная таким путем зависимость нормировалась к уровню маскирующего тона по формуле:

$$N_{RNT}(F) = N_{NT}(F) - N_{MT}(F), \text{ дБ}, \tag{7.44}$$

где $N_{RNT}(F)$- нормированное по отношению к уровню маскирующего тона значение порога слышимости шума, $N_{NT}(F)$- порог слышимости шума, маскируемого тоном, $N_{MT}(F)$- уровень маскирующего тона. Эти вычисления выполнялись отдельно для каждого значения частоты и уровня маскирующего тона.

4. Кодирование параметров обобщенных кривых маскировки.

Аппроксимация обобщенных кривых маскировки достаточно сложна. Поэтому далее при их использовании введены упрощения. В системе Dolby AC-

3 маскировка в сторону низких частот не учитывается. Маскировка в сторону верхних частот с точностью вполне достаточной для практики может быть аппроксимирована двумя отрезками прямых линий: Fast Upwards Masking - быстро затухающая прямая и Slow Upwards Masking - медленно затухающая прямая. Для их задания в системе Dolby AC-3 используются четыре параметра, которые включаются кодером в поле данных психоакустической модели для передачи декодеру и обозначаются как:

Slow Decay – крутизна медленно затухающего сегмента, диапазон изменений данного параметра составляет от –0,70 до –0,98 дБ/полосу психоакустического анализа;

Slow Gain – вертикальное смещение вниз от уровня маскирующей компоненты сигнала для медленно затухающего сегмента, диапазон изменений этой величины составляет от –49 до –63 дБ;

Fast Decay – крутизна быстро затухающего сегмента, диапазон изменений крутизны наклона от –2,95 до –5,77 дБ/полосу психоакустческого анализа;

Fast Gain – определяет вертикальное смещение быстро затухающего сегмента прямой от максимального уровня маскирующей компоненты, диапазон изменений этой величины равен от –6 до –48 дБ.

5. Синтез обобщенной кривой маскировки.

Отрезки аппроксимирующих прямых линий в кодере Dolby AC-3 синтезируются с помощью двух рекурсивных фильтров, включенных параллельно. Результирующее значение глобального порога маскировки $E_м(к)$ в полосе психоакустического анализа к определяется как наибольшее значение из выходных отсчетов этих двух фильтров. Математически, процедуру вычисления значений глобального порога маскировки можно записать следующим образом:

$$x_0 = [x_0(k) - d_0(k)] \oplus [E_c(k) - g_0(k)], \tag{7.45}$$

$$x_1 = [x_1(k) - d_1(k)] \oplus [E_c(k) - g_1(k)], \tag{7.46}$$

$$E_M(k) = \max(x_0, x_1), \tag{7.47}$$

где $E_c(k)$ - энергия звукового сигнала в полосе психокустического анализа к; $d_0(k)$ и $d_1(k)$ - крутизна наклона, соответственно для быстро и медленно

затухающего сегментов обобщенной кривой маскировки; $g_0(k)$ и $g_1(k)$ - вертикальное смещение сегментов от максимального уровня к-ой спектральной компоненты сигнала, соответственно для быстро и медленно затухающего сегментов; $\oplus$ - оператор логарифмического сложения, в алгоритме Dolby AC-3 этот оператор заменен на оператор max.

Далее полученные значения $E_M(k)$ корректируются с целью учета влияния уровня маскирующего сигнала на величину порога маскировки. После коррекции значения глобального порога маскировки в каждой полосе психоакустического анализа сравниваются с величиной абсолютного порога слышимости и выбирается наибольшее из этих двух значений. В результате выполнения этих операций получается результирующая кривая маскировки, определяющая допустимые значения энергии шумов квантования в каждой из полос психоакустического анализа. Минимально допустимое для каждой полосы психоакустичесого анализа отношение сигнал-шум квантования SNR_n, дБ, вычисляется как разность уровней энергий полезного сигнала и шумов квантования, лежащих на пороге слышимости. При расчете энергии полезного сигнала используются только значения порядков коэффициентов МДКП. Значение $SNR_n(k)$, приведенное к одному коэффициенту МДКП данной полосы психоакустического анализа вычисляется как $SNR_n(k) = SNR_n / k$, где κ – число коэффициентов МДКП в n-ой полосе психоакустического анализа. Именно этот массив данных образует кривую глобального порога маскировки, которая и определяет число бит, выделяемых для кодирования мантисс коэффициентов МДКП. Коэффициенты МДКП, расположенные ниже этой кривой, не кодируются и не передаются на приемную сторону системы передачи, ибо лежат ниже относительного порога слышимости.

При вертикальном смещении кривой глобального порога маскировки изменяется отношение сигнал-шум (SNR), а, следовательно, и число выделяемых бит на кодирование мантисс коэффициентов МДКП. Возможны «грубое» и «плавное» смещение кривой глобального порога маскировки. Достигается это изменением параметров CSNR и FSNR. Причем «плавное» смещение кривой с величиной шага 3/16 дБ достигается изменением параметра FSNR, а «грубое» смещение кривой с шагом 3 дБ – изменением параметра CSNR. Суммарная ве-

личина смещения кривой глобального порога маскировки (SNROFFSET) относительно первоначального исходного положения определяется формулой:

$$SNROFFSET = \left[\left(CSNR - 15\right) \cdot 16 + FSNR\right] \cdot 4 . \qquad (7.48)$$

Здесь параметры SNROFFSET, CSNR и FSNR выражены в целочисленных значениях шкалы, о которой было сказано выше. Значение параметра FSNR определено стандартом Dolby AC-3 отдельно для сигнала каждого кодируемого канального сигнала, в то время как значение параметра CSNR динаково для всех кодируемых сигналов.

6. Процедура выделения бит.

Перед началом итерационного процесса выделения бит кривая глобального порога маскировки устанавливается в верхнее максимальное положение. При этом оба параметра FSNR и CSNR принимают нулевые значения. Далее кривая маскировки смещается вниз на 3 дБ при каждом шаге итерации, что соответствует «грубому» ее смещению. При этом значение параметра CSNR увеличивается на 1 при каждом шаге итерации. Процесс смещения кривой вниз повторяется до тех пор, пока число выделяемых на кодирование мантисс коэффициентов МДКП бит не превысит доступного их числа, определяемого установленной скоростью цифрового потока. В этом и состоит первый цикл итерационного процесса.

Второй цикл итерационного процесса заключается в медленном смещении кривой глобального порога маскировки, но уже вверх от последнего ее положения. При этом величина шага смещения составляет уже существенно меньшее значение равное 3/16 дБ, что соответствует изменению параметра FSNR на 1 при каждом таком шаге итерации. Процесс «плавного» смещения этой кривой вверх повторяется до тех пор, пока число бит, выделяемых для кодирования мантисс, станет меньше или равно их доступному количеству для установленной скорости передачи.

Помимо вышеперечисленных в процессе выделения бит используется дополнительно еще один параметр, обозначенный как Floor. Значением этого параметра устанавливается определенный уровень смещения кривой глобального порога маскировки, ниже которого она опуститься не может, что при оп-

ределенных ситуациях может вызвать спрямление кривой глобального порога маскировки.

По определенной психоакустической модели производится обработка входящих значений. Какие-то частотные полосы вообще не несут значимой информации и не кодируются, какие-то нужно закодировать с большей разрядностью, какие-то с меньшей. Результатом обработки является существенное уменьшение потока данных.

7.10.3 Стандарт MPEG-2 AAC

MPEG-2 AAC − стандарт аудиосжатия (MPEG-2 Advanced Audio Coding - расширенное аудио кодирование) разработан в стенах института Fraunhofer, при активном участии компаний AT&T, Sony, NEC и Dolby в начале 1998 года. Наибольшее распространение в настоящее время получил как метод компрессии высококачественного звукового сопровождения в рамках стандарта MPEG-4.

MPEG-2 AAC изначально позиционировался разработчиками как преемник MP3, так как обладал по сравнению с последним рядом несомненных достоинств. Стандарт обеспечивает скорость компрессированного потока аудиоданных от 8 до 160 Кбит/с на канал. Как и в MP3 в основе алгоритма AAC лежит психоакустическая модель кодирования. При этом алгоритм AAC содержит большое количество усовершенствований, направленных именно на улучшение качества выходного аудиосигнала. В MPEG-2 AAC используются другие алгоритмы преобразований, улучшенные обработчики шумов и новый банк фильтров.

AAC является более гибким алгоритмом, чем AC-3 в том плане, что AAC поддерживает широкий выбор частот дискретизаций и разрядностей квантования, от одного до 48 аудиоканалов, до 15 дополнительных низкочастотных каналов, многоязыковую поддержку и до 15 вложенных потоков данных.

Используются три профиля: Main (основной), Low Complexity (низкой сложности) и Scaleable Sampling Rate (с масштабируемой частотой дисретизации).

AAC обеспечивает примерно в два раза более высокую степень компрессии по сравнению с MP3, и применим во всех ситуациях, в которых не требуется обратная совместимость с алгоритмами MPEG-1(2) Layer I-III. Двухканальный декодер MPEG-1 может, однако, декодировать 5-канальный поток MPEG-2. AAC не обладает свойством такой "обратной совместимости".

Алгоритм компрессии AAC разработан в рамках стандарта MPEG-2. Здесь расширен набор возможных частот дискретизации: 8; 11,025; 16; 22; 24; 32; 44,1; 48; 64; 88,2 и 96 кГц; изменены форма и длины оконных функций: используются окна Кайзера-Бесселя вместо синусных: длинное, включающее 2048 отсчетов ЗС и короткое – соответственно 256 отсчетов ЗС, что обеспечивает более высокое разрешение по частоте, при этом в обоих случаях используется 50% перекрытие выборок отсчетов ЗС. Кодированию подвергаются коэффициенты МДКП, однако несколько изменена форма кривой компрессии при неравномерном квантовании, применены иные книги кодов Хаффмана. Как и в Layer 3 управление величиной искажений квантования выполняется с помощью двух итерационных циклов: внутреннего и внешнего.

В алгоритме AAC для повышения качества алгоритма компрессии цифровых данных применены специальные процедуры минимизации, точнее говоря, управления микроструктурой искажений квантования внутри каждой из субполос (так называемая техника TNS – Temporal Noise Shaping); изменены процедуры объединения субполосных сигналов при их кодировании; предусмотрена, как и ранее, возможность работы кодера в режиме M/S кодирования, когда кодированию в субпполосах подвергаются не сигналы L и R стереопары, а их сумма $M=(L+R)/\sqrt{2}$ и разность $S=(L-R)/\sqrt{2}$. При линейном предсказании учитывается не только корреляция между отсчетами многоканального сигнала, но и форма спектра шумов квантования и его изменение во времени. Ввежены уточнения и дополнительные процедуры при расчете глобального порога маскировки в психоакустической модели кодера AAC. Однако и здесь основой является модифицированная психоакустическая модель 2, как и в Layer 3.

В зависимости от вычислительной сложности и области применения в стандарте ISO/IEC 13818-7 AAC три возможные конфигурации.

Основная конфигурация(Main profile).

Она используется, когда вычислительная сложность алгоритма не является сдерживающим фактором при реализации кодека. При данной конфигурации в кодере не используется банк PQMF-фильтров. Вся последовательность из 2048 временных отсчетов ЗС непосредственно подается на блок ортогонального преобразования с 50-процентным перекрытием. Порядок предсказания блока TNS составляет 20.

Конфигурация пониженной сложности (Low Complexity profile).

Здесь также не используется банк PQMF-фильтров, и, кроме этого, не используется блок линейного предсказания, порядок предсказания блока TNS сокращен с 20 до 12.

Адаптивная конфигурация (Scalable Sampling Rate).

При данной конфигурации кодера в отличие от двух предыдущих используется банк PQMF-фильтров, блок линейного предсказания по-прежнему не используется, а порядок предсказания блока TNS составляет 12. Кроме того, не всегда требуется передавать сигнал в полосе частот 20…20000 Гц, а иногда это и невозможно в силу ограниченной пропускной способности канала связи, поэтому стандарт определяет так называемую адаптивную конфигурацию, позволяющую изменять полосу передаваемых частот звукового сигнала. Например, можно передать звуковой сигнал в следующих полосах частот: от 20 до 6000 Гц, от 20 до 12000 Гц, от 20 до 18000 Гц.

7.10.4 Формат DTS

Разработанный в США метод DTS (Digital Theater System) является альтернативой Dolby Digital. Он во многом схож с AC-3 (те же методы компрессии и те же алгоритмы кодирования, частота дискретизации 48 кГц, до 24 бит на отсчет), но поток данных может достигать 1536 Кбит/с. В последнее время метод DTS, первоначально разработанный для записи звуковых дорожек к кинофильмам для современных кинотеатров, стал довольно популярным. По мнению американских специалистов, он обеспечивает лучшее воспроизведение пространственных звуковых эффектов, но при этом требует в 4 раза больше данных. Большинство современных DVD-проигрывателей уже поддерживают как AC-3, так и DTS.

Метод DTS, в основе которого лежит метод когерентной акустической компрессии, одинаково пригоден как для профессионального, так и для бытового использования. Алгоритм компрессии очень гибкий, позволяет работать с большим количеством звуковых каналов (до 10.1) при частоте дискретизации до 192 кГц и разрядности до 24 бит/отсчет. Процедуры, использованные в нем, характерны для большинства стандартов компрессии звуковых данных.

При использовании метода когерентного акустического кодирования (МКАК) звуковые сигналы обрабатываются фреймами, содержащими 24-битные отсчеты. Размер фрейма определяет число последовательных отсчетов входного сигнала, над которыми производится обработка и выбирается из компромиссных соображений между эффективностью (степенью) сжатия и сложностью реализации. Длинные фреймы допускают большее сжатие для мало изменяющихся сигналов, но при их использовании возможны искажения при резких изменениях сигнала. Короткие фреймы, наоборот, позволяют лучше кодировать подобные сигналы, но менее эффективны с точки зрения получения высокого общего коэффициента сжатия. Для МКАК допустимы пять размеров фрейма, в зависимости от частоты дискретизации и допустимой скорости потока данных на выходе кодера (таблица 7.8.).

Таблица 7.8. - Зависимость размера фрейма от параметров входного сигнала и скорости потока данных

Скорость потока данных, кбит/с.	Частота дискретизации, кГц				
	8;11,025;12	16; 22,05; 24	32; 44,1; 48	64; 88,2; 96	128;176,4;192
0 – 512	1024	2048	4096		
512 - 1024		1024	2048		
1024 – 2048			1024	2048	
2048 – 4096				1024	2048

После разбиения на фреймы над ИКМ отсчетами входного сигнала производится субполосная фильтрация. Это первое основное вычисление МКАК, имеющее значение для анализа объективной избыточности сигнала. Субполосная фильтрация перестраивает, но не изменяет линейные ИКМ данные, и упрощает определение избыточных составляющих сигнала.

При частотах дискретизации до 48 кГц спектр входного сигнала делится на 32 одинаковые субполосы. Каждый субполосный сигнал затем кодируется методом адаптивной дифференциально-импульсной кодовой модуляции (АДИКМ). Предусмотрено использование двух типов полифазных банков фильтров: с улучшенным (PR) и обычным (не улучшенным – NPR) восстановлением сигнала. Выбор банка фильтров зависит от параметров входного сигнала и указывается флагом (служебным информационным битом), включаемым затем в поток данных.

Эффективность кодирования выше при использовании фильтров с более крутыми склонами частотной характеристики (ЧХ) и большим затуханием в полосе задержания. Это обеспечивает высокую степень разделения (декорреляции) субполосных сигналов. Однако на практике такие фильтры не обеспечивают полного восстановления сигналов и приводят к искажениям пиковых амплитуд кодируемого сигнала. Тем не менее, при низких скоростях потока данных, когда шум квантования значительно превышает любые другие порожденные фильтром шумы, воспринимаемое (субъективное) качество звука более важно, чем абсолютная точность восстановления сигнала, и использование фильтров PR-типа предпочтительно. И, наоборот, при высоких допустимых скоростях потока данных, где возможно кодирование без потерь, критичным параметром является точность восстановления сигнала, поэтому необходимо использование NPR-фильтров.

АДИКМ – второй основной вычислительный процесс МКАК, обеспечивает декорреляцию между каждыми соседними отсчетами. Поскольку эффективна только для коррелированных звуковых сигналов, в МКАК она используется в каждой отдельно взятой субполосе. Оценка эффективности АДИКМ выполняется также для каждой субполосы, и если степень сжатия мала, вместо дифференциального кодирования используется адаптивная ИКМ (АИКМ). Для генерации прогнозируемых коэффициентов для каждой субполосы используется линейное кодирование с предсказанием.

Разрядность кодирования в каждой субполосе определяет уровень шумов квантования, которые, в свою очередь, определяют общее качество кодированного сигнала. Максимально допустимый уровень шума квантования в каждой субполосе зависит от характеристик спектра звукового сигнала, находя-

щегося в ее пределах, и точность его определение характеризует качество кодирующего устройства.

В зависимости от назначения кодера, широкий ряд технических средств может применяться для вычисления допустимого шума квантования: от самых сложных, основанных на психоакустическом анализе звуковых сигналов, до простых, базирующихся на элементарном вычислении заранее известных порогов шума.

МКАК использует различные стратегии распределения разрядности кодирования для каждой субполосы в зависимости от допустимой скорости потока данных на выходе кодера. Основной алгоритм использует психоакустическую модель слуха человека для определения минимально возможной разрядности кодирования в каждой субполосе. Если возможны высокие скорости потока данных, психоакустическая модель может модифицироваться для получения наивысшего качества кодирования на низких частотах. Для кодирования без потерь психоакустическая модель вообще исключается.

В некоторых системах компрессии звука программы распределения бит являются частью алгоритма работы дешифратора и поэтому должны быть сравнительно простыми. В МКАК эти программы находятся только в кодере и могут быть неограниченной сложности. Допустимо улучшение алгоритмов программ общего распределения бит при сохранении их совместимости со всеми типами дешифраторов.

Психоакустический анализ служит для определения компонент звукового сигнала, не воспринимаемых ухом человека. Это является следствием эффекта маскирования, посредством которого громкие сигналы маскируют тихие сигналы, а также различной чувствительностью слуха к сигналам низкого уровня с различными частотами.

Психоакустический анализ выполняется в частотной области, результатом его является вычисленное минимально допустимое отношение сигнала к порогу маскирования (SMR) для каждого спектрального коэффициента сигнала. Далее на основании этих сведений вычисляется максимально допустимый уровень шума квантования в каждой субполосе. Дополнительно к вычислению порога маскирования каждая спектральная составляющая сравнивается с кривой

чувствительности слуха и отбрасывается (не передается), если лежит ниже порога слышимости.

Традиционно SMR используется для определения разрядности адаптивного ИКМ-кодирования в пределах каждой субполосы. Для использования с АДИКМ программы определения разрядности должны быть модифицированы, чтобы принять во внимание степень изменения сигнала (разность между предыдущим и текущим значениями) и гарантировать отсутствие ошибок при кодировании.

При адаптивном расчете разрядность в каждой субполосе определяется максимально допустимым остаточным шумом квантования. Если разрядность определена, производится кодирование разности между соседними отсчетами.

Выбор шага квантования в каждой субполосе является последним шагом при определении точности кодирования звука, а также определяет связь между скоростью потока данных и максимально возможным качеством звукопередачи.

При низких скоростях потока данных (до 128 кбит/с) уровни шума квантования в каждой субполосе находятся непосредственно на основе определенных в психоакустической модели коэффициентов маскирования, при этом используются или непосредственные, или предсказанные значения сигнала. В случае невозможности обеспечения требуемой разрядности для кодирования каждой субполосы, общая полоса частот звукового сигнала уменьшается.

В случае средних скоростей (128 – 512 кбит/с) число уровней квантования может превысить минимально допустимое, рассчитанное согласно SMR, т.е. имеется некоторый запас по скорости передачи. Поэтому можно увеличить число уровней квантования в некоторых субполосах, тем самым уменьшив в них шум квантования. Целью этого этапа кодирования является получение минимальной среднеквадратической ошибки, что в итоге приведет к выравниванию спектральной плотности шума во всей полосе частот.

Если допустимы высокие (более 512 кбит/с) скорости потока данных, целесообразно еще более увеличивать число уровней квантования в каждой субполосе, снижая уровень шума. Часто необходимо иметь равномерное (плоское) распределение спектральной плотности шума во всей полосе частот, поскольку в этом случае минимизируется общая мощность шума, рассчитанная на определенном временном интервале. В конце концов, при достаточно высокой

скорости передачи данных, мощность шума в каждой полосе сравняется с мощностью шума в исходном ИКМ сигнале – обеспечиться режим работы кодера без потерь.

Для дополнительного снижения скорости потока данных могут использоваться коды переменной длины. Это дает выигрыш в эффективности кодирования до 20%, однако сложность декодирования таких кодов значительно выше, чем кодов фиксированной длины.

Сверхнизкочастотный (СНЧ) канал полностью независим от всех остальных, формируется путем прореживания отсчетов входного ИКМ сигнала. Используется 64-кратное или 128-кратное прореживание, в результате ширина полосы частот СНЧ канала составляет 150 Гц или 80 Гц соответственно. Прореженные отсчеты кодируются 8-битной АДИКМ. В декодере удаленные отсчеты восстанавливаются путем интерполяции для получения исходной частоты следования.

На выходе кодера МКАК должен быть сформирован последовательный поток кодированных звуковых данных определенного формата (синтаксиса). Данные группируются в фреймы, размер которых равен размеру входных фреймов. В пределах каждого фрейма данные упаковываются (распределяются) в определенном порядке выходным мультиплексором. Фреймы могут обрабатываться независимо друг от друга, и определяют минимальный размер аудиоблока, который может быть декодирован. В МКАК это 256 отсчетов (5,3 мс при частоте дискретизации 48 кГц).

Каждый фрейм состоит из пяти частей:

- слово синхронизации, определяющее начало фрейма;
- заголовок, несущий информацию о требуемой конфигурации дешифратора;
- до 16 субфреймов, содержащих 5.1 канальные аудиоданные;
- дополнительные данные, например, тайм-код;
- данные расширения для передачи дополнительных каналов звука.

Важной характеристикой МКАК является способность к изменению размера фрейма для синхронизации декодированного звука с каким-либо внешним сигналом. Эти сокращенные окончания фреймов позволяют декодировать данные с временным разрешением в 32 ИКМ отсчета (0,67 мс при частоте дис-

кретизации 48 кГц), обеспечивая начало или окончание звукового сигнала в определенный момент времени, например, в начале или в конце видеокадра.

При очень низких скоростях потока данных (менее 64 кбит/с) и передаче двух и более звуковых каналов возможно улучшение субъективного качества путем использования объединенного кодирования определенных частотных полос сигналов. Экспериментально установлено, что локализация в пространстве средне- и высокочастотных сигналов (свыше 2,5 кГц) затруднена, следовательно, стереоэффект в основном определяется низкочастотными составляющими. Поэтому можно при кодировании многоканального звука суммировать высокочастотные субполосы каждого канала в единственную ВЧ полосу. По существу, это эквивалентно созданию ВЧ монофонического канала, сохраняющего амплитуды сигналов всех индивидуальных каналов, но с потерянной информацией о фазе. В дешифраторе этот ВЧ канал декодируется и добавляется в каждый НЧ канал, тем самым восстанавливается полная полоса частот каждого канала.

В МКАК стратегия объединения каналов полностью определяется кодирующим устройством. Вместе с сигналами с объединенными полосами частот передаются индексы управления дешифратором. Они указывают, какие частотные полосы каких каналов содержат суммированные сигналы. Объединение сигналов допустимо во всех субполосах, за исключением первых двух (0 … 1500 Гц), всегда кодирующихся раздельно.

Для высококачественного звука, передаваемого с низкой скоростью (64 – 128 кбит/с), область частот, в которой допускается объединение сигналов, должна быть в пределах 10 – 20 кГц. Если же возможно использование средних и высоких скоростей передачи, объединение каналов рассмотренным методом запрещено.

Основным назначением МКАК и метода DTS в частности является передача высококачественного многоканального звука с параметрами, лучшими, чем у стандартных цифровых компакт-дисков (CD-audio). Примерные характеристики приведены в таблице. 7.9.

Таблица 7.9. - Характеристики кодирования звука в формате DTS

Скорость потока данных на один канал, кбит/с	Частота дискретизации, кГц	Разрядность кодирования , бит	Эквивалентное качество
8 … 32	до 24	16	телефония
32 … 96	до 48	20	компакт-диск
96 … 256	до 96	24	студийное
256 … 512	до 192	24	> студийного
более 512	до 192	24	> студийного

7.10.5 Сравнительная характеристика стандартов (методов) компрессии звуковых сигналов

Сравнительная характеристика стандартов (методов) компрессии звуковых сигналов, использующихся в телевизионном вещании, видеотехнике и мультимедиа-приложениях, представлена в таблице 7.9.

Таблица 7.9 – Сравнительные характеристики наиболее распространенных методов компрессиизвуковых сигналов

Наименование алгоритма компрессии аудиоданных	Метод компрессии	Частота дискретизации	Число каналов передачи	Скорость передачи, кбит/с на канал	Величина компрессии	Область применения
ATRAC	Субполосное кодирование с преобразованием	32; 44,1; 48	2	256	1:5	MiniDisk
MPEG-1, Layer 1 и 2	Субполосное кодирование	32; 44,1; 48; Layer 1 только 48	1; 2	32…448 (Layer 1) 32…384 (Layer 2)	1:4 (Layer 1) 1:6 (Layer 2)	DAB (Layer 2, 128..256 кбит/с), DBS (Layer 2, 224 кбит/с), DCC (Layer 1, 384 кбит/с)
MPEG-1, Layer 3	Субполосное кодирование с преобразованием	32; 44,1;48	1;2	32…320	1:9	Internet-вещание
MPEG-2	Субполосное кодирование / субполосное кодирование с преобразованием	16; 22; .. ; 48	1 – 5.1	32…384	>1:9	Многоканальное стереофоническое вещание
MPEG-2 AAC	Субполосное кодирование с преобразованием	16; 22; .. ; 48	1 – 5.1	16…576	1:15	Многоканальное стереофоническое вещание
Dolby AC-3	Кодирование с преобразованием	32; 44,1;48	1 – 5.1	32…640	1:13	Кинематограф, HDTV,спутниковое вещание
DTS	Кодирование с преобразованием	8; .. ; 192	1 – 10.1	64…6144	1:4…1:10	Кинематограф, HDTV,спутниковое вещание

Раздел 8

ОРГАНИЗАЦИЯ ЦИФРОВОГО ТВ ВЕЩАНИЯ

- **МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ЦИФРОВОМ ТВ ВЕЩАНИИ**
- **КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТВ ВЕЩАНИЯ**
- **ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЗОН ОБСЛУЖИВАНИЯ В СИСТЕМЕ НЦТВ ПО СТАНДАРТУ DVB-T**

◄ **К содержанию**

8.1 МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ЦИФРОВОМ ТЕЛЕВИЗИОННОМ ВЕЩАНИИ

8.1.1 Принцип построения системы DVB-T

Ключевые слова европейского стандарта EN 300 744 (Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for terrestrial television): цифровое, видео, вещание; структура кадра, канальное кодирование и модуляция для наземного телевидения точно раскрывают область применения стандарта. Документ EN 300 744 описывает систему передачи данных для цифрового наземного телевидения. Передаваемые данные представляют собой информацию об изображении и звуковом сопровождении, а также любые дополнительные сведения. Условие передачи этой информации в системе DVB-T только одно - данные должны быть закодированы в виде пакетов транспортного потока MPEG-2. В этом смысле стандарт описывает контейнер, приспособленный для доставки пакетированных данных в условиях наземного телевидения. Для системы DVB-T ни содержание контейнера, ни происхождение данных не имеют значения, она лишь приспосабливает выходные данные транспортного мультиплексора MPEG-2 к свойствам и характеристикам канала передачи наземного телевизионного вещания, стремясь наиболее эффективно донести их к приемнику. То есть, стандарт определяет структуру передаваемого потока данных, систему канального кодирования и модуляции для мультипрограммных служб наземного телевидения, работающих в форматах ограниченной, стандартной, повышенной и высокой четкости.

Для обеспечения совместимости устройств различных производителей, стандарт определяет параметры цифрового модулированного радиосигнала и описывает преобразования данных и сигналов в передающей части системы цифрового наземного телевизионного вещания (рис.6.20). Отличительной особенностью DVB-T как контейнера для передачи транспортных пакетов MPEG-2 является гармоничное сочетание системы канального кодирования и способа модуляции OFDM. Обработка сигналов в приемнике не регламентируется стандартом и остается открытой.

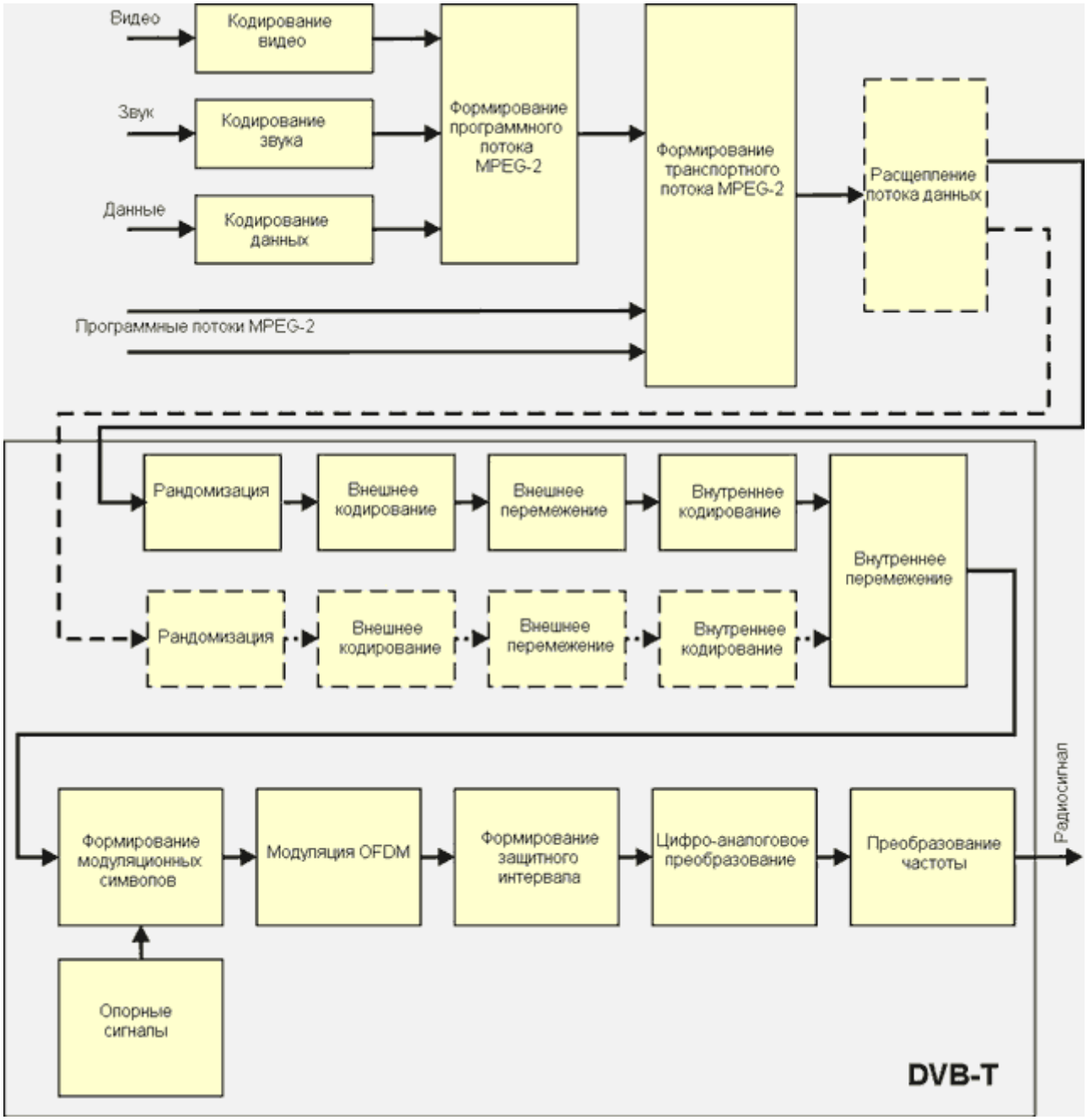


Рис. 8.1. Преобразование данных и сигналов на передающей стороне

Это не означает, что создатели стандарта не предвидели принципов построения приемника DVB-T, но отсутствие жесткого стандарта на приемник обостряет конкуренцию между производителями телевизоров и стимулирует усилия по созданию высококачественных и дешевых аппаратов. Примерный вариант схемы приемника приведен на рисунке 6.21.

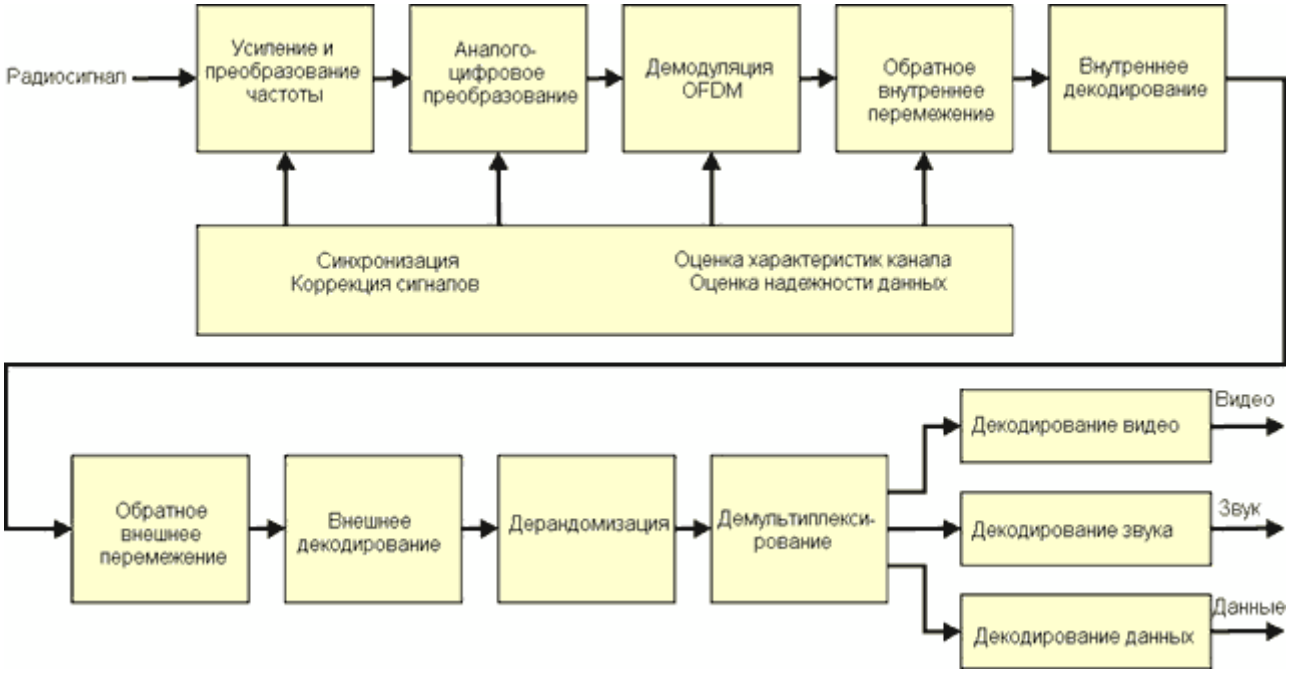


Рис. 8.2. Преобразование сигналов и данных в приемнике DVB-T

8.1.2 Ортогональное уплотнение с частотным разделением и кодированием

Система DVB-T разрабатывалась для цифрового вещания, но она должна встраиваться в существующее аналоговое окружение, поэтому в системе следует обеспечить защиту от интерференционных помех соседнего и совмещенного каналов, обусловленных действующими передатчиками PAL/SECAM. Поскольку речь идет о наземном вещании, то должна быть обеспечена максимальная эффективность использования частотного диапазона, реализуемая в результате оптимального сочетания одиночных передатчиков, многочастотных и одночастотных сетей. Система DVB-T должна успешно бороться с типичными для наземного телевидения эхо-сигналами и обеспечивать устойчивый прием в условиях многолучевого распространения радиоволн. Является желательным создание условий для приема в движении и на комнатные антенны. Все эти требования были выполнены в DVB-T благодаря применению новой системы модуляции OFDM.

В ортогональной схеме FDM (OFDM), именуемой также модуляцией с множественными несущими, используется несколько несущих с разными частотами, на каждой из которых передается некоторое количество битов. Схема напоминает уплотнение FDM, однако в схеме OFDM все подканалы предостав-

лены единственному источнику данных. На рисунке 6.22 показана аппаратная реализация схемы OFDM(на практике это реализуется программным способом).

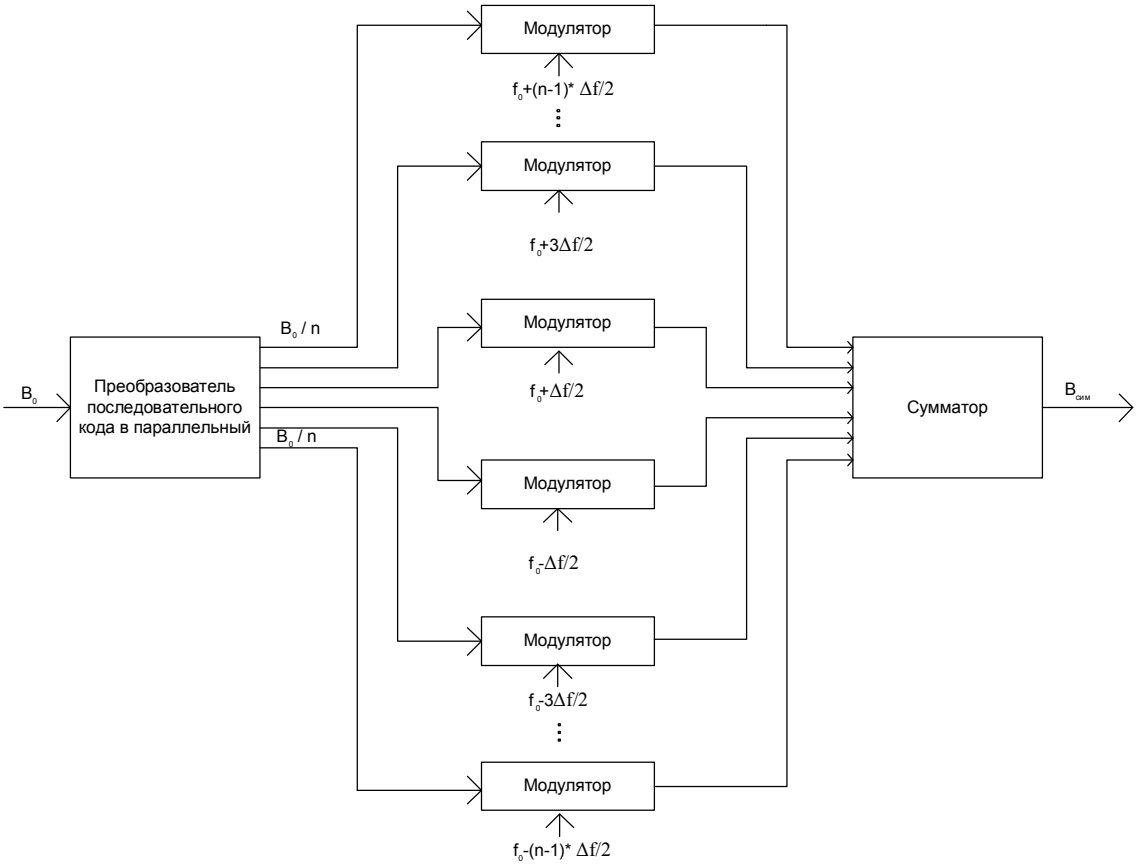


Рис. 8.3. Аппаратная реализация схемы OFDM-модулятора.

Предположим, имеется поток данных со скоростью B_0 бит/с и доступной полосой $n\Delta f$, центрированной на частоте f_0. Для отправки потока данных можно использовать полосу частот целиком, и в таком случае время передачи одного бита будет равно $1/B_0$.. Кроме того, можно разделить поток данных на n подпотоков с помощью преобразователя последовательного потока в параллельный. Тогда каждый подпоток данных будет иметь скорость передачи B_0/n и будет передаваться на собственной несущей частоте, причем расстояние между смежными несущими частотами будет равно Δf. Теперь время передачи бита будет составлять n/B_0.

Схема OFDM имеет несколько преимуществ. Во-первых, селективному замиранию будут подвержены только некоторые подканалы, а не весь сигнал. Если поток данных защищен кодом прямого исправления ошибок (в DVB применяется каскадное кодирование, например, сверточное и Рида-Соломона, от-

сюда и аббревиатура COFDM), то с этим замиранием легко бороться. Но что более важно, COFDM позволяет подавить межсимвольную интерференцию (ISI) при многолучевом приеме. ISI оказывает значительное влияние при высоких скоростях передачи данных, так как расстояние между битами (или символами) оказывается малым. В схеме COFDM скорость передачи данных уменьшается в n раз, что позволяет увеличить время передачи символа в n раз. Таким образом, если время передачи символа для исходного потока составляет *T*, то период сигнала COFDM будет равен nT. Это позволяет существенно снизить влияние межсимвольных помех. При проектировании системы n выбирается таким образом, чтобы величина nT значительно превышала среднеквадратичный разброс задержек канала.

Как видно из предыдущих рассуждений, при использовании схемы OFDM можно обойтись без эквалайзеров. Напомним, что эквалайзеры представляют собой сложные устройства, причем их сложность возрастает с увеличением количества символов.

Чаще всего со схемой OFDM используется модуляция QPSK (Qudrature Phase-Shift Keying – квадратурная фазовая манипуляция) или многопозиционная QAM (Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная амплитудная модуляция). OFDM отличается передачей сигнала с использованием большого количества несущих колебаний. Несущие являются ортогональными, что делает возможной демодуляцию модулированных колебаний даже в условиях частичного перекрытия полос отдельных несущих. Однако многолучевое распространение радиосигнала в точку приема (довольно типичное для наземного телевидения) приводит к ослаблению и даже полному подавлению некоторых несущих вследствие интерференции прямого и задержанного сигналов. Решению этой проблемы помогает кодирование с целью обнаружения и исправления ошибок в канале передачи данных.

Применение какой-либо одной системы кодирования не дает желаемого эффекта в условиях наземного телевидения, для которого типично проявление разнообразных шумов, помех и искажений, приводящих к возникновению ошибок с разными статистическими свойствами. В таких условиях необходим более сложный алгоритм исправления ошибок. В системе DVB-T используется сочетание двух видов кодирования - внешнего и внутреннего, рассчитанных на борьбу с ошибками различной структуры, частоты и статистических свойств и

обеспечивающих при совместном применении практически безошибочную работу (такой подход типичен и для других сфер, например, для цифровой видеозаписи). Если благодаря работе внутреннего кодирования частота ошибок на выходе внутреннего декодера (рис. 6.21) не превышает величины 2*10е-4, то система внешнего кодирования доводит частоту ошибок на входе демультиплексора MPEG-2 до значения 10-11, что соответствует практически безошибочной работе (ошибка появляется примерно один раз в течение часа).

Кодирование обязательно связано с введением в поток данных некоторой избыточности и соответственно с уменьшением скорости передачи полезных данных, поэтому наращивание мощности кодирования за счет увеличения объема проверочных данных не всегда соответствует требованиям практики. Для увеличения эффективности кодирования, без снижения скорости кода, применяется перемежение данных. Кодирование позволяет обнаруживать и исправлять ошибки, а перемежение увеличивает эффективность кодирования, поскольку пакеты ошибок дробятся на мелкие фрагменты, с которыми справляется система кодирования. Кодирование превращает OFDM в COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). Почему же COFDM более эффективна в условиях многолучевого приема, чем системы передачи с одной несущей? Если по каналу связи с резко выраженной неравномерностью частотной характеристики передается одна модулированная несущая, то ослабление отдельных частотных составляющих можно компенсировать с помощью частотного корректора (хотя и за счет уменьшения отношения сигнал/шум), но если какая-нибудь составляющая подавлена полностью, то корректирующий фильтр помочь не может в принципе и сигнал претерпевает необратимые искажения. Однако если данные передаются с помощью частотного уплотнения, то даже полное исчезновение сигналов отдельных несущих не является катастрофой, поскольку данные, переносимые этими несущими, могут быть восстановлены за счет канального кодирования. Контейнер COFDM отлично приспособлен к условиям передачи данных в наземном телевидении благодаря возможности раздельной обработки сигналов большого числа несущих.

В системе OFDM данные передаются с использованием некоторого количества несущих колебаний. Если таких несущих много, то поток данных, переносимых одной несущей, характеризуется сравнительно небольшой скоростью, то есть частота модуляции каждой несущей невелика. Однако межсимвольные

искажения проявляются и при малой скорости следования модуляционных символов. Для того, чтобы избежать межсимвольных искажений, перед каждым символом вводится защитный интервал. Но надо отметить, что защитный интервал - это не просто пауза между полезными символами, достаточная для угасания сигнала символа до начала следующего. В защитном интервале передается фрагмент полезного сигнала, что гарантирует сохранение ортогональности несущих принятого сигнала (но только в том случае, если эхо-сигнал при многолучевом распространении задержан не больше, чем на длительность защитного интервала). Концепция защитного интервала не является принципиально новой, но использование защитного интервала требуемой величины в цифровом телевидении возможно лишь при использовании частотного уплотнения с большим числом несущих.

8.1.3 Оценка параметров

Выбор параметров системы OFDM связан с обеспечением работы в одночастотных сетях телевизионного вещания, а также с возможностью использования заполнителей пробелов и мертвых зон в области охвата вещанием. Однако на начальном этапе развития цифрового телевидения одночастотные сети найдут небольшое применение из-за необходимости сосуществования с аналоговыми передатчиками и ограничений в распределении частотных диапазонов. Кроме того, в некоторых странах вообще не планируется использование одночастотной сети. Следовательно, система вещания должна допускать наиболее эффективное использование частотного диапазона в рамках уже существующих сетки частот и сети передатчиков.

Величина защитного интервала зависит от расстояния между передатчиками в одночастотных сетях вещания или от задержки естественного эхо-сигнала в сетях вещания с традиционным распределением частотных каналов. Чем больше время задержки, тем больше должна быть длительность защитного интервала. С другой стороны, для обеспечения максимальной скорости передаваемого потока данных защитный интервал должен быть как можно короче. Одна четвертая часть от величины полезного интервала является, видимо, разумной оценкой максимального значения длительности защитного интервала. Предварительные исследования показали, что если одночастотные сети будут

строиться в основном с использованием существующих передатчиков, то абсолютная величина защитного интервала должна быть около 250 мкс. Это позволяет создавать большие одночастотные сети регионального уровня.

Если защитный интервал в 250 мкс составляет четвертую часть полезного интервала, то длительность самого полезного интервала должна быть установлена на уровне около 1 мс. Величина шага частот несущих связана с шириной основного лепестка спектра одного модулированного несущего колебания и определяется величиной, обратной длительности полезного интервала, поэтому расстояние между соседними несущими будет равно примерно 1 кГц. При ширине полосы частот канала 8 МГц и шаге 1 кГц число несущих должно быть равно 8000.

Можно задаться вопросом об объеме данных, которые необходимо передавать с помощью одной несущей. Если он окажется слишком велик, то потребуется использовать многопозиционные модулирующие сигналы и помехозащищенность системы будет невелика. Для передачи данных даже в системе ТВЧ достаточно скорости потока данных 20 Мбит/с, в этом случае за 1 мс (время одного символа) должно быть передано 20 кбит, что дает меньше 3 битов на одну несущую за время одного символа. Такая величина может быть реализована с использованием 8-позиционных символов, что дает довольно высокую степень помехозащищенности.

При числе несущих в несколько тысяч возникает естественный вопрос о практической реализации системы OFDM. Применение восьми тысяч синтезаторов несущих колебаний и восьми тысяч модуляторов сделало бы такую систему передачи очень громоздкой. Решение приходит благодаря тому, что модуляция OFDM представляет собой обратное преобразование Фурье, демодуляция - прямое. Существование хорошо отработанных быстрых алгоритмов преобразования Фурье и промышленный выпуск интегральных схем процессоров снимает проблему практической реализации. В большинстве быстрых алгоритмов Фурье размер массива, подвергающегося преобразованию, кратен целой степени числа 2. Поэтому можно использовать, например, размер массива N=8192=8k или N=2048=2k (здесь k=210=1024). На практике число несущих меньше, часть несущих не используется, поскольку между полосами соседних каналов должен быть оставлен некоторый зазор. В двух предложенных в настоящее время режимах используются 6817 и 1705 несущих, но по размерности

массива быстрого преобразования Фурье системы модуляции называются соответственно 8k OFDM и 2k OFDM.

8.1.4 Иерархическая передача

Особенность системы DVB-T - возможность иерархической передачи и приема. Данные на выходе мультиплексора транспортного потока расщепляются на два независимых транспортных потока MPEG-2 (рис. 6.20), которым присваиваются разные степени приоритета. Поток с высшим приоритетом кодируется с целью обеспечения высокой помехозащищенности, поток с низшим приоритетом (обозначен на рис. 6.20 пунктиром) - с целью обеспечения высокой скорости передаваемых данных. Затем оба кодированных потока объединяются и передаются вместе. Таким образом появляется возможность передачи по одному каналу двух различных программ или одной телевизионной программы в двух версиях. Первая версия характеризуется высокой помехозащищенностью, но ограниченной четкостью, вторая - высокой четкостью, но ограниченной помехозащищенностью. Это дает новые возможности. На стационарную антенну с помощью высококлассного приемника может быть принята версия с высокой четкостью. Но эта же программа будет принята простым и дешевым приемником в варианте с ограниченной четкостью. Помехозащищенная версия будет также приниматься в тяжелых условиях приема, например, в движении, на комнатную антенну. При меняющихся условиях приема возможно переключение приемника с одной версии на другую.

Система DVB-T была создана не просто для цифрового наземного телевидения, а для удовлетворение самых разнообразных требований, которые выдвигаются в странах, переходящих к цифровому наземному вещанию. Это вынуждает предусмотреть работу системы в различных режимах, но для сохранения сложности приемников на приемлемом уровне - обеспечить максимальную общность различных режимов.

Для работы одиночных передатчиков и сетей могут использоваться режимы работы с различным количеством несущих. Это обусловлено тем, что одни страны изначально планируют введение больших одночастотных сетей, а другие не предполагают этого делать. Стандарт DVB-T допускает два режима работы: 2k и 8k. Режим 2k подходит для одиночных передатчиков и малых се-

тей, 8k соответствует большим сетям, хотя он может использоваться и для отдельных передатчиков.

Система DVB-T для достижения гибкости должна допускать обмен между скоростью передачи данных и помехозащищенностью. Введение защитного интервала позволяет эффективно бороться с неблагоприятными последствиями многолучевого приема. Однако платой за большой защитный интервал является уменьшение скорости передачи полезных данных. Для того, чтобы сохранить большую скорость передачи данных в ситуациях, где не требуются большие одночастотные сети или не проявляется многолучевое распространение, предусмотрен целый набор возможных значений защитного интервала (1/4, 1/8, 1/16 и 1/32 от длины полезного интервала). Скорость внутреннего кода, обнаруживающего и исправляющего ошибки, может быть установлена равной одной из величин следующего ряда: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8. В системе DVB-T предусмотрена также возможность изменения числа позиций модулирующего сигнала от 4 до 64.

Поскольку распределение частотных каналов осуществляется в разных странах с различным шагом сетки частот (например, 8, 7 или 6 МГц), то переход от одного шага к другому должен осуществляться сравнительно просто. В системе DVB-T он выполняется путем замены системной тактовой частоты при сохранении всей структуры обработки сигналов.

Выбором комбинации параметров, относящихся к способу модуляции и числу несущих колебаний, скорости внутреннего кода и величине защитного интервала, можно создать систему наземного вещания, работающую в самых разных условиях передачи и приема и обеспечивающую заданную область охвата.

Важным фактором является высокая степень общности системы наземного телевизионного вещания DVB-T с другими системами цифрового телевидения: кабельного (DVB-C) и спутникового (DVB-S).

8.1.5 Обработка данных и сигналов в системе DVB-T

Рандомизация данных является первой операцией, выполняемой в системе DVB-T (см. рис. 8.1). Ее цель- превратить цифровой сигнал в квазислучайный и тем самым решить две важные задачи. Во-первых, это позволяет создать

в цифровом сигнале достаточно большое число перепадов уровня и обеспечить возможность выделения из него тактовых импульсов (такое свойство сигнала называется самосинхронизацией). Во-вторых, рандомизация приводит к более равномерному энергетическому спектру излучаемого радиосигнала (как известно, спектральная плотность мощности случайного шума постоянна на всех частотах, поэтому превращение сигнала в квазислучайный способствует выравниванию его спектра). Благодаря равномерному спектру повышается эффективность работы передатчика и минимизируется мешающее действие радиосигнала цифрового телевидения по отношению к аналоговому телевизионному сигналу, излучаемому другим передатчиком в том же канале.

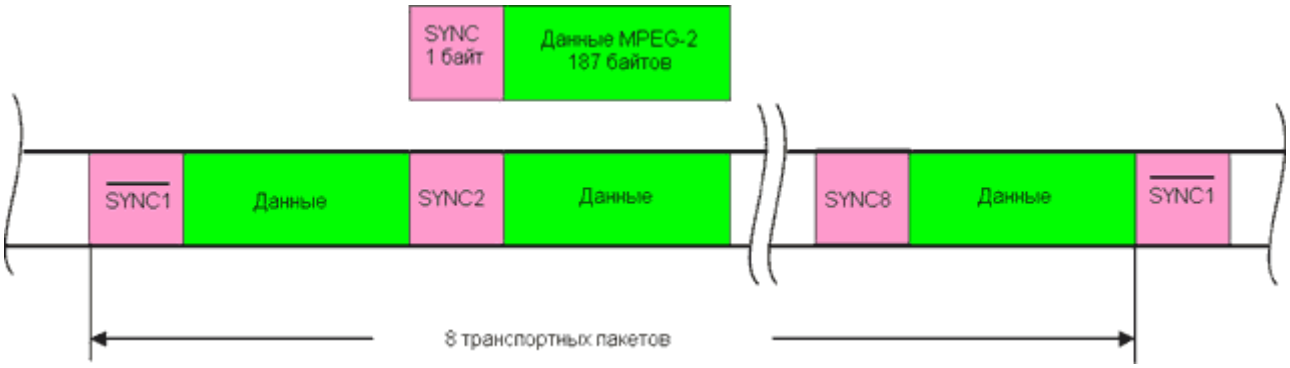


Рис. 8.4. Адаптация транспортных пакетов MPEG-2

Рандомизации предшествует операция адаптации цифрового потока, представляющего собой последовательность транспортных пакетов MPEG-2 (рис. 8.4). Пакеты, имеющие общую длину 188 байтов (синхробайт, записываемый как число 47 в шестнадцатиричной форме или 01000111 - в двоичной, и 187 байтов передаваемых данных), объединяются в группы по восемь пакетов. Синхробайт первого пакета группы инвертируется, образуя число 101110002 = B816. Собственно рандомизация осуществляется путем сложения по модулю 2, то есть посредством логической операции "исключающее ИЛИ" (XOR) цифрового потока данных и двоичной псевдослучайной последовательности PRBS (Pseudo Random Binary Sequence).

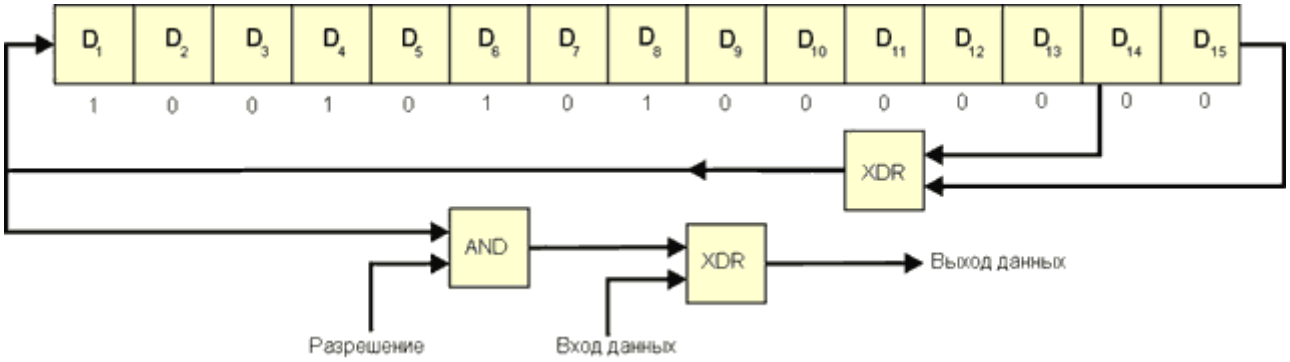


Рис. 8.5. Рандомизация данных

Генератор последовательности PRBS построен на базе 15-разрядного регистра сдвига, охваченного цепью обратной связи (рис. 6.24). Для того, чтобы формируемая последовательность лишь походила на случайную и в приемнике можно было бы восстановить передаваемые данные, в начале каждого восьмого пакета производится инициализация генератора PRBS путем загрузки в него числа 100101010000000. Первый после инициализации бит псевдослучайной последовательности PRBS складывается с первым битом первого байта транспортного потока, следующего за инвертированным байтом синхронизации. Байты синхронизации транспортных пакетов не должны рандомизироваться. Для упрощения работа генератора PRBS не прекращается во время всех восьми пакетов, но в интервале синхробайтов сложение с псевдослучайной последовательностью не производится (для этого используется сигнал разрешения) и синхробайты остаются нерандомизированными. Таким образом, длительность псевдослучайной последовательности оказывается равной 1503 байтам (187+188*7=1503). Восстановление исходных данных на приемной стороне осуществляется с помощью такого же генератора PRBS, который инициализируется в начале каждой группы из восьми пакетов адаптированного транспортного потока (на начало группы указывает инвертированный синхробайт пакета).

8.1.6 Внешнее кодирование и перемежение

В системе внешнего кодирования для защиты всех 188 байтов транспортного пакета (включая байт синхронизации) используется код Рида-Соломона. В процессе кодирования к этим 188 байтам добавляется 16 проверочных байтов (рис. 8.6). При декодировании на приемной стороне это позволяет исправлять

до восьми ошибочных байтов в пределах каждого кодового слова длиной 204 байта.

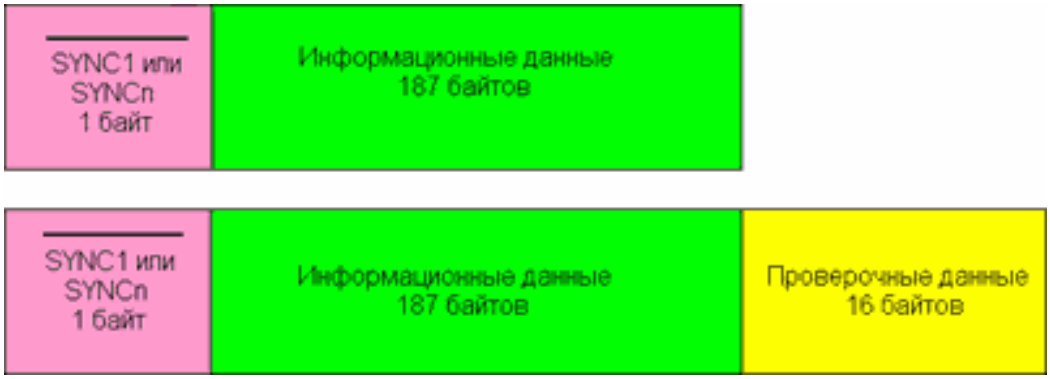


Рис. 8.6. Формирование пакетов данных с защитой от ошибок с памятью внешнего кода Рида-Соломона RS (204, 188)

Внешнее перемежение осуществляется путем изменения порядка следования байтов в пакетах, защищенных от ошибок. В соответствии со схемой, показанной на рисунке 6.26, перемежение выполняется путем последовательного циклического подключения источника и получателя данных к двенадцати ветвям, причем за одно подключение в ветвь направляется и из ветви снимается 1 байт данных. В одиннадцати ветвях включены регистры сдвига, содержащие разное количество ячеек (каждая ячейка хранит байт данных) и создающие увеличивающуюся от ветви к ветви задержку. Входной и выходной ключи синхронизированы. Интересно, что предложенная схема не нарушает периодичность и порядок следования байтов синхронизации. Первый же синхробайт направляется в ветвь с номером 0, которая не вносит задержки. После семнадцати циклов коммутации ключей через устройство пройдет 204 байта (12x17=204, что совпадает с длиной кодового слова, в которое превращается пакет данных после кодирования Рида-Соломона). Следовательно, следующий байт синхронизации опять пройдет через ветвь с нулевой задержкой. Перемежение является временным перемешиванием байтов данных, в приемнике исходный порядок следования байтов данных восстанавливается. Полезным в перемежении является то, что длинные пакетные ошибки, обусловленные шумами и помехами в канале связи и искажающие последовательно идущие байты данных, в результате обратного перемежения в приемнике разбиваются на небольшие фрагменты и распределяются по разным кодовым словам кода Рида-Соломона. В каж-

дое кодовое слово попадает лишь малая часть пакетной ошибки, с которой легко справляется система обнаружения и исправления ошибок при сравнительно небольшом объеме проверочных данных.

Прямое и обратное перемежения могут выполняться с помощью практически одинаковых схем, но только порядок изменения задержки в ветвях схемы обратного перемежения в приемном устройстве должен быть изменен на противоположный (рис. 8.7). Синхронизация устройств прямого и обратного перемежения осуществляется путем направления первого же обнаруженного байта синхронизации через ветвь с номером 0.

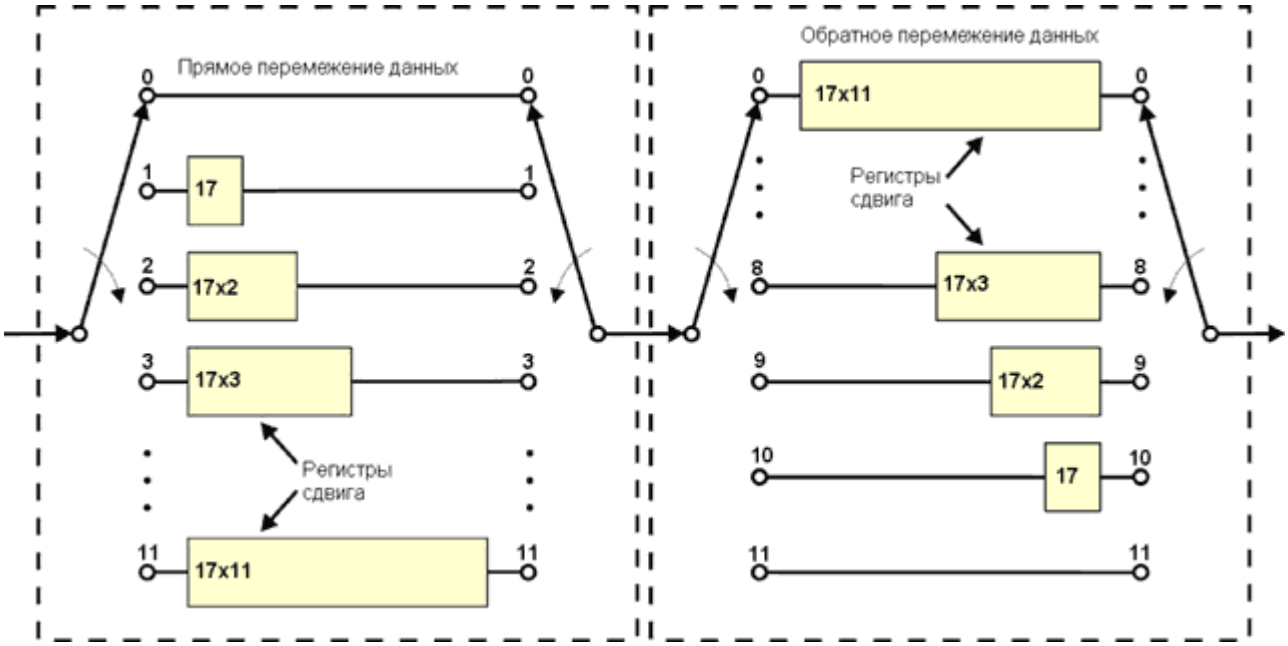
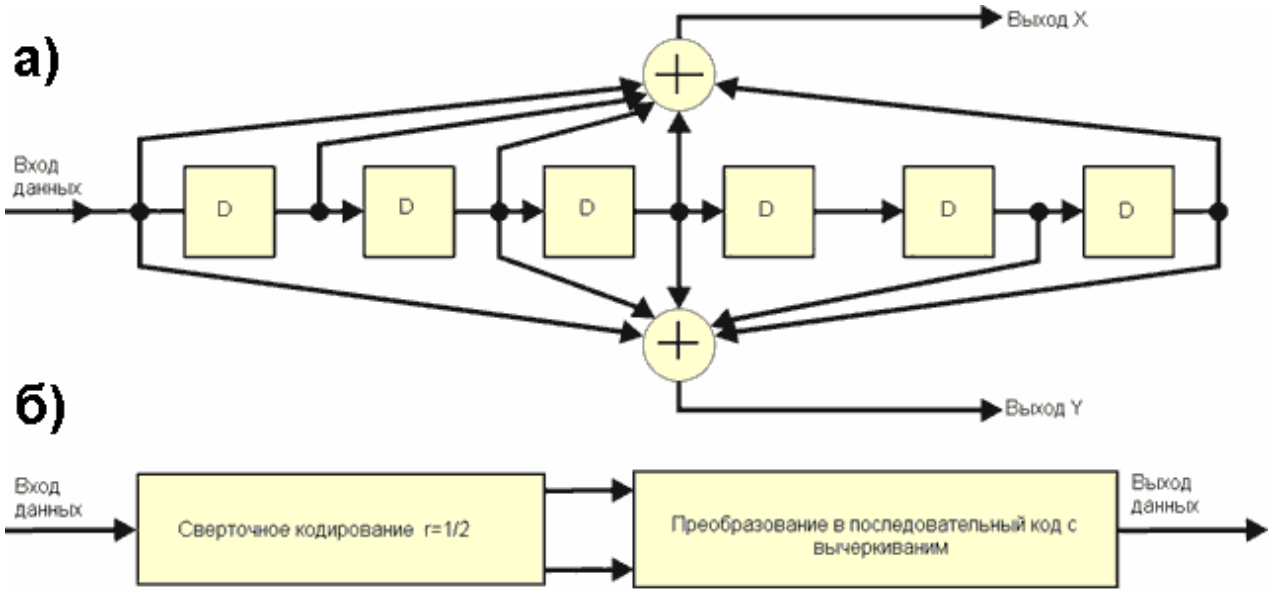


Рис. 8.7. Внешнее перемежение данных

8.1.7 Внутреннее кодирование

Внутреннее кодирование в системе вещания DVB-T основано на сверточном коде. Оно принципиально отличается от внешнего, которое является представителем блоковых кодов. При блоковом кодировании поток информационных символов делится на блоки фиксированной длины, к которым в процессе кодирования добавляется некоторое количество проверочных символов, причем каждый блок кодируется независимо от других. При сверточном кодировании поток данных также разбивается на блоки, но гораздо меньшей длины, их называют "кадрами информационных символов". Обычно кадр включает в себя

лишь несколько битов. К каждому информационному кадру также добавляются проверочные символы, в результате чего образуются кадры кодового слова, но кодирование каждого кадра производится с учетом предыдущих информационных кадров. Для этого в кодере всегда хранится некоторое количество кадров информационных символов, доступных для кодирования очередного кадра кодового слова (количество информационных символов, используемых в процессе сверточного кодирования, часто называют "длиной кодового ограничения"). Формирование кадра кодового слова сопровождается вводом следующего кадра информационных символов. Таким образом, процесс кодирования связывает между собой последовательные кадры.



в)

r	Структура вычеркивания	Передаваемая последовательность
1/2	X : 1 Y : 1	X_1 Y_1
2/3	X : 1 0 Y : 1 1	X_1 Y_1 Y_2
3/4	X : 1 0 1 Y : 1 1 0	X_1 Y_1 Y_2 X_3
5/6	X : 1 0 1 0 1 Y : 1 1 0 1 0	X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5
7/8	X : 1 0 0 0 1 0 1 Y : 1 1 1 1 0 1 0	X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7

Рис. 8.10. Внутреннее кодирование (а - сверточное кодирование со скоростью Rск=1/2, б - кодирование с вычеркиванием, в - таблица кодирования)

В системе DVB-T внутреннее кодирование с изменяемой скоростью строится с использованием базового кодирования со скоростью 1/2. Основу базового кодера представляют собой два цифровых фильтра с конечной импульсной

характеристикой, выходные сигналы которых X и Y формируются путем сложения по модулю двух сигналов, снятых с разных точек линии задержки в виде регистра сдвига из шести триггеров (рис. 6.27). Входные данные последовательно вводятся в регистр сдвига, а из выходных сигналов фильтров после преобразования в последовательную форму создается цифровой поток, в котором биты следуют друг за другом в два раза чаще, чем на входе (скорость такого кода равна 1/2, так как на каждый входной бит приходится два выходных). В режимах с большей скоростью кодирования передается лишь часть генерируемых сигналов X и Y (передаваемые сигналы и их порядок приведены в таблице рисунка 6.27). Например, при скорости 2/3 двум входным битам ставятся в соответствие и передаются в последовательной форме три выходных сигнала (X_1, Y_1, Y_2), а X_2 вычеркивается. При максимальной скорости внутреннего кода, равной 7/8, семи входным битам соответствуют восемь выходных (X_1, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, X_5, Y_6, X_7).

8.1.8 Внутреннее перемежение и формирование модуляционных символов

Внутреннее перемежение в системе DVB-T тесно связано с модуляцией несущих колебаний. Оно фактически является частотным перемежением, определяющим перемешивание данных, которые модулируют разные несущие колебания. Это довольно сложный процесс, но именно он является основой принципов модуляции OFDM в системе DVB-T. Внутреннее перемежение складывается из перемежения битов и перемежения цифровых символов данных. Его первым этапом является демультиплексирование входного потока данных. Непосредственно за перемежением следует формирование модуляционных символов.

8.1.9 Демультиплексирование

Отдельные несущие могут модулироваться с использованием квадратурной фазовой манипуляции (QPSK - Quaternary Phase Shift Keying) или квадратурной амплитудной модуляции (QAM - Quadrature Amplitude Modulation). Сигналы, модулирующие несущую (точнее, синфазное и квадратурное колеба-

ния), при таких способах модуляции, являются многоуровневыми, они описываются последовательностями многопозиционных символов, которые называются "модуляционными". В способе QPSK модулирующий сигнал представляет собой последовательность четырехпозиционных символов, выбираемых из алфавита с четырьмя двухразрядными двоичными словами (00, 01, 10, 11), которые определяют фазу модулированного колебания. Для формирования таких символов входной последовательный поток битов надо распределить, или демультиплексировать на два субпотока, в каждом из которых тактовая частота будет в два раза меньше, чем на входе (рис. 6.28). Для 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляции 16-QAM надо формировать модуляционные символы в виде 4-разрядных двоичных слов, определяющих фазу и амплитуду модулированного колебания. В этом случае входной поток надо демультиплексировать соответственно на четыре субпотока. При использовании модуляции 64-QAM модуляционные символы представляют собой 6-разрядные слова, поэтому входной поток демультиплексируется на шесть субпотоков.

В системе DVB-T внутреннее кодирование с изменяемой скоростью строится с использованием базового кодирования со скоростью 1/2. Основу базового кодера представляют собой два цифровых фильтра с конечной импульсной характеристикой, выходные сигналы которых X и Y формируются путем сложения по модулю двух сигналов, снятых с разных точек линии задержки в виде регистра сдвига из шести триггеров (рис. 6.27). Входные данные последовательно вводятся в регистр сдвига, а из выходных сигналов фильтров после преобразования в последовательную форму создается цифровой поток, в котором биты следуют друг за другом в два раза чаще, чем на входе (скорость такого кода равна 1/2, так как на каждый входной бит приходится два выходных).

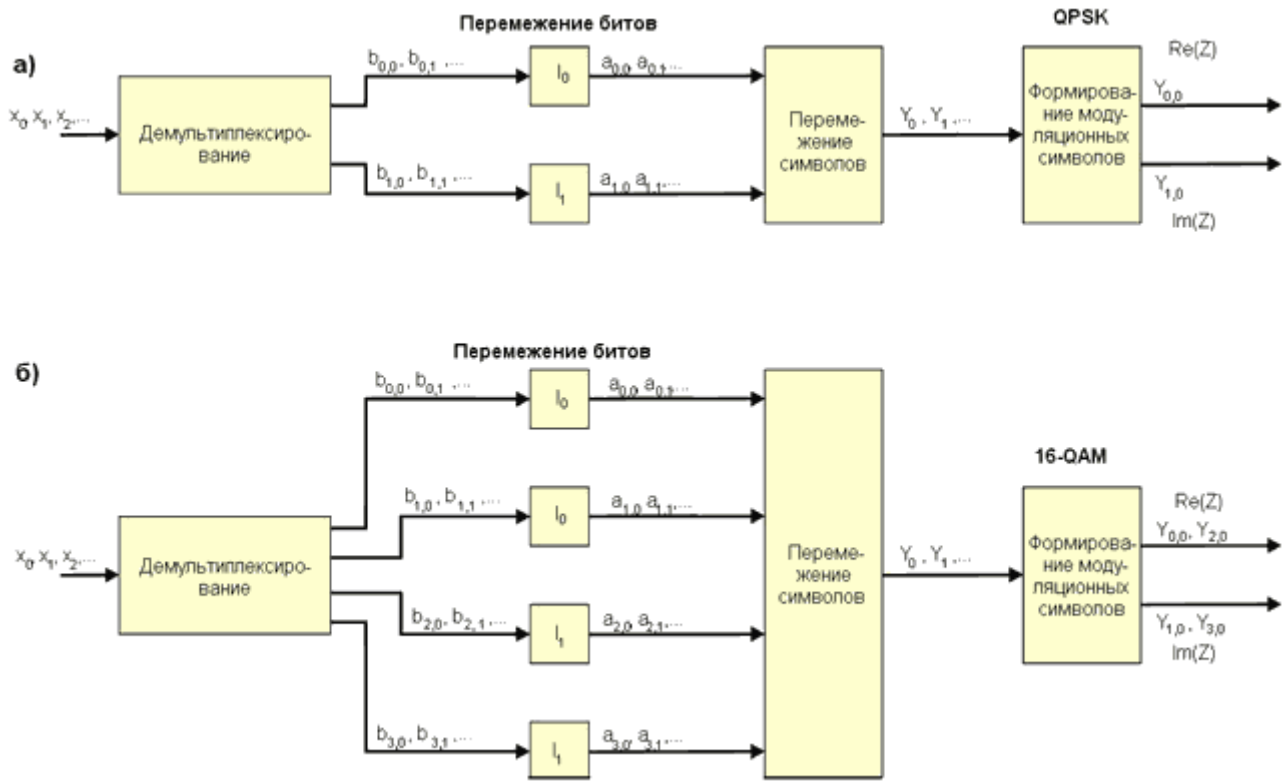


Рис. 8.11. Внутреннее перемежение и формирование модуляционных символов (а - QPSK, б - 16-QAM)

Входной поток данных демультиплексируется на v субпотоков (v=2 для QPSK, v=4 для 16-QAM, v=6 для 64-QAM). Поток битов X_0, X_1, X_2, X_3,… преобразуется в последовательность слов из v разрядов (рис. 6.28). При использовании QPSK два последовательно следующих бита X_0 и X_1 отображаются в слово, представленное в параллельной форме и состоящее из битов $b_{0,0}$ и $b_{1,0}$, биты X_2 и X_3 - в слово из битов $b_{0,1}$ и $b_{1,1}$ и т.д. При модуляции 16-QAM выполняется следующая структура отображения последовательного потока входных битов в 4-разрядные слова в параллельной форме: X_0 - $b_{0,0}$, X_1 - $b_{2,0}$, X_2 - $b_{1,0}$, X_3 - $b_{3,0}$, и т.д. При использовании 64-QAM каждые шесть последовательно следующих битов отображаются в 6-разрядное слово аналогичным образом.

8.1.10 Перемежение битов

Перемежение битов представляет собой блочный процесс, то есть оно осуществляется в пределах фиксированной области данных. Перемежение битов выполняется в пределах последовательности из 126 битов субпотока (рис.

6.28). Оно осуществляется только над полезными данными, причем в каждом субпотоке (их максимальное количество равно шести) перемежение соответствует своему правилу. В процессе перемежения в каждом субпотоке формируется входной битовый вектор B(e)=(be,0, be,1, …, be,125), преобразуемый в выходной A(e)=(ae,0, ae,1, …, ae,125), элементы которого определяются как ae,w=be,He(w) (здесь He(w) - функция перестановки битов, e=0,1,…,v-1, w=0,1,2,…,125). Функция перестановки определяется различным образом для устройства перемежения каждого субпотока. Например, для субпотока I0 H0(w)=w, перестановка фактически отсутствует, а для субпотока I1 перестановка выполняется в соответствии с функцией H1(w)=(w+63) mod 126.

8.1.11 Цифровой символ данных и символ OFDM

Для образования цифрового символа данных выходы устройств перемежения субпотоков объединяются таким образом, что каждый символ из v битов (слово y'w, где w=0,1,2,…,125) включает в себя один бит с выхода каждого устройства, причем выход I0 дает старший бит: y'w=(a0,w, a1,w, …, av-1,w). В режиме 2k процесс битового перемежения повторяется 12 раз, в результате чего образуются пакет из 1512 цифровых символов данных (126x12=1512), называемый символом OFDM. Именно эти 1512 цифровых символов данных используются для модуляции 1512 несущих колебаний в интервале одного символа OFDM (длительность символа OFDM обозначается как TS). 12 групп по 126 слов, считываемых последовательно с выхода устройства битового перемежения, образуют вектор Y'=(y'0, y'1,…, y'1511). В режиме 8k процесс битового перемежения повторяется 48 раз, что дает 6048 цифровых символов данных (126x48=6048), используемых для модуляции 6048 несущих. Это дает вектор Y'=(y'0, y'1,…, y'6047).

8.1.12 Перемежение цифровых символов данных

Перед формированием модуляционных символов выполняется перемежение цифровых символов данных. Вектор на выходе устройства перемежения символов Y=(y0, y1,…, yNmax-1) формируется в соответствии с правилом: yH(q)=y'q для четных символов и yq=y'H(q) для нечетных символов (здесь

q=0,…,Nmax-1, а Nmax=1512 или 6048). Функция H(q) называется функцией перестановки символов. Перестановка символов производится в пределах блока из 1512 (режим 2k) или 6048 (режим 8k) символов.

8.1.13 Формирование модуляционных символов

Цифровой символ данных y состоит из v битов (как и y'): yq'=(y0,q', y1,q', …, yv-1,q'), где q' - номер символа на выходе устройства символьного перемежения. Величины y используются для формирования модуляционных символов в соответствии с используемым способом модуляции несущих. Модуляционные символы z являются комплексными, их вещественная и мнимая части отображаются битами yu,q'. Соответствие между битами yu,q' и модуляционными символами иллюстрируют диаграммы рисунка 6.29 (QPSK и однородная модуляция 16-QAM) и рисунка 6.30 (однородная модуляция 64-QAM). Отображение производится с использованием кода Грея, поэтому соседние по горизонтали и вертикали символы отличаются только в одном бите. Следовательно, если при демодуляции происходит ошибка из-за помех и за демодулированный символ принимается соседний (а такие ошибки наиболее вероятны), то это приводит к ошибке только в одном бите. При обычном двоичном коде, такие же ошибки могли бы вызвать при демодуляции ошибки сразу в нескольких битах.

Модуляционные символы в системе DVB-T являются комплексными. Например, при использовании способа QPSK значениям y0,q'=0 и y1,q'=0 соответствует комплексное число z=1+j (правая верхняя точка верхней диаграммы на рисунке 9). Значения вещественной и мнимой частей этого комплексного модуляционного символа имеют вполне конкретный реальный смысл. Они означают, что амплитуды синфазной I и квадратурной Q компонент модулированного колебания равны 1. Иными словами, в процессе модуляции косинусоидальная (или синфазная) и синусоидальная (или квадратурная) составляющие складываются с одинаковыми единичными амплитудами. Правая нижняя точка этой же диаграммы является отображением битов y0,q'=0 и y1,q'=1.

Ей соответствует комплексный модуляционный символ z=1-j, что означает равенство единице каждой из амплитуд обеих составляющих, но фаза синфазной компоненты меняется на противоположную, то есть претерпевает сдвиг на 180°.

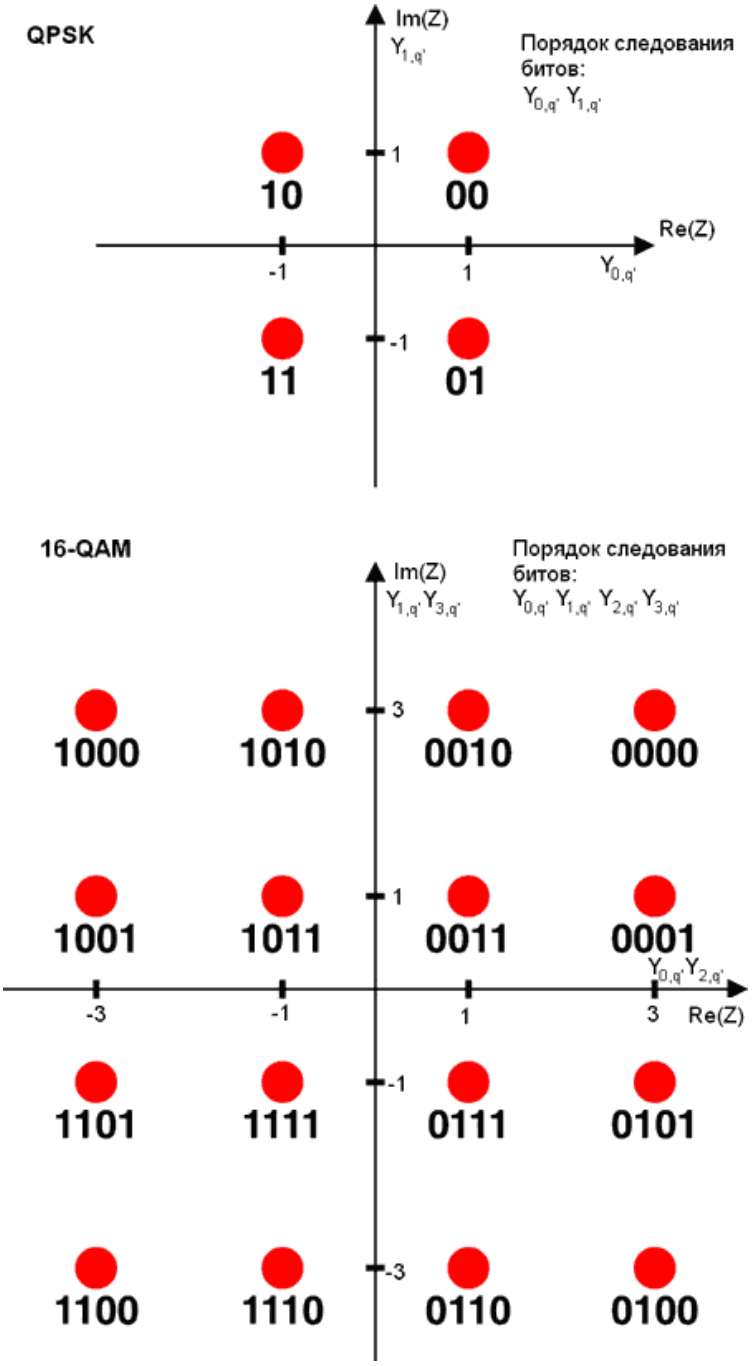


Рис. 8.10. Модуляция QPSK и 16-QAM (Yu,q' обозначает биты, соответствующие комплексному модуляционному символу Z)

Как известно, сумма косинусоидальной и синусоидальной функций с единичными амплитудами дает гармоническое косинусоидальное колебание с амплитудой, равной µ2 и начальной фазой 45° (это и соответствует вектору, проведенному из начала координат в верхнюю правую точку верхней диаграммы на рисунке 6.29). Правой нижней точке соответствует колебание с амплиту-

дой μ2 и начальной фазой -45°. Таким образом, при переходе от верхней правой точки к правой нижней амплитуда модулированного колебания не меняется, а фаза претерпевает сдвиг на 90°, что и поясняет смысл способа модуляции QPSK (квадратурная фазовая манипуляция).

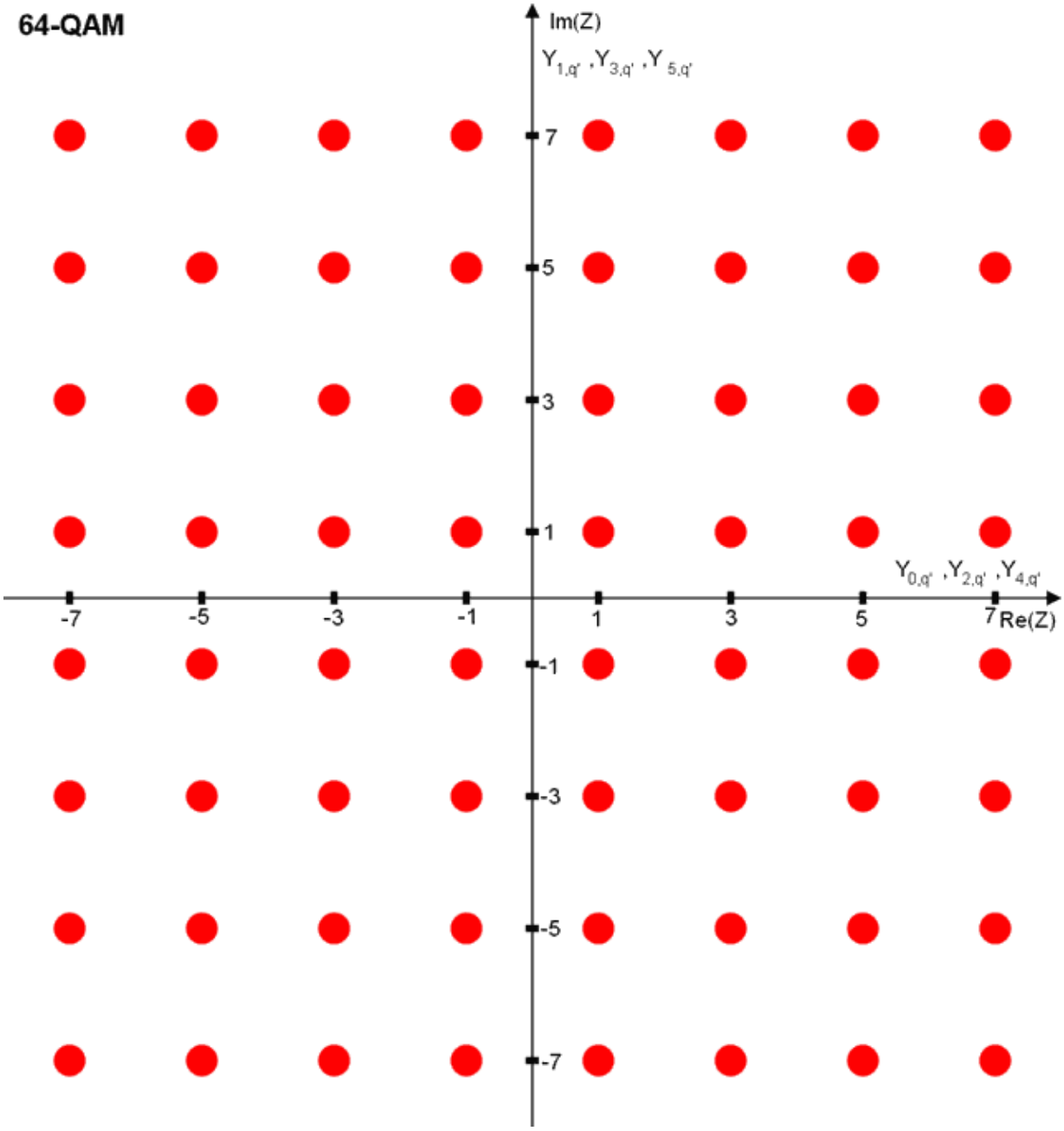


Рис.8.11. Однородная модуляция 64-QAM

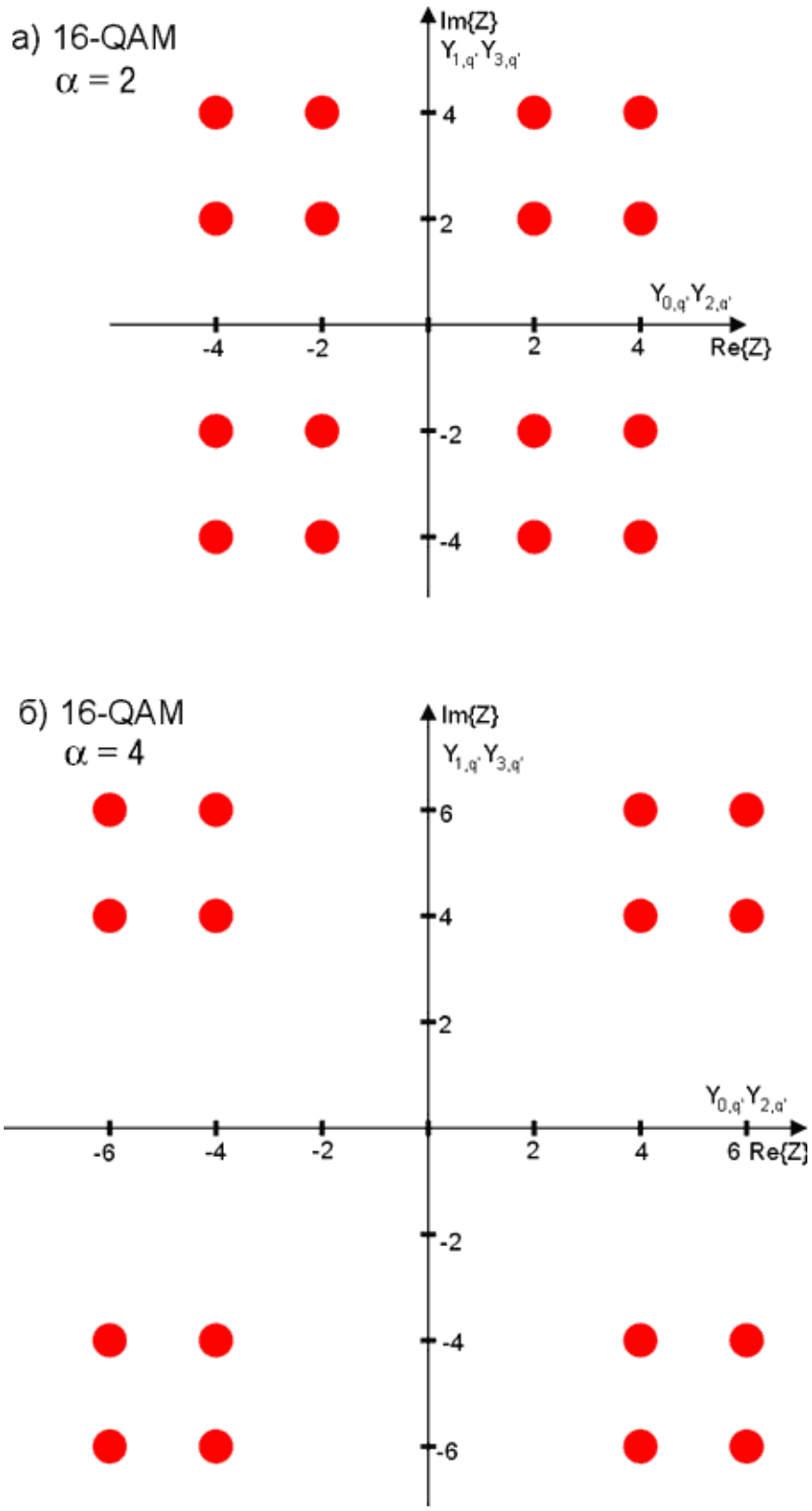
При квадратурной амплитудной модуляции меняется и модуль и аргумент комплексного модуляционного символа и, соответственно, амплитуда и

начальная фаза полученного при модуляции колебания. Например, при использовании однородной квадратурной модуляции 16-QAM комбинации битов y0,q'=0, y1,q'=0, y2,q'=1, y3,q'=0 соответствует точкадиаграммы 0010 и комплексный модуляционный символ z=1+3j (синфазная косинусоидальная составляющая имеет амплитуду 1, а квадратурная синусоидальная - 3), что означает получение в процессе модуляции колебания с амплитудой μ10 и начальной фазой 60°. Точка диаграммы 0111, в которую отображается комбинация битов y0,q'=0, y1,q'=1, y2,q'=1, y3,q'=1, обозначает комплексный модуляционный символ z=1-j, что означает получение в процессе модуляции колебания с амплитудой μ2 и начальной фазой -45°.

Однако в процессе модуляции используются не сами модуляционные символы z, а их нормированные версии c. Нормировка вводится для того, чтобы средние мощности колебаний с разными способами модуляции были бы одинаковы. Например, при использовании способа QPSK нормированный комплексный модуляционный символ определяется как c=z/μ2, при однородной модуляции 16-QAM - c=z/μ10, а при неоднородной модуляции 64-QAM (с параметром =4) - c=z/μ108.

8.1.14 Перемежение и формирование модуляционных символов при иерархической передаче

Описанные принципы перемежения и формирования модуляционных символов соответствуют неиерархической передаче данных, при которой используется однородная квадратурная модуляция (в этом случае расстояния между соседними точками на векторной диаграмме одинаковы на всей плоскости, что показывают диаграммы рисунков 9 и 10). При иерархической передаче на вход устройства внутреннего перемежения поступает два потока данных - высшего приоритета (x'0, x'1, x'2, x'3, …) и низшего (x"0, x"1, x"2, x"3, …). Поток высшего приоритета демультиплексируется всегда на два субпотока (x'0 - b0,0, x'1 - b1,0), а поток низшего приоритета - на (v-2) субпотоков (x"0 - b2,0, x"1 - b3,0 в случае 16-QAM, x"0 - b2,0, x"1 - b4,0, x"2 - b3,0, x"3 - b5,0 в случае 64-QAM).



При иерархической передаче применяется неоднородная квадратурная модуляция. Особенности иерархической передачи (16-QAM) иллюстрируют диаграммы рисунка 6.31. Каждая точка диаграммы определяется четырьмя битами, из которых y0,q' и y1,q' являются битами высшего приоритета, а y2,q' и y3,q' - низшего. Как видно, четыре явно выраженные группы по четыре точки характеризуются одинаковыми битами высшего приоритета.

Рис. 8.12. Неоднородная модуляция 16-QAM

Координаты точек внутри группы определяются битами низшего приоритета. При неиерархическом декодировании демодуляция производится так, как будто модуляция была выполнена по способу квадратурной фазовой манипуляции. При этом достаточно определить лишь параметры группы из четырех битов и извлечь биты высшего приоритета y0,q' и y1,q'. Такая процедура может быть выполнена без ошибок при сравнительно большом уровне помех, так как группы отстоят друг от друга на большее расстояние, чем отдельные точки внутри группы. Если уровень помех сравнительно невелик, то можно различить положения отдельных точек внутри каждой группы и в процессе демодуляции по способу 16-QAM извлечь и биты низшего приоритета y2,q' и y3,q'.

Расположение точек векторной диаграммы зависит от параметра модуляции, обозначаемого в системе DVB-T буквой a. Этот параметр равен отношению расстояния между соседними точками в двух разных квадрантах к расстоянию между точками в одном квадранте. Стандарт DVB-T предусматривает три значения параметра. При использовании однородной модуляции параметр устанавливается равным 1, в случае неоднородной: a=2 или a=4.

8.1.15 Модуляция OFDM и преобразование Фурье

Детальное описание способа модуляции OFDM требует высокого уровня абстракции. Не случайно в стандарте DVB-T приводятся формулы, дающие представление выходного радиосигнала в виде вещественной части комплексного колебания достаточно сложной структуры. Подобные формулы могли бы быть написаны, например, и для амплитудно-модулированного колебания, но в этом случае они представляли бы собой способ описания, дополнительный к временным, спектральным и векторным диаграммам. Иная ситуация в случае модуляции OFDM. Аналитическая форма описания является основной, поскольку именно она определяет способ реализации этого нового вида модуляции.

Рассмотрим модуляцию несущих. Независимо от способа (QPSK или QAM) модулированное колебание представляет собой сумму синфазной компоненты (косинусоиды) с амплитудой, равной вещественной части нормированного комплексного модуляционного символа Re{c}=cI, и квадратурной компоненты с амплитудой, равной мнимой части модуляционного символа

Im{c}= cQ. Значения модуляционных символов в процессе передачи меняются в соответствии с передаваемыми данными. Таким образом, надо умножать опорное синфазное колебание на вещественные части комплексных символов cI, квадратурное колебание - на мнимые части cQ, а результаты перемножения - складывать. Эту операцию можно выполнять различными способами. Например, можно все эти действия выполнять в цифровой форме, а обработанные данные подвергать затем цифроаналоговому преобразованию. Но можно сначала осуществить цифроаналоговое преобразование вещественной и мнимой частей комплексных модуляционных символов, а умножение их на синфазное и квадратурное колебания (а это есть не что иное, как амплитудная модуляция) и сложение выполнять в аналоговой форме. Учитывая, что для формирования излучаемого сигнала на частоте выбранного канала модуляцию приходится выполнять сначала на промежуточной частоте, а затем прибегать к преобразованию частоты, то есть к переносу спектра сигнала в полосу частот выбранного канала вещания, оптимальное решение может представлять собой комбинацию алгоритмов цифровых и аналоговых преобразований сигналов.

Если попытаться максимальное количество действий выполнить в комплексной форме (а для этого есть основания, поскольку для операций с комплексными колебаниями разработано много быстрых алгоритмов), то сигнал несущей с номером k и частотой fk, модулированной символом ck, может быть записан в виде вещественной части произведения комплексного модуляционного символа ck и комплексной экспоненты, или комплексного колебания с частотой fk:

$$sk(t)=Re\{ck \cdot exp(j2pifkt)\}=Re\{ck \cdot exp(j2pikt/TU)\} \qquad (8.1.1)$$

Частота fk представляет собой k-тую гармонику основной частоты 1/TU, то есть величины, обратной длительности полезной части символа и равной расстоянию между частотами соседних несущих. Сигнал OFDM, записанный на интервале одного символа, представляет собой сумму всех несущих колебаний, модулированных своими модуляционными символами:

$$s(t)=esk\ (t) = eRe\{ck \cdot exp(j2pkt/TU)\} \qquad (8.1.2),$$

где суммирование выполняется по всем значениям k от kmin до kmax.

Но можно сначала выполнить суммирование, а затем взять его вещественную часть. Поскольку цифровая система передачи данных - система с дискретным временем, то при вычислениях в цифровой форме вместо непрерыв-

ной переменной t надо подставить ее дискретный аналог nT (здесь T - интервал дискретизации, а n - номер отсчета):

$$s(nT)= sn = Re\{eck \cdot exp(j2pknT/TU)\} \qquad (8.1.3)$$

Имеет смысл сравнить выражение (6.6.3) с формулой обратного дискретного преобразования Фурье:

$$xn = eXk \cdot exp(j2pkn/N) \qquad (8.1.4)$$

Последняя формула также предполагает действия с комплексными числами, она позволяет вычислить значения сигнала xn в моменты nT путем суммирования его гармонических составляющих с известными комплексными амплитудами Xk (здесь N - количество отсчетов сигнала и соответственно количество его составляющих (включая постоянную), которое может быть рассчитано в дискретной форме, причем суммирование выполняется по всем k от 0 до (N-1)). При описании сигнала формула позволяет перейти из частотной области во временную, используя для этого суммирование всех гармонических составляющих сигнала, которые являются ортогональными.

Надо отметить, что формулы (8.1.3) и (8.1.4) аналогичны, ведь радиосигнал OFDM на интервале символа также представляет собой результат суммирования ортогональных гармонических колебаний с заданными в процессе обработки и кодирования данных амплитудами. Более того, формулы для обратного преобразования Фурье и радиосигнала OFDM становятся тождественными, если положить N=TU/T и ввести в формулу для сигнала OFDM суммирование от 0 до (N-1), причем считать нулевыми значения модуляционных символов для вновь введенных дополнительных номеров. Тогда становится ясным, что частотное уплотнение с ортогональными несущими представляет собой обратное дискретное преобразование Фурье (точнее, его вещественную часть).

Но надо ли осуществлять модуляцию OFDM в виде обратного преобразования Фурье? Ведь это всего лишь способ математического описания, а частотное уплотнение можно получить традиционным способом, то есть с использованием обычных модуляторов. Однако, если бы переход к преобразованию Фурье не был бы сделан, то модуляция OFDM имела бы малые шансы на практическую реализацию. Преимущества системы OFDM проявляются при очень большом числе несущих (например, при нескольких тысячах), но в этом случае прямое аппаратурное формирование сигнала OFDM потребовало бы огромных схемотехнических затрат в виде тысяч генераторов и модуляторов в передатчи-

ке и такого же числа детекторов в приемнике. Маловероятно, что такая схема была бы реализована. А для прямого и обратного дискретного преобразования Фурье в последние десятилетия разработаны быстрые и эффективные алгоритмы, их так и называют - алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ и ОБПФ), и созданы процессоры БПФ в виде больших интегральных схем. Формула для сигнала OFDM, представляющая вещественную часть обратного преобразования Фурье и регламентирующая формирование радиосигнала, представляет собой важную часть стандарта DVB-T, поскольку именно она определяет алгоритм практической реализации предлагаемого в стандарте способа модуляции OFDM.

Отношение TU/N=T (здесь N - размер массива БПФ), определяющее интервал дискретизации в формуле (6.6.3), играет важную роль в спецификации стандарта DVB-T. Величина 1/T называется системной тактовой частотой. И время символа, и защитный интервал являются целыми кратными T. В системе DVB-T, рассчитанной на каналы шириной 8 МГц, системная тактовая частота равна 1/T=64/7 МГц. Эта величина является оптимальной с точки зрения уменьшения интерференционных помех из-за взаимодействия с излучаемыми радиосигналами аналогового телевидения.

Система DVB-T была изначально спроектирована для шага средних частот каналов 8 МГц, принятого в Европе для дециметрового частотного диапазона. Однако система легко может быть приспособлена к другим диапазонам с другим шагом. Для перехода к 7 МГц каналам необходимо заменить системную тактовую частоту на 8 МГц. При этом сохраняется вся структура обработки сигналов (можно использовать одни и те же интегральные схемы для обработки), но объем передаваемых данных составляет лишь 7/8 от исходного. Для перехода к каналу шириной 6 Мгц следует использовать системную тактовую частоту (13,5x8192)/(858x19) МГц.

Интересно, что можно использовать не только вещественную, но и мнимую части вычисленного обратного преобразования Фурье. Выполним в соответствии с формулой обратного преобразования Фурье вычисление и вещественной и мнимой частей (мнимая часть обозначается как sQ(t), вещественная - обозначается здесь как sI(t) и дает уже описанный сигнал s(t)):

$$eck \cdot \exp(j2pifk\ t)= sI(t)+jsQ(t). \qquad (8.1.5)$$

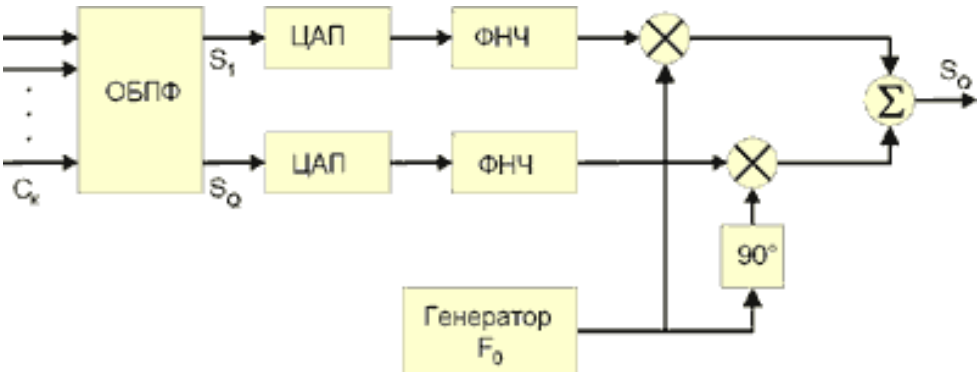


Рис.8.13. Формирование радиосигнала с OFDM

Умножим вещественную часть на колебание с частотой F0 (будем называть его "синфазным"), а мнимую часть - на квадратурное колебание той же частоты (сдвинутое по фазе по отношению к синфазному на 90°). Тогда суммирование полученных произведений дает сигнал OFDM, спектр которого смещен на частоту F0. Такая операция соответствует преобразованию частоты, которое неизбежно используется для переноса радиосигнала в полосу частот выбранного канала вещания:

$$s_0(t)=sI(t) \cdot \cos(2piF_0t) - sQ(t) \cdot \sin(2pF_0t)=e\{cIk \cdot \cos[2p(fk +F_0)t] - cQk(t) \cdot \sin[2p(fk +F_0)t]\}. \quad (8.1.6)$$

Именно такое преобразование иллюстрирует схема формирования радиосигнала OFDM (рис. 8.13).

8.1.16 Спектр радиосигнала OFDM

Общая спектральная плотность мощности сигнала OFDM может быть найдена как сумма спектральных плотностей мощности отдельных несущих (рис. 8.14). Она могла бы быть весьма близкой к постоянной в полосе частот, которую занимают несущие, но длительность передаваемого OFDM символа больше, чем величина, обратная расстоянию между несущими, на величину защитного интервала. В связи с этим основной лепесток спектральной плотности мощности одной несущей несколько меньше удвоенного расстояния между несущими, поэтому спектральная плотность мощности сигнала OFDM в номинальной полосе частот (7,608258 МГц в режиме 8k и 7,611607 МГц в режиме

2k) не является постоянной. Уровень мощности на частотах вне номинальной полосы может быть уменьшен с помощью соответствующих фильтров.

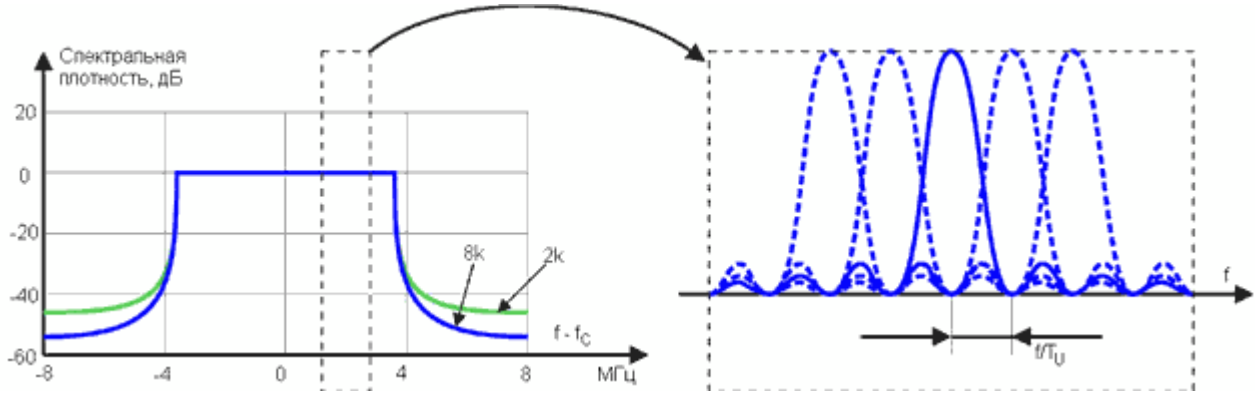


Рис.8.14. Спектр мощности радиосигнала OFDM (защитный интервал Tu/4, fc - центральная частота)

8.1.17 Многолучевой прием

Многолучевой прием - явление, типичное для наземного телевизионного вещания. Если, наряду с основным радиосигналом, принимается, например, сигнал, отраженный от какого-либо препятствия и пришедший к приемной антенне с задержкой, на экране появляется повтор, то есть копия изображения, сдвинутая по горизонтали. Если интенсивность повтора велика (отраженный сигнал сравним с основным), то изображение становится неприемлемым. Бороться с повторами можно, например, путем использования узконаправленных приемных антенн.

Рис.8.15. Влияние многолучевого приема на частотную характеристику канала и спектр принимаемого сигнала OFDM

Возможен и частотный подход к оценке многолучевого приема. В результате интерференции радиосигналов, пришедших в точку приема с разными задержками, некоторые частотные компоненты радиосигнала ослабляются, а некоторые - усиливаются, что приводит к неравномерности частотной характеристики канала (рис. 8.15). Частотную характеристику с помощью перестраиваемых фильтров можно попытаться сделать постоянной в частотном диапазоне, занимаемом спектром радиосигнала, если предварительно оценить неравномерность. Но такой путь не всегда возможен. Представим, что повторный радиосигнал приходит в точку приема с такой же интенсивностью, что и основной (такой повтор называют эхо-сигналом 0 дБ). Интерференционное взаимодействие основного сигнала и повтора приведет к тому, что отдельные компоненты суммарного сигнала окажутся полностью уничтоженными. Эхо-сигнал, задержанный на четверть длительности символа, приводит к подавлению каждой четвертой несущей сигнала OFDM (рис. 8.16). Такие подавленные компоненты не могут быть скорректированы за счет полосовой фильтрации, принятый сигнал претерпевает необратимые искажения. Однако в системе COFDM подавленные компоненты могут быть полностью восстановлены благодаря использованию частотного уплотнения в сочетании с кодированием, обнаруживающим и исправляющим ошибки. Это является следствием того, что данные, переносимые каждой несущей, доступны для обработки в системе канального кодирования. Каждая несущая пакета OFDM несет лишь небольшую часть данных, ошибки в которых могут быть обнаружены и исправлены с помощью системы канального кодирования.

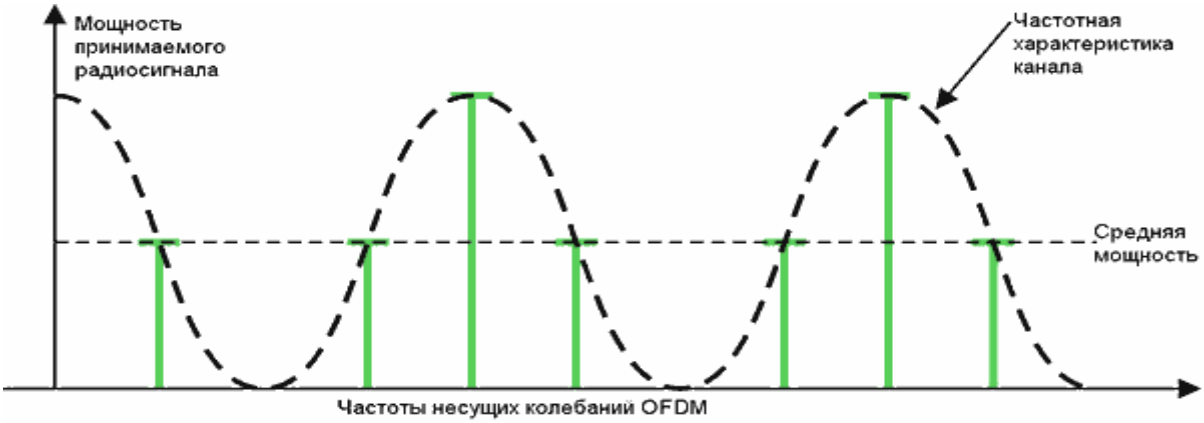


Рис.8.16. Влияние эхосигнала с уровнем 0 дБ на спектр принимаемого радиосигнала OFDM

Система COFDM предоставляет дополнительные возможности при условии, если оценивается частотная характеристика канала. Как показывает характеристика (рис. 6.35), на каждую подавленную несущую приходится одна усиленная, принимаемая с большим отношением сигнал/шум. Данные, переносимые подавленной несущей, могут помечаться как ошибочные, но зато данные усиленной - как обладающие повышенной надежностью. Использование этих пометок в процессе так называемого "мягкого" внутреннего декодирования позволяет заметно улучшить прием при многолучевом распространении радиосигнала.

Если эхо-сигнал 0 дБ имеет задержку меньшую, чем 1/4 от величины полезного интервала, то провалы в частотной характеристике будут следовать реже, но зато захватывать сразу большое число несущих. В этом случае помогает внутреннее перемежение, являющееся, по сути дела, частотным перемежением, в процессе которого переставляются данные, переносимые несущими с разными частотами. Таким образом, внутреннее кодирование и перемежение предотвращают появление пакетов ошибочных битов, одновременно снижая частоту следования ошибок до приемлемой величины. Завершает процесс борьбы с ошибками внешнее кодирование и перемежение, которые исправляют как битовые ошибки, так и ошибочные байты, то есть они эффективны в борьбе с большими пакетными ошибками.

8.1.18 Форматирование данных и структура сигналов

Сигнал, получаемый в способе модуляции с частотным уплотнением, состоит из многих модулированных несущих, поэтому каждый символ OFDM может рассматриваться как разделенный на элементарные пакеты, каждый из которых переносится одной несущей во время одного символа. Количество битов, переносимое одной несущей за время символа OFDM, зависит от способа модуляции несущих - это 2 бита для квадратурной фазовой манипуляции, 4 бита для квадратурной амплитудной модуляции 16-QAM и 6 битов для модуляции 64-QAM.

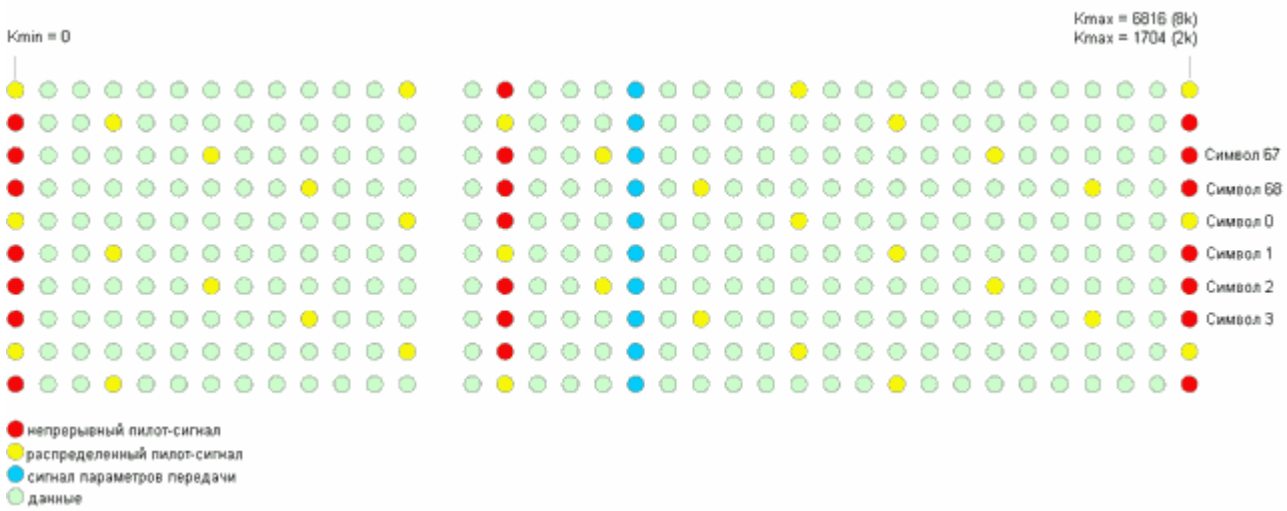


Рис.8.17. Структура кадра DVB-T

Передаваемый сигнал организуется в виде кадров (рис. 8.18). Каждый кадр состоит из 68 символов OFDM, нумеруемых от 0 до 67. Четыре последовательных кадра образуют суперкадр. При выбранной структуре кадра в одном суперкадре всегда содержится целое число пакетов длиной 204 байта (рандомизированных транспортных пакетов MPEG-2, снабженных для защиты от ошибок проверочными байтами кода Рида-Соломона).

Каждый символ длительностью TS образуется путем модуляции 1705 несущих в режиме 2k и 6817 несущих в режиме 8k. Интервал TS состоит из двух компонентов: интервала TU, во время которого передаются входные данные передатчика, то есть полезная информация (интервал TU и называется "полезным"), и защитного интервала Тз .Защитный интервал представляет собой копию, или циклическое повторение части полезного интервала, которая вставляется перед полезным (рис. 8.18).

В дополнение к данным в кадре OFDM передаются опорные сигналы, структура которых известна приемнику, а также сведения о параметрах передачи.

Опорные сигналы, называемые "пилот-сигналами", получаются в результате модуляции несущих псевдослучайной последовательностью. Пилот-сигналы используются прежде всего для синхронизации. Они распределены во времени и в частотном спектре сигнала OFDM, их амплитуды и фазы известны в точке приема, поэтому их можно использовать также для получения сведений о характеристиках канала передачи. В системе используются два типа пилот-сигналов: непрерывные и распределенные.

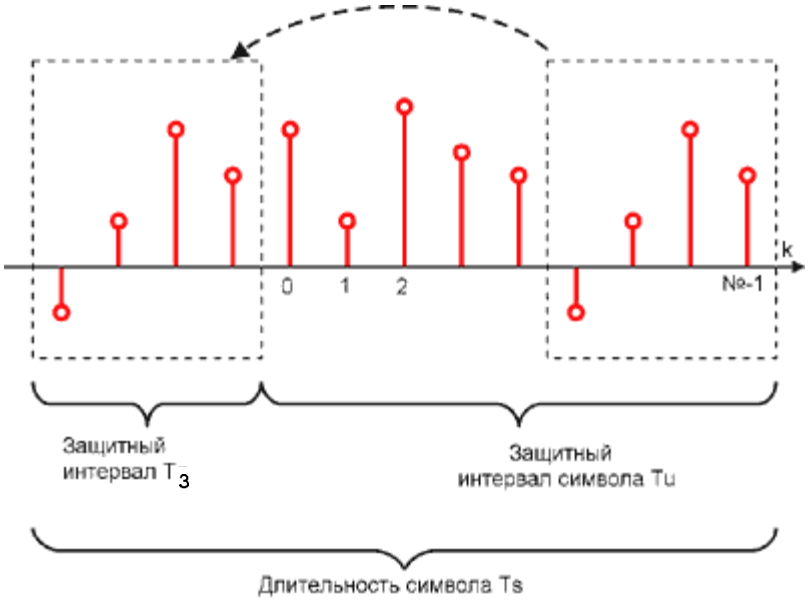


Рис.8.18. Структура сигнала OFDM на интервале передачи одного символа OFDM

Непрерывные пилот-сигналы передаются на одних и тех же несущих в каждом символе OFDM, распределенные - рассеяны равномерно во времени и в частотном диапазоне. Непрерывные пилот-сигналы могут использоваться для синхронизации и оценки фазовых шумов канала, распределенные - для оценки характеристик канала посредством временной и частотной интерполяции. Использование временной интерполяции в промежутках между распределенными пилот-сигналами при достаточной мощности принимаемого сигнала может помочь для улучшения приема на движущихся объектах, например, на поездах и автомобилях.

Сигналы параметров передачи используются для сообщения приемнику параметров системы, относящихся к канальному кодированию и модуляции: способ передачи - иерархический или неиерархический, параметры модуляции, величина защитного интервала, скорость внутреннего кода, режим передачи - 2k или 8k, номер кадра в суперкадре. Эти сведения могут использоваться приемником для быстрой настройки. Сигналы параметров передаются на 68 последовательных символах OFDM, обозначаемых как кадр OFDM. Каждый символ OFDM переносит один бит, относящийся к сигналам параметров передачи. Блок данных, соответствующий одному кадру OFDM, содержит 68 битов, назначение которых устанавливается следующим образом:

• 1 бит - инициализация;
• 16 битов - синхронизация;
• 37 битов - сигнальная информация;
• 14 битов - проверочные биты для обнаружения и исправления ошибок, возникающих в канале связи.

Из 37 информационных битов сейчас используется 23, остальные 14 представляют собой резерв на будущее. Проверочные биты вычисляются в соответствии с правилами систематического кодирования Боуза-Чоудхури-Хоквингема. Помехозащищенности данных, переносимых сигналами параметров передачи, способствует и способ модуляции. Каждая несущая, переносящая сигналы параметров передачи, модулируется по способу дифференциальной двоичной фазовой манипуляции (DBPSK - Differential Binary Phase Shift Keying), в соответствии с которой фаза несущей меняется на противоположную от символа к символу, если передаваемые данные равны единице, и не меняется, если передаваемые данные равны нулю.

Естественным является вопрос, почему используется лишь 1705 и 6817 несущих, хотя преобразователь Фурье в качестве модулятора OFDM допускает 2048 и 8192 несущих? Число несущих, переносящих данные, пилот-сигналы и сигналы параметров передачи, установлено по следующим требованиям:
• общая структура кадра для режимов 2k и 8k;
• достаточная величина защитного частотного интервала между двумя соседними блоками несущих;
• максимальная пропускная способность канала;
• достаточное количество пилот-сигналов для получения информации о канале передачи;
• одинаковое число несущих, переносящих полезные данные, в каждом символе OFDM;
• целое число MPEG-2 транспортных пакетов, переносимых в пределах одного суперкадра, независимо от режима передачи.

8.1.19 Параметры системы DVB-T

Основные параметры, характеризующие передачу данных в системе DVB-T, приведены в таблице 8.1 (числа, приведенные курсивом, являются при-

близительными величинами). Число несущих, передающих полезную информацию, зависит только от режима и равно 1512 для режима 2k и 6048 для режима 8k. Число "полезных" несущих в обоих режимах отличается ровно в четыре раза. Если учесть, что и длительность полезного интервала при переходе от режима к режиму также меняется в четыре раза, то такой важный параметр, как частота следования символов данных RS, оказывается в двух режимах одинаковым и равным 6,75 миллионам символов в секунду (RS=1512/224мкс=6048/896мкс=6,75МГц= =6,75Мегасимвол/с).

Используя величину RS, нетрудно найти скорость передачи данных в разных режимах и при различных сочетаниях параметров системы DVB-T: RSU=RS · b · CRI · CRRS · (TU/TS) (здесь b - количество битов, передаваемых в одном символе с помощью одной несущей, CRI - скорость внутреннего сверточного кода; CRRS - скорость внешнего кода Рида-Соломона, равная 188/204; (TU/TS) - отношение длительности полезного интервала к общей длительности символа. Результаты такого подсчета скорости передачи полезных данных приведены в таблице 8.1.

Таблица 8.1. Основные параметры системы DVB-T

Параметр	**Режим**	
	8k	**2k**
Число несущих	6817	1705
Длительность полезного интервала Tu, мкс	896	224
Длительность защитного интервала Tз, мкс	224, 112, 56, 28	56, 28, 14, 7
Интервал между несущими, Гц	1116	4464
Интервал между крайними несущими, МГц	7,61	7,61
Модуляция несущих	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Скорость внутреннего кода	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8

Таблица 8.2. Скорость передачи данных системой DVB-T						
Модуляция	**Rск**	**C/N, дБ (гауссов канал)**	**Скорость передачи данных, Мбит/с**			
			Тз/Tu=1/4	**Тз/Tu=1/8**	**Тз/Tu=1/16**	**Тз/Tu=1/32**
QPSK	1/2	3,1	4,98	5,53	5,85	6,03
QPSK	2/3	4,9	6,64	7,37	7,81	8,04
QPSK	3/4	5,9	7,46	8,29	8,78	9,05
QPSK	5/6	6,9	8,29	9,22	9,76	10,05
QPSK	7/8	7,7	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	8,8	9,95	11,06	11,71	12,06
16-QAM	2/3	11,1	13,27	14,75	15,61	16,09
16-QAM	3/4	12,5	14,93	16,59	17,56	18,10
16-QAM	5/6	13,5	16,59	18,43	19,52	20,11
16-QAM	7/8	13,9	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,4	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	2/3	16,5	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	3/4	18,0	22,39	24,88	26,35	27,14
64-QAM	5/6	19,3	24,88	27,65	29,27	30,16
64-QAM	7/8	20,1	26,13	29,03	30,74	31,67

В таблице 8.2 приведены также расчетные значения отношения сигнал/шум C/N на выходе канала связи с гауссовым шумом при неиерархической передаче (при других характеристиках шума канала требуемые значения C/N будут, конечно, другими). Этот показатель является пороговым, если отношение сигнал/шум выше приведенной в таблице величины, тогда внутренний декодер способен довести частоту ошибок до величины, меньшей, чем 2x10e-4, а внешний - до 10-11. При таких показателях наблюдается одна нескорректированная ошибка за час работы на входе демультиплексора MPEG-2 в приемнике.

Как видно из таблицы 8.2, в системе DVB-T скорость передачи полезных данных может меняться в значительных пределах: от 4,98 до 31,67 Мбит/с (это перекрывает весь диапазон потребностей, начиная с телевидения ограниченной четкости и заканчивая телевидением высокой четкости). Самое малое значение

скорости 4,98 Мбит/с, имеющее место при модуляции несущих типа QPSK и скорости внутреннего кода, равной 1/2, характеризуется самой высокой помехозащищенностью системы передачи (для практически безошибочной работы достаточно отношение сигнал/шум в гауссовом канале всего 3,1 дБ). Но для достижения скорости 31,67 Мбит/с (модуляция несущих 64-QAM и скорость внутреннего кода 7/8 должно быть обеспечено отношение сигнал/шум не менее 20,1 дБ.

Данные таблицы 6.6 можно использовать также для определения скорости передачи данных в режиме иерархической передачи. Скорость для потока с высшим приоритетом соответствует модуляции несущих типа QPSK. При модуляции несущих 16-QAM скорость передачи данных для потока с низшим приоритетом находится в ячейках таблицы, где приведены данные для QPSK, а при модуляции 64-QAM - для 16-QAM.

Таблицы 8.1 и 8.2 подтверждают чрезвычайную гибкость системы DVB-T. Предоставляя широкий спектр средств, система способна с высокой надежностью передавать цифровые данные, несущие информацию о сигнале телевидения и стандартной и высокой четкости, в самых разнообразных условиях.

8.2 КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Системы цифрового телевизионного вещания (ЦТВ) классифицируются по многим признакам (рис. 8.19). здесь приводится наиболее полная на 01.05.2008 г. классификация по 10 признакам. По системам телевидения они подразделяются на 4 типа (А.1-А4):

DVB – европейская система ЦТВ, принятая в большинстве стран мира, включая страны СНГ;

ATSC – американская (названная по аналогии с системой цветного телевидения NTSC) – от заглавных букв комитет улучшенных (перспективных) ТВ систем, ISDB – и DMT – 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).

Для полноты картины сюда же включены интерфейсы высокой четкости HDMI (Higt Definition Multimedia Interface – мультимедийный интерфейс высокой четкости) и DisplayPort. Интерфейс HDMI имеет разрешение 2560x 1600/120p/8:S. Предназначен для передачи несжатых аудио- и видеоданных в цифровой форме без потерь и служит для соединения источников цифровых аудио- и видеосигналов с устройствами отображения, а также с цифровыми тюнерами, усилителями звука и т.п. Разъем по стандарту HDMI используется также для соединения тюнеров, плееров, декодеров, видеокарт с телевизорами и устройств, входящих в систему «домашний кинотеатр», с помощью соответствующих кабелей. По существу он заменяет аналоговые разъемы (стандарты подключения) SCART и RCA.

Существует несколько версий HDMI. Первая появилась в 2002 г. Сейчас различают три типа: Type A – содержит 19 контактов; Type B – 29; мини – для

соединения малогабаритных устройств, например, видеокамер. Разъем Type B позволяет соединять между собой устройства, разрешение которых превышает 1080 активных строк при прогрессивной развертке. HDMI имеет защиту от копирования HDCP и обеспечивает передачу многоканальных цифровых аудиосигналов.

Поддерживает скорость передачи от 4,9 до 10 Гбит/с при длине соединительного кабеля 4,5 м, максимальная длина которого может быть равной 15 м.

Не успел цифровой интерфейс HDMI (High Definition Multimedia Interface) утвердиться на рынке потребительской электроники, как ассоциация VESA утвердила спецификацию цифрового интерфейса нового поколения, названного DisplayPort.

Интерфейс DisplayPort имеет хороший шанс стать единым стандартом цифровых дисплейных интерфейсов, применяемых в компьютерной и бытовой технике. Целью разработки спецификации DisplayPort является дальнейшая унификация скоростных интерфейсов и создание открытого промышленного стандарта для уменьшения конечной стоимости оборудования.

Решение о начале разработки нового стандарта цифрового дисплейного интерфейса было принято в 2005 г., и в мае 2006 г. VESA утвердила спецификацию DisplayPort, которая к настоящему времени доступна в версии 1.1.

В разработке интерфейса DisplayPort принимали участие компании AMD, Apple, Dell, Hewlett-Packard, Intel, Lenovo, Molex, NVIDIA, Philips и Samsung Electronics, которые входят в инициативную группу по развитию спецификации.

Внедрение нового стандарта дает возможность производителям полностью отказаться от интерфейсов VGA, LVDS, DVI и HDMI. Для пользователей это означает расширение мультимедийных возможностей и избавление от лишних проводов.

Интерфейс DisplayPort представляет собой открытый промышленный стандарт, объединяющий внутренние и внешние средства связи компьютерной и бытовой техники и обеспечивающий масштабируемость передачи данных для следующего поколения дисплеев, которые поддерживают большие глубину цвета, частоту обновления и разрешение экрана. При разработке спецификации

учитывались все современные требования, предъявляемые к качеству передаваемого звука и изображения.

К основным особенностям DisplayPort можно отнести:

- максимально широкое использование цифровых технологий с целью снижения стоимости изготовления конечного устройства при удовлетворении всем требованиям передачи цифрового содержимого;
- использование общепринятой технологии кодирования сигнала как для внутренних, так и для внешних дисплейных соединений с целью уменьшения сложности приборов и расширения унификации;
- поддержку надежной системы защиты передаваемого содержимого от незаконного копирования;
- поддержку передачи высококачественного цифрового звука;
- простоту внешних и внутренних соединений компьютерной и бытовой техники;
- обеспечение большей полосы пропускания с использованием меньшего числа проводов;
- применение внутренней синхронизации с целью уменьшения восприимчивости к электромагнитным помехам;
- небольшие габариты соединителя с возможностью подключения «вслепую».

Стандарт DisplayPort позволяет сократить число проводников связи между системной платой и дисплейной панелью ноутбука с разрешением XGA (1024 x 768 пикселей) с 16 до 2, и с 20 до 8 для дисплейной панели с разрешением UXGA (1600 x 1200 пикселей), а плату видеоконтроллера и монитора избавить от многих компонентов (см. рис. 1).

В зависимости от объема передаваемой информации, DisplayPort осуществляет передачу по одной, двум или четырем линиям связи основного канала, при этом скорость передачи по каждой из линий составляет 2,7 Гбит/с или 1,62 Гбит/с, а максимальная скорость при использовании всех 4 линий достигает 10,8 Гбит/с. Помимо передачи видеопотока высокой четкости, DisplayPort обеспечивает передачу высококачественного звука без потерь. Стандарт интерфейса поддерживает современные звуковые форматы, такие как

Рис. 8.19. Классификация систем цифрового ТВ вещания

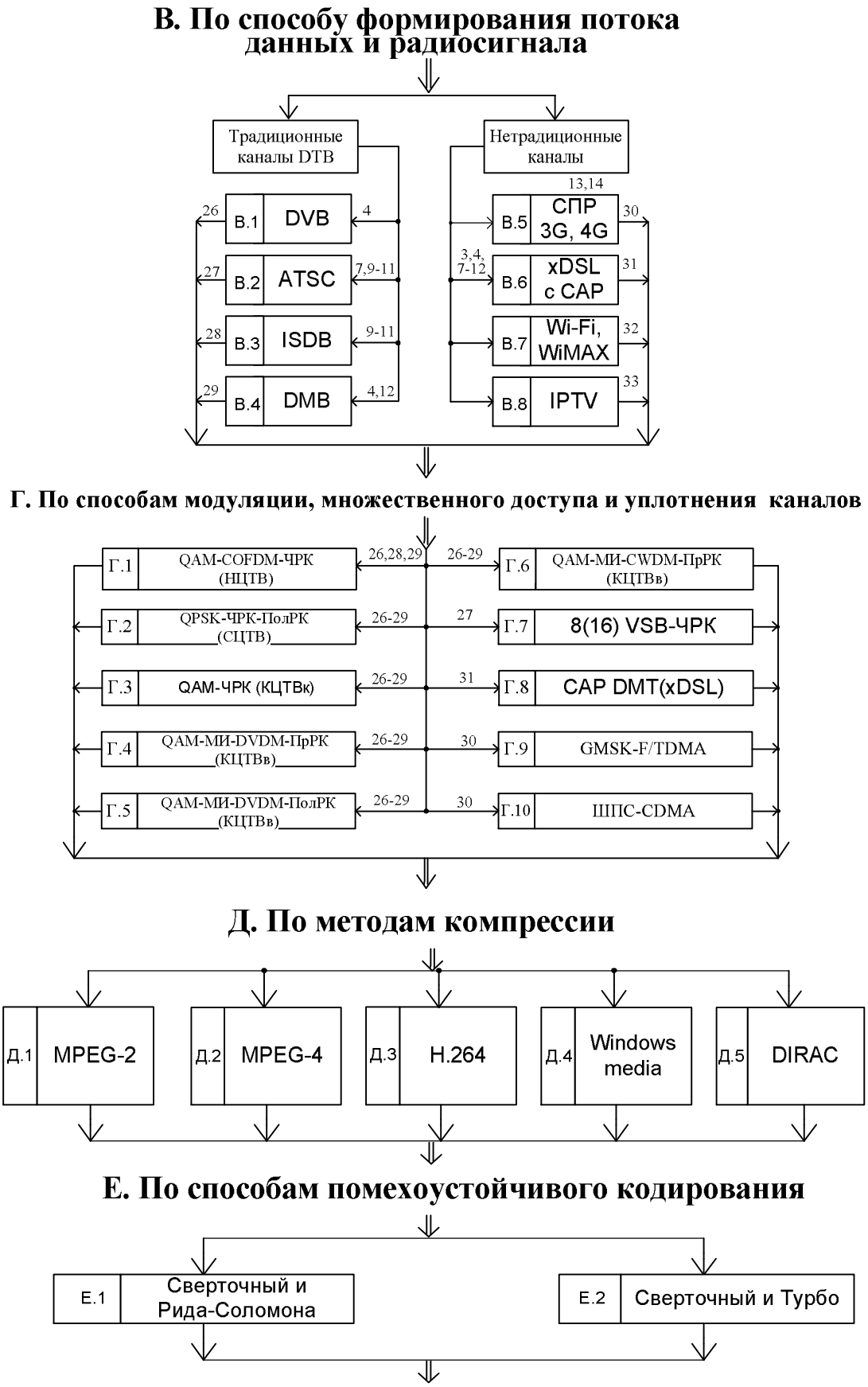


Рис. 8.19. Классификация систем цифрового ТВ вещания (продолжение)

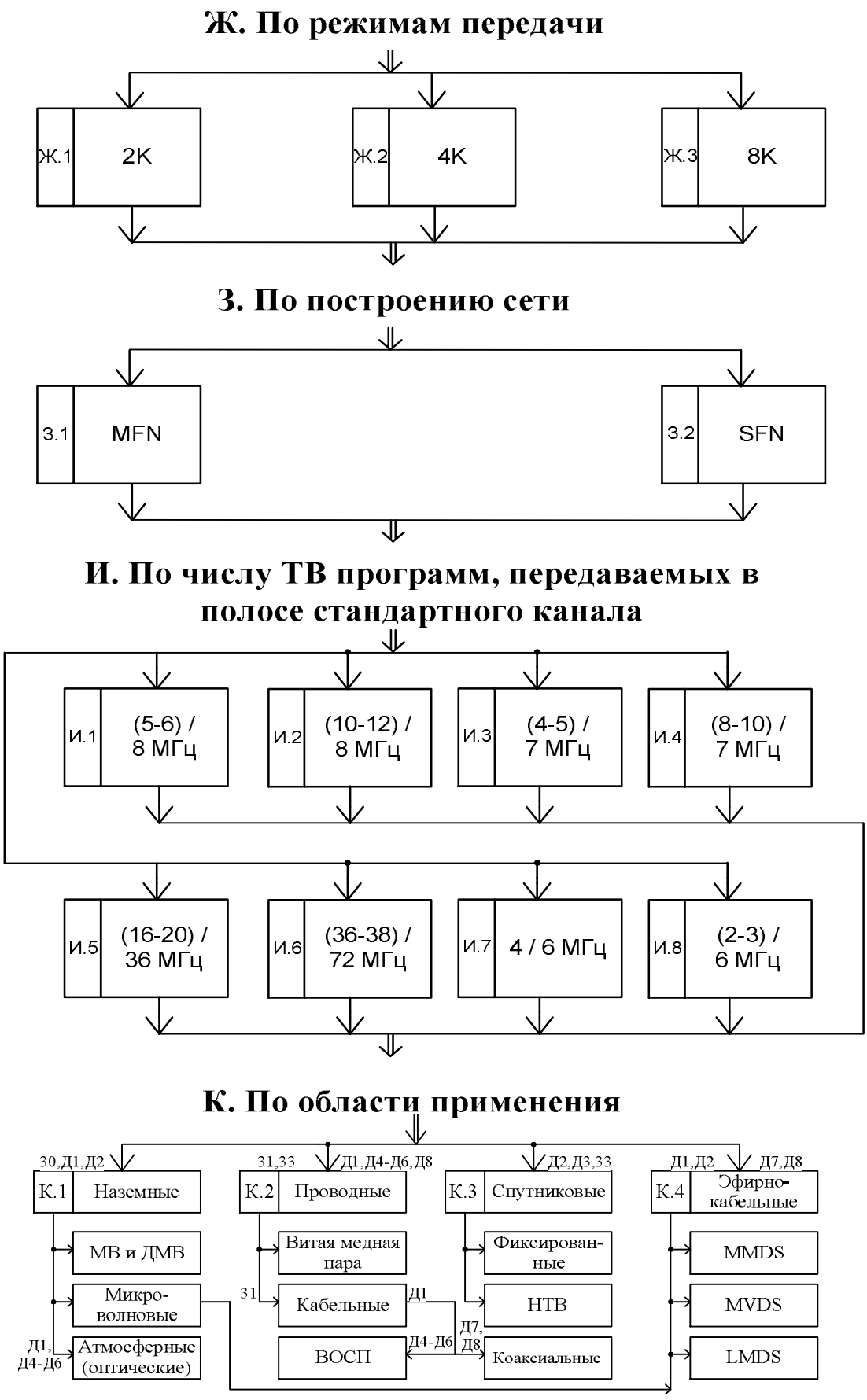


Рис. 8.19. Классификация систем цифрового ТВ вещания (окончание)

DVD-Audio, Dolby TrueHD и Dolby Digital Plus. При этом DisplayPort обеспечивает передачу 8-канального несжатого звукового потока с частотой дискретизации до 192 кГц, разрядностью до 24 бит и общей скоростью до 6,144 Мбит/с.

Форматы Dolby TrueHD и Dolby Digital Plus используются в аудиовизуальных системах следующего поколения, работающих с видеозаписями высокой четкости. В частности кодеки Dolby TrueHD и Dolby Digital Plus являются обязательными для формата HD DVD и рекомендованными для формата Blu-ray. Общим для этих оптических носителей является формат Dolby Digital.

В этот классификационный признак включены стандарты DSDM (Digital Distribution Master) для эталонного цифрового кино с параметрами отображения: 4096x2048 (4Кх2К), 24 к/с и соотношением сторон 2:1; и супервысокой четкости – SuperHiVision с параметрами 7680x4320 (8Кх4К)/60р/16:9.

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 простанственным 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.

Рассмотрим преимущества систем ЦТВ. Обычно называют три-четыре. Более детальный анализ показывает, что их число не меньше 20. Из них только некоторые важны для получателя-телезрителя.

1) Основным, самым главным, и поэтому по рангу первым является «сохранение существующего плана распределения радиочастотного спектра (РЧС) частот в наземном, кабельном и спутниковом телевидении». Ширина полосы частот в наземном ТВ вещании $\Delta F_{РКВТ}$: 8 МГц (СНГ, Китай, Франция, Великобритания, Ирландия и др.), 7 МГц (Западная Европа и др.), 6 МГц (Северная и Южная Америка, Япония и др.) была в черно-белом телевидении, затем в цветном, сохранена и в наземном цифровом ТВ вещании. Это поистине колоссальное достижение. Кто-то в печати обратил внимание на тот случайный факт, что сумма цифр 8+7+6=21, и цифровое телевидение называют технологией XXI века.

2) Второе преимущество – «существенное увеличение количества ТВ программ (ТВП), передаваемых в стандартном ТВ канале (ТВК) шириной $\Delta F_{РКВТ}$», не менее важное, чем первое. Если для первых композитных систем цифрового телевидения требовались каналы связи с пропускной способностью не менее 140 Мбит/с, а для компонентных – в 2 раза большей (поэтому они и не выходили из стен научных лабораторий), то современные системы ЦТВ обеспечивают передачу 6÷12 цифровых ТВП в одном ТВК канале шириной $\Delta F_{РКВТ}$ (по-видимому, это не предел, поскольку создаются все новые и новые алгоритмы уменьшения избыточности с еще большей спектральной эффективностью).

3) Третье «значительная экономия РЧС» является следствием первых двух. В Минске, например, сейчас в эфире занято 8 ТВК (в МВ и ДМВ диапазонах) для передачи 8-ми ТВП в аналоговом виде. Чтобы такое количество ТВП сохранить в ЦТВ (а можно еще и увеличить на 4 ТВП) требуется только 1 ТВК (!). Бытовавший длительное время термин «одна программа на канал» теряет свой смысл, так как нормой становится «много программ ТСЧ (SDTV) на канал» и даже «несколько программ ТВЧ (HDTV) на канал».

По данным США только от сдачи в аренду высвобождающегося РЧС страна получит 25 млрд. долларов прибыли. В европейских странах благодаря использованию этого ресурса получают до 3,5% ВВП (внутреннего валового

продукта). В РФ этот показатель к концу 2006 г. составил 1,5%. Прибыль отрасли подвижной связи (системы 3G 4G которой являются конкурентами мобильному ТВ приему) в 15 странах ЕС составил 105,6 млрд. евро, создано 2,8 млн. новых рабочих мест.

Радиочастотный ресурс как и природные богатства на Земле ограничены и рачительное их использование является заботой всего человечества.

Мировые тенденции в области реформирования системы управления РЧС направлены на ускорение внедрения новых технологий, что возможно только при оперативном принятии решения о выделении решения о выделении для них спектра. Это должно произойти за счет либерализации управления РЧС. Одним из аспектов либерализации является наделение операторов связи правом свободного выбора технологии (концепция WAPECS-Wireless Policy for Electronic Communications Services – политика по внедрению систем беспроводного доступа для предоставления любых услуг электросвязи пользователю), которая подходит для реализации создаваемой ими сети связи или вещания, а также оказываемых услуг. Ни технология, ни перечень предоставляемых оператору услуг не должны, по мнению специалистов, оговариваться в лицензиях на использование полос частот, выделяемых оператору. Однако следует отметить, что полосы частот, выделяемых для этого, и правила их использования должны соответствовать Регламенту радиосвязи.

4) Кроме увеличения числа цифровых ТВП, передаваемых в одном ТВК, ЦТВ обеспечивает «передачу в цифровом ТВ сигнале разнообразной дополнительной информации без расширения полосы $\Delta F_{РКВТ}$».

5) Пятым является «экономия энергопотребления ТВ передатчиками».

Пусть $P_{ИЗЛ}$= 10 кВт. Если КПД=20% от Ризл, то $P_{потр.а}$=50 кВт/ч на один аналоговый ТВ передатчик.

Обычно в НЦТВ $P_{ИЗЛ}$=1 кВт (реже 5 кВт). Значит $P_{ПОТР}$=5 кВт/ч, но при этом в полосе $\Delta F_{РКВТ}$ передается от 5÷6 (при MPEG-2) до 10÷12 (при MPEG-4) ТВП. Следовательно, на одну ТВП расходуется $P_{ПОТР.Ц}$ =5/(5÷10)=(1÷0,5) кВт/ч, т.е. экономия энергопотребления составляет $P_{потр.а}/P_{потр.ц}$=(50÷100) раз.

6) Цифровые методы, как известно, обеспечивают «повышение помехоустойчивости трактов передачи и записи хранения ТВ сигналов».

7) «Возможность внедрения ТВ систем с новыми стандартами разложения изображения - HDTV, UDTV». При этом вещание по ТВЧ (HDTV) ведется во многих странах. Разработаны стандарты и ультравысокой четкости в основном для цифрового кинематографа.

8) «Возможность создания интерактивных ТВ систем, в том числе»видео по запросу» (VoD).

9) «Появление приоритетного (иерархического) режима передачи. Его сущность состоит в том, чтобы мобильный пользователь мог принимать хотя бы одну ТВП (приоритетную) в зоне с тем же радиусом обслуживания, что и стационарный, а остальные ТВП – с меньшим в (2-3) раза радиусом, с этой целью данную ТВП передают методом многопозиционной QAM, но с в (2-3) раза меньшим числом позиций. В результате растут помехозащищенность и радиус зоны обслуживания.

10) «Внедрение одночастотной синхронной сети цифрового вещания (SFN) в отличие от многочастотного (MFN), широко используемого в аналоговом ТВ вещании».

11) «Применение статистического мультиплексирования в спутниковом ЦТВ». Обычно ТВ сигнал каждый из ТВП подвергается компрессии, например, до 5 Мбит/с независимо от передаваемого сюжета. Статистическое мультиплексирование перераспределяет скорости на программу внутри одного канала в зависимости от характера передаваемого изображения. Появляется возможность новостные передачи (видеоматериал подается, как правило, крупным планом), не требующие высокого разрешения, сжимать больше и высвободившиеся бит/с передать программам, по которым идут художественные фильмы.

12) «Создание мобильных ТВ систем наземного (DVB-H) и спутникового (DVB-SH) вещания».

13) «Возможность распределения цифровых ТВП по витой медной паре на участке «последней мили» по стандартам xDSL».

14) «Возможность распределения цифровых ТВП пониженного разрешения (LDTV) по сетям подвижной радиосвязи – СПР (GSM и CDMA) третьего и четвертого поколений-3G и 4G».Последняя новость в области СПР – разработаны способ и мобильный аппарат для приема изображений стандартного качества SDTV.

15) «Возможность распределения цифровых ТВП по системам беспроводного широкополосного доступа (БШД) Wi-Wi и Wi-MAX». По мнению некоторых европейских специалистов, начиная с 2009 г. 4-е поколение (4G) систем СПР и БШД перейдут на один универсальный и перспективный стандарт передачи данных OFDMA.

16) «Внедрение вещания по протоколам Интернет – IPTV».

17) «Расширение режимов уверенного приема – на стационарные, переносные и мобильные ТВ приемники».

18) «Возможность превращения ТВ приемника в многофункциональный информационный терминал».

19) «Возможность создания «умного дома».

20) «Переход на цифровое вещание является доминирующим фактором возможности сближения (конвергенции) и интеграции различного рода информационных платформ (ТфОП, ПД, ИС-NGN, Интернет, БШД, сети WLAN и др.) в единое инфокоммуникационное пространство, объединяющее фиксированную и мобильную связь (FMC)». Каждая из них предлагает различные услуги, а также способы доставки информации. Но потребителя, как правило, не интересует техническая сторона способов доставки этой информации. Здесь важен конечный результат – предоставление услуги требуемого качества, в любое время, в том числе и по запросу.

8.3 ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЗОН ОБСЛУЖИВАНИЯ В СИСТЕМЕ НЦТВ ПО СТАНДАРТУ DVB-T

На этапе проектирования систем и сетей наземного цифрового ТВ вещания (НЦТВ) необходимо, исходя из ряда известных и задаваемых параметров, оценить границы зон покрытия цифровым вещанием.

По стандартам DVB-T, H, C, S, S2, и SH при расчете зон обслуживания может варьироваться около 60 параметров, среди которых: тип модуляции QPSK; 16-, 32-, 64-, 128- и 256-QAM, COFDM; относительная длина защитного интервала $T_З/T_И$; относительная скорость сверочного кодирования $R_{СК} - 1/2$, 2/3, 3/4, 5/6, или 7/8; высота подвеса антенны, выходная мощность передатчика, объем передаваемой информации. Необходимо также учесть рабочий диапазон частот; ширину полосы канала вещания; способы кодирования (сверточное, Рида-Соломона, турбо); режим передачи 2К, 4К или 8К; статическое мультиплексирования; применение приоритетного (иерархического) режима; способ приема (стационарный, внутри помещения, мобильный) и ряд других вспомогательных. В отличие от стандартов спутникового DVB-S и кабельного DVB-C вещания, в которых применяется традиционный режим передачи «несущая на канал», в НЦТВ DVB-T и H используется многочастотный режим передачи с 6817 несущими (режим 8К) или 1705 несущими (режим 2Л, где К=1024), а также 4К (для DVB-H) в радиоканале (с шириной полосы частот 8,0; 7,0 или 6,0 МГц в странах со стандартами D/K, K1, I, L, B/G, B/H и M,N соответственно). Следует оптимально выбрать параметры передачи для обеспечения уверенного приема в зоне с максимальными границами покрытия.

На кафедре СТК БГУИР разработана инженерная методика расчета границ покрытия НЦТВ по стандарту DVB-T при оптимизации стационарного приема, которая легко распространяется и на другие способы приема. С учетом некоторых особенностей она составляет основу и для методик расчета зон обслуживания системами DVB-H, DVB-S, S2, и SH (будут также опубликованы). Отличительная особенность методики состоит в том, что все исходные данные приведены в виде таблиц или графиков, аппроксимированы и представлены в виде формул, что существенно упрощает получение конечного результата и разработку программного обеспечения.

Основной задачей методики является установление дальности покрытия в зависимости от совокупности основных и вспомогательных параметров передачи. Расстояние от передающей станции до приемного оборудования на границе зоны обслуживания является функцией напряженности поля E_M в точке приема, величина которой связана с уровнем сигнала P_C (дБ.Вт) в точе приема выражением

$$E_M = P_C - g_{ПР.А} + 20lgf_P + 165{,}05, \text{ дБ·мкВ/м.} \qquad (8.3.1)$$

где f_P - средняя частота ТВ канала ГГц; $g_{ПР.А}$ - коэффициент усиления приемной антенны в дБ.

На границе зоны обслуживания $P_C = P_{МИН}$, а минимальный уровень сигнала, при котором на выходе приемника обеспечивается требуемая вероятность ошибки $P_{ОШ}$, зависит от отношения несущая/шум (ОНШ) ρ_{BX} на входе демодулятора:

$$P_{C.МИН} = \rho_{BX} + 10lg(kT_C\Delta f_Ш), \text{ дБ·Вт,} \qquad (8.3.2)$$

где ρ_{BX} - отношение несущая-шум на входе демодулятора, при котором на выходе декодера Виттерби (или Рида-Соломона) обеспечивается заданная вероятность $(\beta_{ОШ})$ ошибки, дБ;

k - постоянная Больцмона, равная $1{,}38 \cdot 10^{-23}$, (Вт/град)·Гц;

T_C - эффективная шумовая температура (ЭШТ) приемного устройства, К;

$\Delta f_Ш$ - шумовая полоса приемника, примерно равная ширине полосы Δf_C, занимаемой модулированным радиосигналом, Гц.

В системе НЦТВ величина Δf_C принята равной 7,61 МГц, тогда $lg\,\Delta f_Ш = 68{,}8$ дБ·Гц. Величина T_C с учетом действия внешних шумов определяется по формуле:

$$T_C = T_0 \cdot exp[0{,}23(\gamma + a_{Ф.ПР} + n_Ш)], \text{ К,} \qquad (8.3.3)$$

где T_0 - температура окружающей среды, равная 290К;

γ - коэффициент, учитывающий влияние внешних шумов, наводимых на антенну (шумы космоса, промышленные шумы), дБ;

$a_{Ф.ПР}$ - потери в фидере приемного устройства, дБ;

$n_{Ш}$ - коэффициент шума приемника, дБ.

Требуемая величина ОНШ зависит от порядка M модуляции, скорости кодирования и типа канала (Гаусса, Райса или Релея). При приеме на стационарную антенну моделью канала связи является канал Райса. Требуемое значение ОНШ, в зависимости от заданной вероятности ошибки $\beta_{ОШ}$ на выходе декодера Виттерби, рассчитывается по выражению:

$$\rho_{ВХ.РАЙС} = -12{,}9 + 10lg\left[\frac{(M+1-R_{CK})(2-lg\,\beta_{ОШ})}{(1+T_З/T_И)(1{,}25-R_{CK})^2}\right] + \Delta\rho_i,\ \text{дБ} \qquad (8.3.4)$$

где $\Delta\rho_i$ - энергетический запас на снижение ОНШ для реального канала связи ($\Delta\rho_1$=1,5 дБ для QPSK, $\Delta\rho_2$=2дБ для 16-QAM и $\Delta\rho_3$=2,5 для 64-QAM.

Пороговое отношение сигнала/шум $\Delta\rho_{ВХ.ПОР}$, при котором возникает срыв синхронизации и «рассыпание» изображения описывается формулой:

$$\Delta\rho_{ВХ.ПОР} = -5{,}55 + 10lg\left[\frac{M+1-R_{CK}}{(1+T_З/T_И)(1{,}35-R_{CK})^2}\right],\ \text{дБ}. \qquad (8.3.5)$$

Учитывая выражения (8.3.2)÷(8.3.4), можно (8.3.1) записать в виде

$$E_{МИН} = \rho_{ВХ} - D_{ПР} + 20lgf_P + 5{,}26,\ \text{дБ·мкВ/м}. \qquad (8.3.6)$$

Добротность приемник $D_{ПР}$ зависит от $g_{ПР.А}$, $a_{Ф.ПР}$ и $n_{Ш}$. На этапе планирования сети НЦТВ с одним передающим центром параметры приемного оборудования задаются исходя из рекомендаций. Для упрощения совокупность параметров $-D_{ПР} + 20lgf_P + 5{,}26,$ можно описать зависимость

$$A_1(f) = 17{,}2 + 13{,}5f_{P,}\ \text{дБ}. \qquad (8.3.7)$$

Таким образом, выражение (8.3.6) упрощается и принимает вид

$$E_{МИИ} = \rho_{BX} + A_1(f) = \rho_{BX} + 17{,}2 + 13{,}5 f_P, \text{ дБ·мкВ/м.} \qquad (8.3.8)$$

Для стационарного приема необходимо реализовать уверенный прием в 95 и 70% мест [1]. При этом нужно учесть энергетический запас 9 дБ для 95% мест и 2,9 дБ для 70%. В результате на границе зоны обслуживания $E_{CT} = \rho_{BX} + A_1(f) + \Delta E(L)$. Если считать, что прием осуществляется на частоте 48 канала (610 МГц), то

$$E_{CT}(70) = \rho_{BX.CT} + 28{,}33, \text{ дБ·мкВ/м,} \qquad (8.3.9)$$

$$E_{CT}(95) = E_{CT}(70) + 6{,}1, \text{ дБ·мкВ/м,} \qquad (8.3.10)$$

Для определения расстояния между передатчиком и границей зоны покрытия, пользуются кривыми распространения (по рекомендации МСЭ-Р1546), которые построены для усредненного города без фрагментации его отдельных частей. Предварительно необходимо определить эквивалентное значение уровня напряженности поля $E_{ЭКВ}$, учитывая заданные мощность передатчика $P_{ПД}$, потери в фидерном тракте $a_{Ф.ПД}$ и усиление антенны $g_{ПД.А}$, т.е

$$E_{ЭКВ} = E_{CT} + \Delta E, \text{ дБ·мкВ/м,} \qquad (8.3.11)$$

где ΔE =ЭИМ – разность между ЭИМ передатчика в дБ·кВт и уровнем 0 дБ·Вт, при котором построены кривые распространения, дБ·кВт.

Положим, что в системе НЦТВ $P_{ПД} = 0$ дБ·кВт, $g_{ПР.А}$=8дБ и $a_{Ф.ПД}$=4дБ, то $\Delta E = 4$ дБ·кВт, $E_{ЭКВ} = 4$ дБ·кВт. Полагая также, что передача осуществляется по каналу с полосой 8МГц с $R_{СК}$=3/4, модуляцией 16-QAM и $T_З/T_И$=1/16, определим информационную скорость потока

$$B_0 = 6{,}22 \cdot 3 \cdot 4 / (4 \cdot (1 + 1/16)) = 17{,}56 \text{ Мбит/с.} \qquad (8.3.12)$$

Если среднюю скорость передачи на одну программу B_1 принять равной 4,35Мбит/с, то в полосе 8МГц можно передать 4 цифровых ТВ программы.

В приведенных выражениях в явном виде учтены параметры канала приемо-передатчи и величина вероятности ошибок на выходе декодера Виттерби приемника. С помощью них и цифровых карт местности можно рассчитать зоны покрытия НЦТВ при стационарном приеме. Получены также соотношения для мобильного приема и приема внутри помещений.

Раздел 9

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

9.1 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 от-

личается, либо отличается незначительно от качества изображения исходной сцены. ТВЧ – это еще и большой широкий экран, изображение на котором должно наблюдаться с расстояния 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 Syb-Nyiquist 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 программ 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.

9.2 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 исследования 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 растра 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 посто-

янной 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 9.1. У среднего зрителя очень узкий угол обзора – около 10 градусов, Усилиями оператора на расстоянии 3 м видеоизображение воспринимается "чистым" и адекватным по разрешению. Но тогда картинка становится небольшим "окошком". Между тем "приемлемое" в ТСЧ изображение существенно уступает широкоформатному (широкоэкранному) кино по воздействию на зрителя.

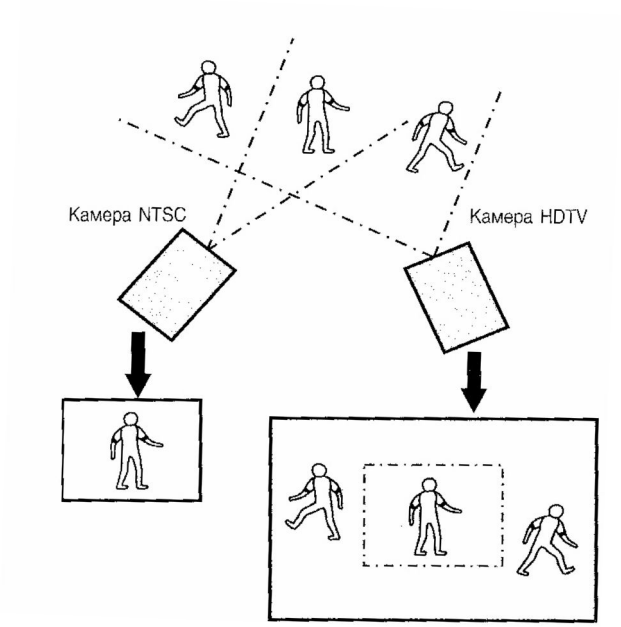


Рисунок 9.1 – Различие изображения в видоискателе камер ТСЧ и ТВЧ

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 9.2, 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 9.1).

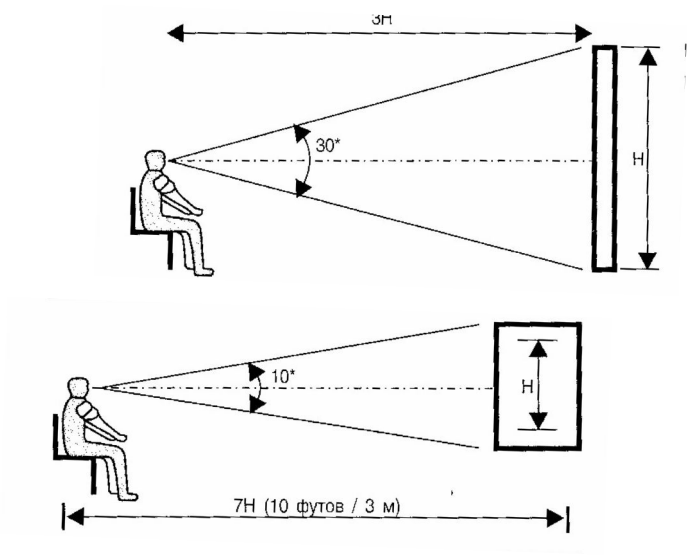


Рисунок 9.2 – Угол обзора в зависимости от расстояния до экрана для систем ТВЧ (слева) и систем ТСЧ

Угол обзора, очевидный из этих рисунков, является весьма важным параметром, хотя и находящимся на уровне подсознания. Поскольку обычное поле зрение 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 9.1.

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 видеопоказа.

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 9.3).

Рисунок 9.3 – 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, получат 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.

9.3 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 9.1, 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 9.2 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 1280×720p×60 кадров/с. CBS утверждает, что их конечная цель – стандарт 1920×1080×60 кадров/с, к которому они намереваются перейти в последующие годы.

Таблица 9.1 – 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)

Между форматами 720p 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 720p и пространственной для формата 1080i.

Таблица 9.2 – 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 30p 60p	184(252) 184(252) 368(504)
720×480 (858×525)	30i 30p 60p	207(270) 207(270) 414(540)
1280×720 (1650×750)	30p 60p	553(742) 1106(1485)
1920×1080 (2200×1125)	30i 60p	1244(1485) 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 че-

ресстрочные 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 1920×1080×60 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 30p или 1/60с для формата 60p. 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 480/60p требует удвоения скорости по сравнению с форматами 480/60i и 480/30p. Формат 720/60p 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 раз-

вертки. После сжатия запись в формате 480/60p требует удвоения полосы пропускания канала записи по сравнению с форматами 480/60i и 480/30p. Запись в формате 720/60p требует утроения полосы пропускания и обеспечивается современными видеомагнитофонами.

Sony рассматривает стандарт 1080/24p (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 720p. 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.

9.4 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 (но 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 получат 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 кинопленке 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 9.3.

Таблица 9.3 – Параметры систем ТВЧ

<table>
<tr><td rowspan="2">Параметр</td><td colspan="9">Значения, обозначающие системы</td></tr>
<tr><td>60/P</td><td>30/P</td><td>30/PsF I 60/1</td><td>50/P</td><td>25/P</td><td>25/PsF</td><td>50/1</td><td>24/P</td><td>24/PsF</td></tr>
<tr><td>Порядок представления отсчетов в системе с разверткой</td><td colspan="9">Слева направо, сверху вниз
В чересстрочных системах и системах с сегментным кадром первая активная строка поля 1 расположена вверху изображения</td></tr>
<tr><td>Полное число строк</td><td colspan="9">1125</td></tr>
<tr><td>Частота полей/кадров/сегментных кадров, Гц</td><td>60 (60/1,001)</td><td>30 (30/1,001)</td><td>60 (60/1,001)</td><td>50</td><td>25</td><td colspan="2">50</td><td>24 (24/1,001)</td><td>48 (48/1,001)</td></tr>
<tr><td>Коэффициент чересстрочного разложения</td><td colspan="3">1:1</td><td colspan="2">2:1</td><td colspan="3">1:1</td><td>2:1</td><td colspan="2">1:1</td></tr>
<tr><td>Частота кадров, Гц</td><td>60 (60/1,001)</td><td colspan="2">30 (30/1,001)</td><td>50</td><td colspan="3">25</td><td colspan="2">24 (24/1,001)</td></tr>
<tr><td>Частота строк [1], Гц</td><td>67500 (67500/1,001)</td><td colspan="2">33750 (33750/1.001)</td><td>56250</td><td colspan="3">28125</td><td colspan="2">27000 (27000/1,001)</td></tr>
<tr><td>Число отсчетов на полную строку
- R, G, B, Y
- C_R C_B,</td><td colspan="3">2200
1100</td><td colspan="4">2640
1320</td><td colspan="2">2750
1375</td></tr>
<tr><td>Номинальная полоса аналоговых сигналов [2], МГц</td><td>60</td><td colspan="2">30</td><td>60</td><td colspan="4">30</td></tr>
<tr><td>Частота дискретизации - R, G, B. Y, МГц</td><td>148,5(148,5/1,001)</td><td colspan="2">74,25 (74,25/1,001)</td><td>148,5</td><td colspan="3">74,25</td><td colspan="2">74,25 (74,25/1,001)</td></tr>
<tr><td>Частота дискретизации -C_R C_B,МГц</td><td>74,25 (74,25/1,001)</td><td colspan="2">37,125 (39.125/1,001)</td><td>74,25</td><td colspan="3">37,125</td><td colspan="2">37,125 (37,125/1,001)</td></tr>
</table>

Раздел 10

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ НА РАЗЛИЧНЫЕ НОСИТЕЛИ

- ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ И ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ
- КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ
- АНАЛОГОВЫЕ ФОРМАТЫ ВИДЕОЗАПИСИ
- ЦИФРОВЫЕ ФОРМАТЫ ВИДЕОЗАПИСИ
- ФОРМАТЫ ДИСКОВОЙ И ОПТИЧЕСКОЙ ВИДЕОЗАПИСИ
- БЕЗЛЕНТОЧНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ВИДЕОЗАПИСИ

◄ К содержанию

10.1 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 индуктируется в обмотке, вследствие замыкания через сердечник переменного магнитного потока.

Запись и воспроизведение могут осуществляться с помощью одной и той же магнитной головки (рисунок 10.1). 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 меняется магнитный поток в сердечнике, а следовательно, и остаточная намагниченность магнитного слоя носителя.

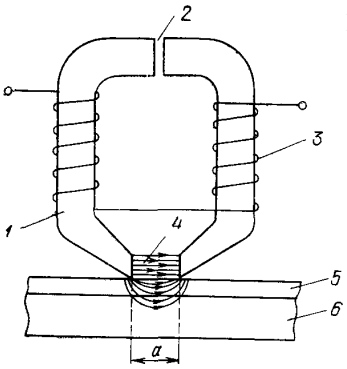


Рисунок 10.1 – Магнитная головка:
1 – магнитопровод; 2 – технологический зазор; 3 – обмотка;
4 – рабочий зазор; 5 – ферромагнитный слой;
6 – основа носителя

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 моноокиси 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 вы-

сокого отношения сигнал-помеха, большой коэрцитивной силой, чтобы он не размагничивался под действием магнитных 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 износо- и термостойкости еще и гладкостью поверхности. Кроме этого в рабочий слой вводят смазочные вещества, снижающие трение, и астатические добавки. Магнитный порошок из гамма-окиси 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:

$$\lambda = \upsilon / f , \qquad (10.1)$$

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 пониже, 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 прак-

тике 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 превышает 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 шелевых 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 синусоидаль-

ный сигнал с круговой частотой ω, то в идеальной магнитной системе при отсутствии искажений распределение магнитного потока по оси ленты (координата x)

$$\Phi = \Phi_0 \sin(\omega / \upsilon_з) x \,, \tag{10.2}$$

где Φ_0 – амплитуда магнитного потока;

$\upsilon_з$ – скорость перемещение ленты относительно головки при записи.

При обратном преобразовании магнитного поля участков носителя ЭДС, которая индуктируется в витках обмотки головки движущейся магнитной лентой, пропорциональна скорости изменения потока $w\, d\Phi/dt$, где w – число витков обмотки головки.

Чтобы дифференцировать (10.2), необходимо заменить переменные: вместо изменения магнитного потока по координате x ввести изменение сигнала по времени t, т.е. $x = \upsilon_B t$, где υ_B – скорость перемещения ленты относительно головки при воспроизведении.

При $\upsilon_з = \upsilon_B$ (т. е. скорости записи и воспроизведения одинаковы) получим

$$E = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\Phi_0 w \omega \cos \omega t \,, \tag{10.3}$$

где E – ЭДС, наводимая в обмотке головки.

Если скорость движения ленты относительно головки постоянна, то из (9.3) 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).

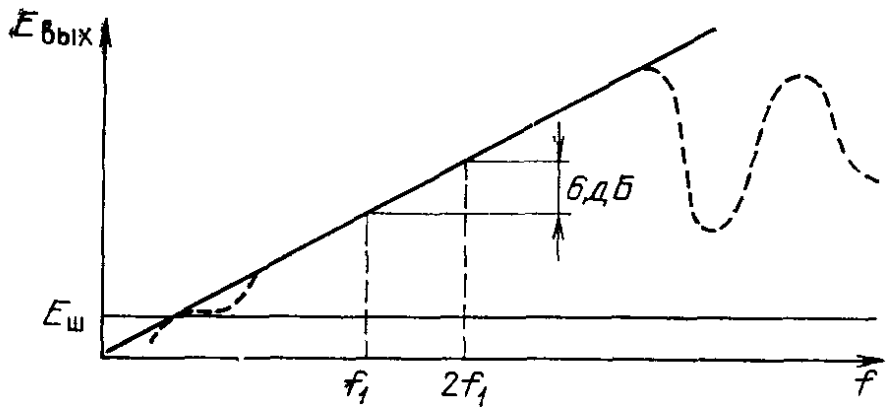


Рисунок 10.2 – Частотная характеристика узла лента-головка

На рисунке 10.2 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. Реальная частотная характеристика узла лента-головка, показанная на рисунке 10.2 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 обусловливается 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 λ_{max} / λ_{min}. Если на магнитной ленте записана сигналограмма с длиной волны λ_{min} = = 3 мкм, максимальная длина записи при f_{max}. = 6,5 МГц и f_{min} = 50 Гц составит λ_{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 10.2).

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, использовав 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 лента – 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

$$\Delta F_{ЧМ} = 2F_{max}(1+\beta) \qquad (10.4)$$

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 10.3, несущая частота f_0 незначительно выше модулирующей частоты F_{max}. При β = 0,1 ... 0,2 спектр ЧМ сигнала будет иметь вид как на рисунке 10.3, б. В профессиональных устройствах магнитной записи, где требуется высокое качество воспроизведения, используются обе боковые полосы ЧМ сигнала, а в бытовых – нижняя и частично подавленная верхняя боковая (рисунок 10.3, 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).

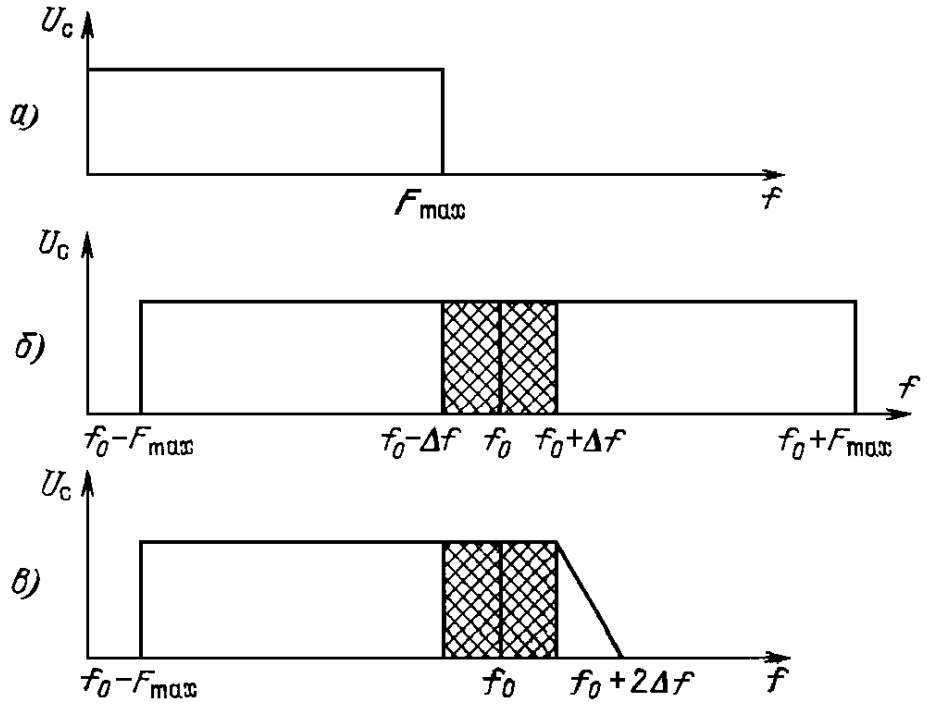


Рисунок 8.3 – Спектры ТВ и ЧМ сигналов

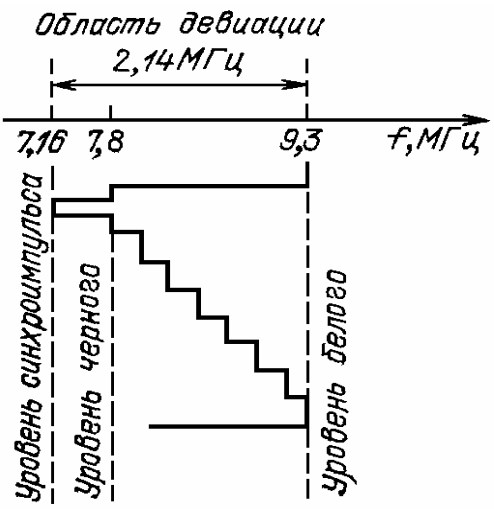


Рисунок 10.4 – Вариант расстановка частот ЧМ сигнала

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 $\upsilon_З = f_{max}.\lambda_{min}$ = 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 $V_{Л\text{-}Г}$ определяется геометрической суммой окружной линейной скорости вращения головки $V_Г$ и скорости поступательного движения ленты $V_Л$ и будет равна $V_{Л\text{-}Г} = = V_Г + V_Л \cos\Theta$, а колебания относительно скорости $\Delta V_{Л\text{-}Г}$ определяется как сумма двух составляющих колебаний скорости:

$$\Delta V_{Л\text{-}Г} = \Delta V_Г + \Delta V_Л \cos\Theta, \qquad (10.5)$$

где Θ – угол наклона строчки записи (угол между векторами скорости $V_Г$ и $V_Л$.)

Первоначально при поперечно-строчной записи использовался блок видеоголовок (БВГ) с четырьмя магнитными головками. В настоящее время при повсеместном использовании принципа наклонно-строчной записи БВГ могут содержать две, четыре шесть (а в цифровых видеомагнитофонах 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 10.6.

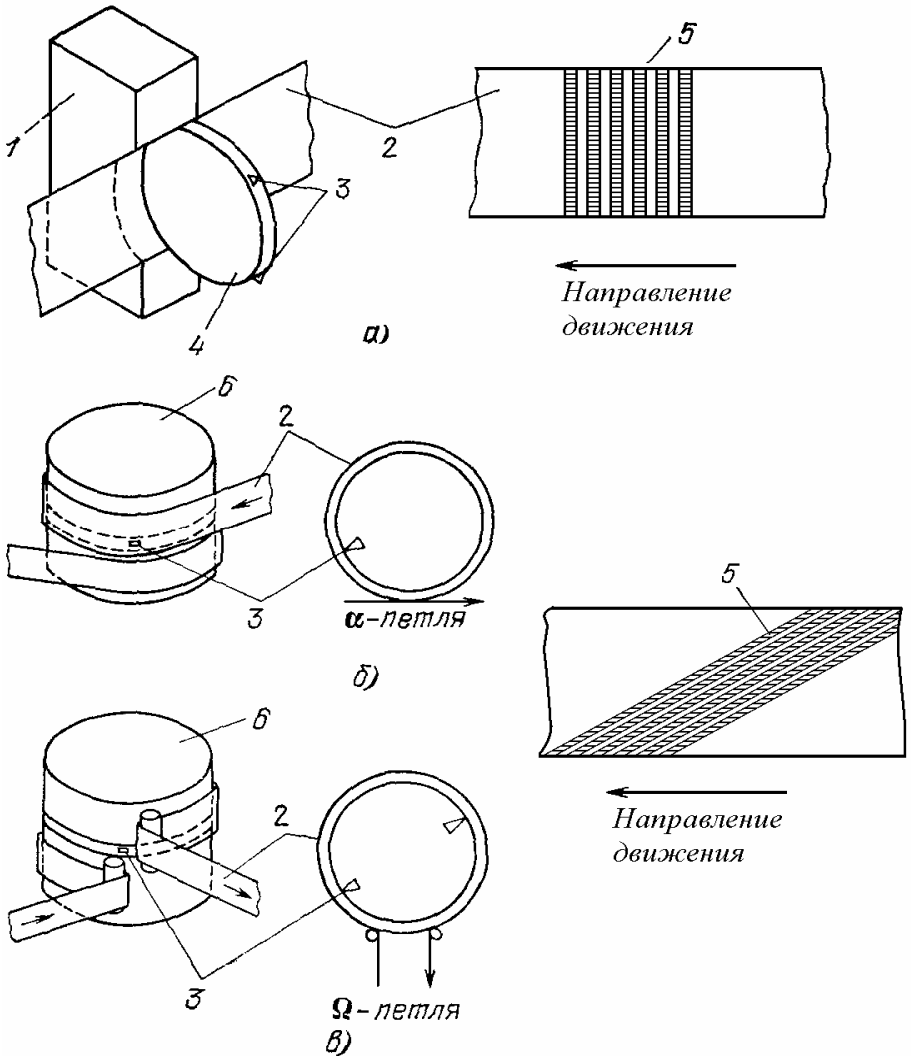


Рисунок 10.6 – Методы записи сигнала на магнитную ленту:
а – поперечно-строчная; б, *в* — наклонно-строчная

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°33' относительно края ленты.

Аппаратура наклонно-строчной записи (рисунок 10.6, 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 10.6, б) и меньше 360° (Ω-петля, рисунок 10.6, 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 различных местах ленты.

Однозначно определить метод записи и расположения дорожек на магниитной ленте позволяет формат записи, который регламентирует упорядоченное расположение на поверхности ленты строчек и дорожек, предназначенных для записи различных сигналов (изображения, звука, управления).

10.2. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ЗАПИСИ ТВ СИГНАЛОВ

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 аппаратуры 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 видеооборудования занимают аналоговые форматы видеозаписи. В этих условиях оптимальный переход каждой конкретной студии на цифровые технологии становится задачей не из легких [5].

Основные параметры наиболее распространенных аналоговых и цифровых форматов видеозаписи сведены в таблицу 10.1.

Таблица 10.1 — Сравнительные характеристики различных форматов записи на магнитную ленту

Формат записи	Тип записи	Вид сигнала	Ширина ленты, мм	Скорость ленты, мм/с	Отно-шение сиг-нал/шум, дБ	Коэф-фициент ком-прессии
VHS	Аналоговая	Компо-зитный	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

10.3 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 B 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 B начался выпуск видеокассетной аппаратуры.

Следующий формат C, в отличие от предыдущих, несегментный. Важным преимуществом этого формата является легкость выполнения таких операций как стоп-кадр, замедленное и ускоренное изображение. Дорожки образовывают с осью ленты угол в 2,56 градусов. Ширина ленты составляет 25,4 мм, продольная скорость движения ленты – 23,98 см/сек. В формате C 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 ис-

пользовать 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 MII предназначен для профессиональной видеожурналистики и студийного производства. Для записи компонентного сигнала используется S-VHS-кассета с высококачественной полудюймовой металлопорошковой лентой. В формате MII сигнал яркости поочередно записывается на одной дорожке, а на другой два скомпрессированных по времени цветоразностных сигнала [6].

10.4 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 растра 4:3, так и в широкоэкранном 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, режиссерская 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). Бла-

годаря этому одно и тоже количество видеоинформации 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 видеокадр 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 наклон-

ных 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 DVCPRO 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 (DVCPRO) – 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).

DVCPRO 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 DVCPRO в 2 раза больше. Совместим с форматом DVCPRO.

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 высокой точности в процессе монтажа. Применяется алгоритм внутрикадрового сжатия, использующий метод DCT. Для передачи

данных между аппаратами формата DVCAM используется интерфейс QSDI (четырехкратный последовательный цифровой интерфейс), обеспечивающий четырехкратную скорость передачи данных. В некоторых аппаратах DVCAM используется компьютерный интерфейс IEEE-1394 (i.LINK) [7].

10.5 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 Disk. 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 исполь-

зования 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 видеомагнитофонами, 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, PrPb: 37,125 Мгц). Элементов в линии: Y: 1920, PrPb: 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].

10.6 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. Разра-

ботка 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. Цифровая 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 памятны времена, когда для работы с каждым из этих типов и форматов приходилось держать соответствующие видеомагнитофоны. 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 proxy-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 поднятия 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 медиаинформации пользователю (зрителю, слушателю). Появление 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 [9].

Раздел 11

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ТВ ПРОГРАММ

- АППАРАТНО-СТУДИЙНЫЙ КОМПЛЕКС
- ПОДГОТОВКА ТВ ПРОГРАММ

◄ К содержанию

• 11.1 АППАРАТНО-СТУДИЙНЫЙ КОМПЛЕКС.

Аппаратно-студийный комплекс является основой технической базы телецентра. В него входят телевизионные студии с соответствующими техническими аппаратными, оборудование для передачи по телевидению кинофильмов и для записи и воспроизведения сигналов телевизионных программ, аппаратура для включения в текущую передачу программ, поступающих от других телецентров по междугородным линиям связи, и для передачи своих программ на другие. телецентры. Переключением сигналов в студийной или центральной аппаратной можно осуществлять сочетания передач различных видов (в любой последовательности).

Общий принцип, в соответствии с которым строится АСК, следующий: все подразделения телецентра (АСБ, эфирная аппаратная, монтажные и другие) — это единая система, вся коммутация сигналов производится через центральную аппаратную АЦ (или CAR). Каждое подразделение телецентра рассматривается как источник или приемник видеосигнала, распространяемого в одной из двух форм — по SDI и (или) по компьютерной сети в виде файлов. Каждая из этих цепей имеет свое назначение: SDI применяется для работы с «живым» видео, получаемым от спутника, от ПТС или во время прямого эфира из собственной студии. Компьютерная сеть используется для работы со своими сюжетами, которые будут выдаваться в эфир в записи. При этом достигается существенный выигрыш в скорости, поскольку видео по сети передается во много раз быстрее реального времени. Такой подход позволяет безболезненно добавлять новые аппаратные, менять конфигурацию любой аппаратной, наращивать мощность, минимизировать количество необходимого оборудования, свести к минимуму, а в перспективе вообще отказаться от применения видеоленты. Резервные цепи позволяют выдачу в эфир сигнала при выходе из строя какой-либо части системы [1].

Основными структурными единицами АСК, представленного на рисунке 11.1, являются: аппаратно-студийные блоки (АСБ), аппаратные видеозаписи (АВЗ), приемная аппаратная сигналов спутниковой связи (АСС) и центральная аппаратная (ЦА).

Аппаратно-студийный блок является основным звеном АСК.

Аппаратно-студийный блок предназначен для формирования и обработки телевизионных сигналов, комбинированных изображений из изображений от комбинированных источников с применением разнообразных художественных эффектов и средств перехода от одного изображения к другому путем записи или прямой передачи в эфир и обычно рассматривается как полнофункциональная самостоятельная технологическая единица. Такой взгляд, конечно, имеет право на существование, но если учесть, что обычно в АСБ создаются программы различного тематического направления — музыкальные, новостные и другие, то набор необходимого технологического оборудования в АСБ должен быть большим и разнообразным.

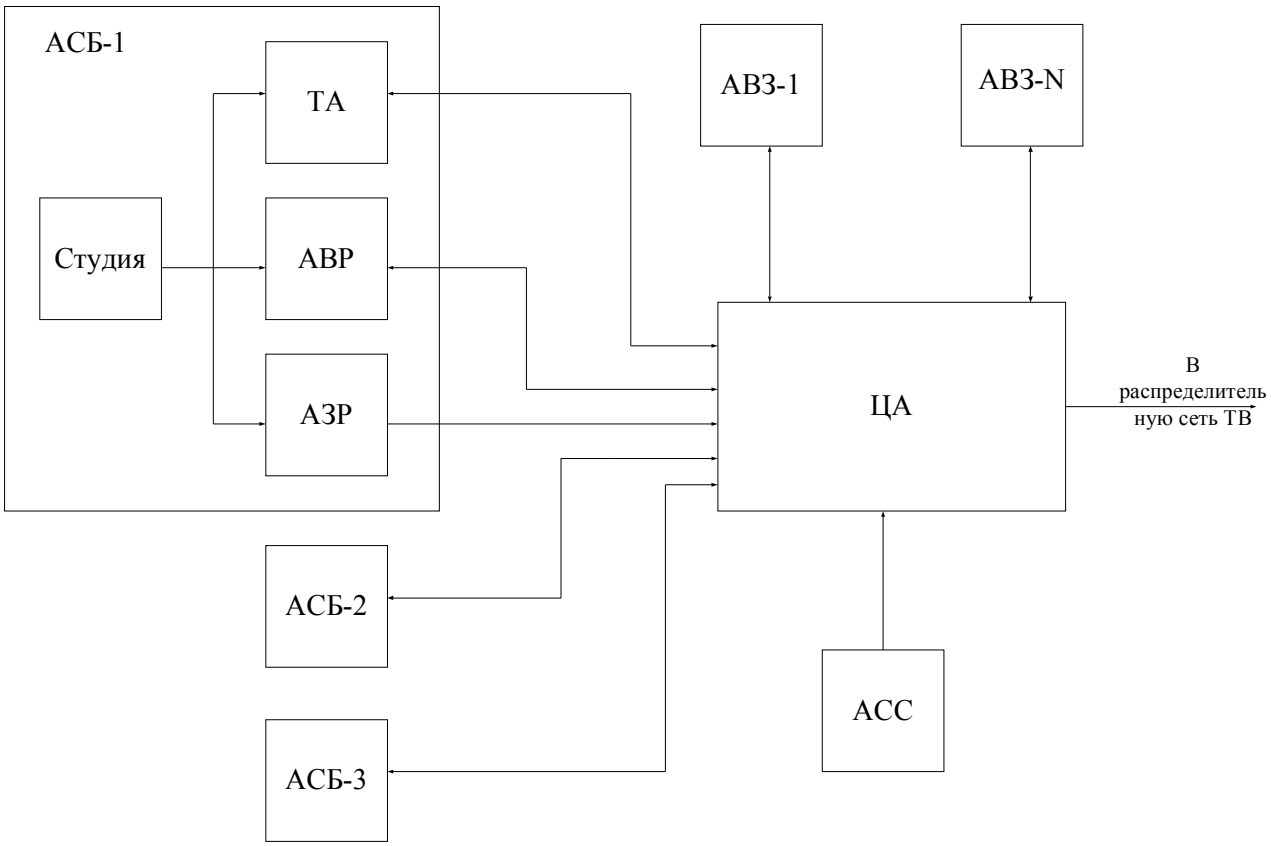


Рисунок 11.1 – Структурная схема АСК телецентра

В состав АСБ входят телевизионная студия, техническая аппаратная, аппаратные видеорежиссера и аппаратные звукорежиссера.

Каждая телевизионная студия оборудована осветительными приборами, в ней установлены передающие телевизионные камеры, микрофоны, видеомониторы. По периметру студии расположены звуковые колонки для озвучивания студии и антенны, необходимые при использовании радиомикрофонов.

В аппаратной видеорежиссера располагается пульт видеорежиссера, с помощью которого осуществляется обработка телевизионных сигналов (микширование, введение спец- и видеоэффектов, титров и т.д.), формируются комбинированные изображения. Для контроля изображений в разных точках тракта используются видеомониторы и контрольная измерительная аппаратура (осциллографы, векторoскопы и др.). Имеется возможность служебной связи видеорежиссера со студией и другими аппаратными АСБ.

В аппаратной звукорежиссера установлен пульт звукорежиссера, студийные магнитофоны, видеомониторы. Пульт звукорежиссера рассчитан на подключение различных источников сигналов: микрофонов, расположенных в студии, магнитофонов, ревербераторов и других.

В технической аппаратной находится технический пульт инженера, видеомониторы и шкафы с блоками оборудования камерных каналов, звукового сопровождения, электропитания и синхронизации. Видеоинженер контролирует цветопередачу, соответствие параметров формируемого сигнала требованиям телевизионного стандарта, осуществляет дистанционное управление передающими телевизионными камерами.

Возможный вариант построения АСБ представлен на рисунке 11.2. Он разработан исходя из концепции, что АСБ — это составная часть единой цифровой системы ТВ-компании, а часть оборудования, обеспечивающая широкий спектр технологических возможностей АСБ для организации самых разнообразных и сложных телевизионных трансляций и записей, размещается в других подразделениях.

Основным источником внешних для АСБ сигналов (в формате SDI) является коммутационная матрица центральной аппаратной. Для выбора источников на рабочем месте видеорежиссера имеется панель управления центральной матрицей. Возможно подключение также и ряда других внешних линий.

В состав основного оборудования АСБ входят четыре камеры, однако кабельные коммуникации и контрольное оборудование должно давать возможность увеличения числа стационарных камер до 6…8. В соответствии с требованиями времени необходимо предусмотреть возможность работы как в формате 4:3, так и 16:9. Студийные видеокамеры соединяются с базовыми станциями многожильным кабелем, поскольку триаксиальные системы дороже и их применение оправдано, если камера располагается далеко от базовой станции, на расстоянии более 100 м. Базовые станции современных студийных ка-

мер имеют выходы видеосигнала формата SDI. Они подключаются к видеомикшеру. Сигналы от внешних источников через усилители-распределители также поступают на видеомикшер. Стоит заметить, что все видеосигналы, поступающие на студийный видеомикшер, должны быть синхронизированы — только в этом случае может происходить чистая коммутация. Синхрогенератор установлен в АЦ, синхронизация источников осуществляется параллельным способом, через усилители-распределители.

Видеомикшер должен иметь достаточное количество входов видеосигналов формата SDI и несколько коммутационных линеек. Первая из них — программная — предназначена для подачи выбранного видеосигнала непосредственно на программный выход видеомикшера. На дополнительных линейках производится плавная смена видеоизображений. У микшера должны быть выходы, которые соединяются с одноименными входами на камерных каналах и системных видеомониторах в студийном и инженерном блоках (сигнал «Эфир»), коммутатор для набора видеосигнала на вход титровальной системы или процессора спецэффектов, которые работают в режиме GenLock, пропуская видеосигнал «сквозь себя».

Для резервирования тракта видеомикшера применяется матричный коммутатор (8x8), на входы которого подключаются те же источники, что и на видеомикшер. Сигналы с выходов микшера и коммутатора подаются на автоматический переключатель обхода: при пропадании сигнала с микшера он автоматически переключается на сигнал с матрицы. Второй выход микшера подключен на вход коммутатора, что повышает гибкость технологического использования видеотракта аппаратной. Помимо матричных коммутаторов в состав как видео, так и звукового оборудования включены панели ручной коммутации сигналов (на схеме не указаны).

Сигнал выходного тракта подается на матрицу в АЦ, и запись программ из АСБ производится на видеосервер в АЦ, один из выходов коммутатора резерва также подключен к центральной матрице.

В АСБ установлен дисковый рекордер (один вход на запись, два независимых выхода на воспроизведение). В любом режиме работы АСБ (запись программы или эфир) дисковый рекордер и центральный видеосервер резервируют друг друга.

Для визуального контроля сигналов источников и выходных программ АСБ оснащен цветными цифровыми и аналоговыми мониторами.

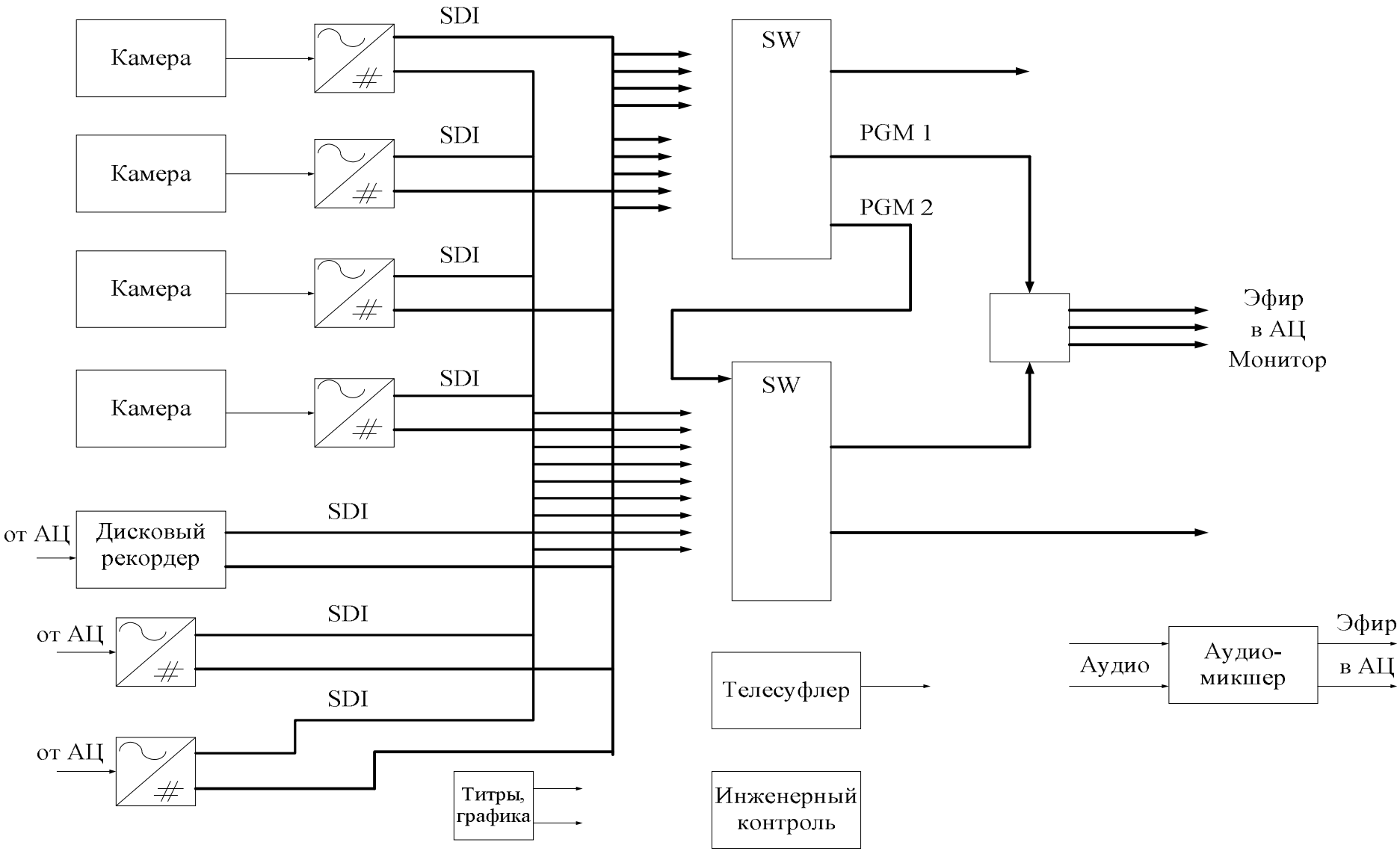


Рисунок 11.2 — Структурная схема АСБ

Звуковое оборудование также должно обеспечивать производство самых различных программ. Аудиосигналы с дискового рекордера и матрицы АЦ подключены к аудиомикшеру звукорежиссера, а как дополнительные устройства могут использоваться кассетная дека, CD-проигрыватель и другие.

В качестве системы мониторинга возможно использование полиэкранного процессора с достаточным количеством входов. Такая система может заменить мониторную стену из нескольких мониторов со всеми системами служебной индикации и контроля аудиосигналов [2].

Аппаратные видеозаписи (АВЗ) используются для записи, воспроизведения и электронного монтажа телевизионных программ. При этом в одних АВЗ производят только электронный монтаж и запись оригиналов передачи, другие АВЗ используют для записи и воспроизведения передач. В состав АВЗ входят видеомагнитофоны различных форматов (Q, C, SVHS, Betacam, Betacam SP, DVCAM, MPEG IMX, XDCAM, HDCAM и другие) пульты коммутации и дистанционного управления видеомагнитофонами, знакогенераторы и др.

Аппаратная сигналов спутниковой связи (АСС) предназначена для приема отдельных телевизионных передач, передаваемых другими странами, посредствам ИСЗ.

Центральная аппаратная – главный коммутационно-распределительный узел телецентра, предназначенный для взаимного соединения аппаратных, входящих в состав АСК, а также для сопряжения с распределительной сетью телевизионного вещания. Возможная схема ЦА приведена на рисунке 11.3.

В центральной аппаратной должно располагаться оборудование:

— видеосервер;

— дисковый массив;

— коммутационная матрица 32x32 для SDI-видео;

— коммутационная матрица 32x32 для аналогового звука;

— коммутатор Fibre Channel;

— синхрогенератор, генератор временного кода, часы эфирные, ГЦП.

Основное назначение центральной аппаратной – объединение всех технических подразделений ТВ компании в единый комплекс. Применение матричного коммутатора с достаточным коммутационным полем позволяет решить эту задачу в зоне передачи видео и звука между «некомпьютеризированными» узлами комплекса. Каждый источник подключается к определенному входу матрицы, каждый потребитель – соответственно на определенный выход. Ком-

мутатор позволяет оперативно менять конфигурацию комплекса, не производя перекоммутацию разъемов. Возможно подключение любого из выходов матрицы к любому из входов, в том числе подключение всех выходов к одному и тому же входу без нарушения при этом необходимого для видеосигналов согласования входов и выходов. Возможна привязка момента переключения к КГИ внешнего синхросигнала.

Так как видеосигнал - SDI, а звук - аналоговый, матрица должна состоять из двух коммутаторов – по видео и по звуку, но это не проблема, поскольку все производители такого оборудования учитывают это условие, и все коммутаторы звука используется в паре с любым коммутатором видеосигналов с одинаковым размером коммутационного поля. Энергонезависимая память, позволяет автоматически восстанавливать состояние коммутатора после провалов сетевого питания и сохранять часто используемую конфигурацию.

Возможность удаленного управления матрицей с помощью панелей управления (количество панелей равно количеству используемых выходов) позволяет оперативно производить коммутации с любого рабочего места и независимо друг от друга. Это могут быть локальные или выносные панели прямого доступа размером от 4x1 до 32x32. Одна панель может синхронно управлять несколькими матрицами, и, наоборот, к одной матрице можно подключить несколько панелей различных типов для организации разделённого доступа.

С помощью центральной системы управления можно выполнить тонкую настройку системы, например, закрыть для отдельных пользователей некоторые направления для исключения несанкционированного или случайного доступа. Помимо панелей управления, к коммутатору можно подключить персональный компьютер с набором специальных программ, позволяющих получить доступ ко всем ресурсам матрицы. Программы обеспечивают возможность конфигурирования коммутаторов и панелей управления, организацию синхронного или расщеплённого доступа к видео- и звуковым трактам, запоминание стандартных установок с возможностью их мгновенного вызова. Можно также организовать последовательные перекоммутации всей системы с привязкой ко времени, адресно-временному коду или внешним управляющим командам.

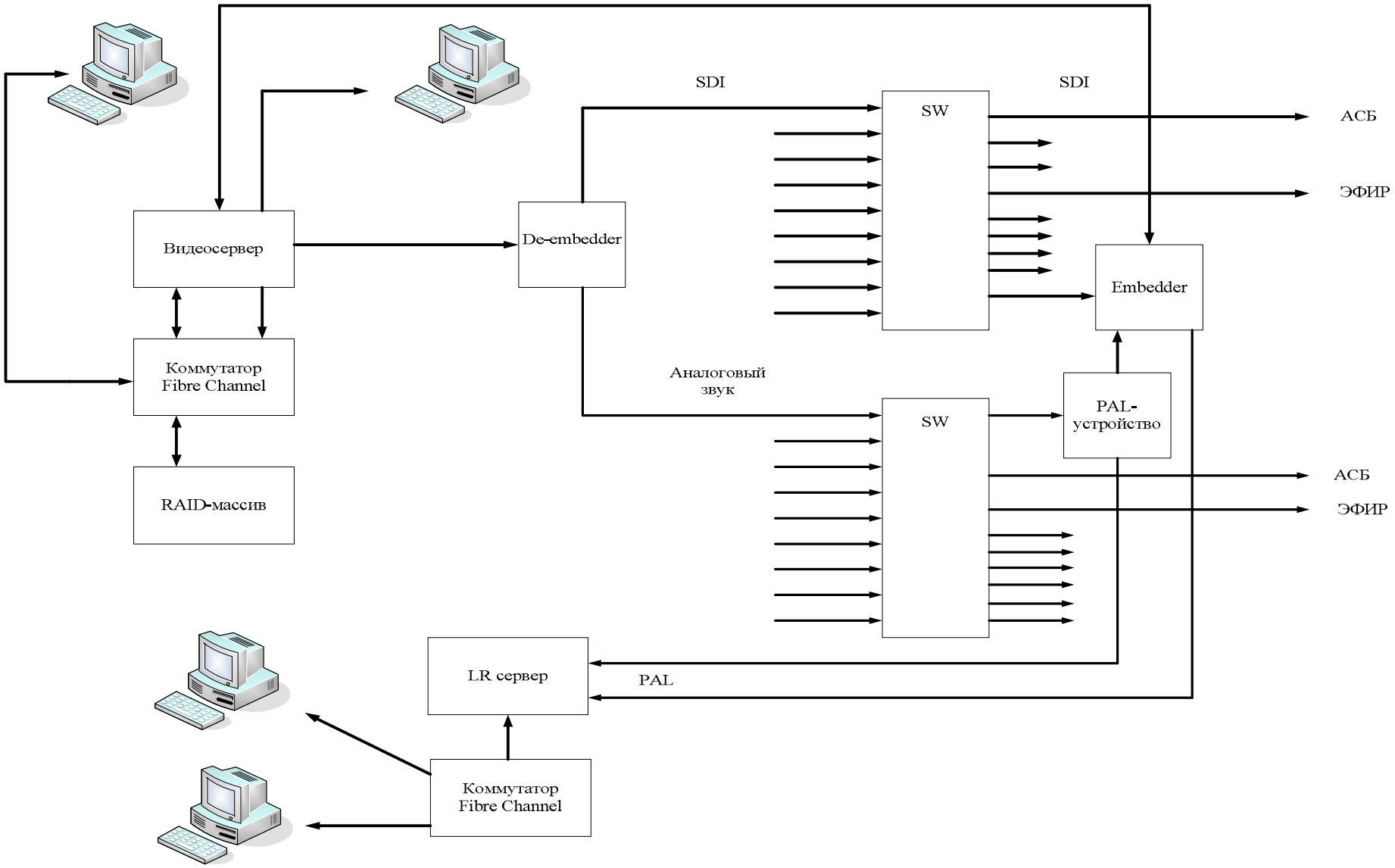


Рисунок 11.3 — Структурная схема ЦА

Видеосервер подключен к входу матрицы через устройство извлечения звука из потока SDI (de-embedder), который из цифрового потока выделяет поток звука и преобразует его в аналоговую форму. Выходы видео и звука с матрицы для записи на видеосервер объединяются через обратный преобразователь (embedder) - аналоговый звук преобразуется в цифровой и замешивается в SDI-поток видео - и подаются на вход видеосервера. Дополнительный выход PAL устройства внедрения звука можно использовать для записи сюжетов с низким разрешением на LR-сервер (одновременно с записью на основной видеосервер). Использание сети Gigabit Ethernet позволяет осуществлять предварительный просмотр записанных сюжетов и черновой монтаж прямо на рабочем месте редактора или журналиста.

Разместив в АЦ Raid-массив достаточно большой емкости и коммутатор FC switch, можно создать сеть хранения данных SAN и организовать зону файлового обмена видеосюжетов. Через коммутатор FC switch, записанная через видеосервер информация размещается в Raid-массиве в виде файлов. Установка адаптеров HBA в компьютеры позволяет обеспечить доступ к устройству хранения, различным потребителям, например, аппаратным нелинейного монтажа, находящимся на большом расстоянии от АЦ. Фрагменты видео могут быть немедленно использованы для монтажа на любой станции, и готовые сюжеты сразу же с дискового массива через видеосервер и матричный коммутатор, без лишнего копирования выдаются в эфир. Такое решение позволяет минимизировать количество видеосерверов, добавлять новые аппаратные нелинейного монтажа, обеспечить мгновенный оперативный доступ к видеоматериалам и другим данным с нескольких рабочих мест одновременно.

В центральной аппаратной логично установить синхрогенератор, генератор тестовых сигналов и "Систему студийного времени". Подключив тест-сигнал на вход матричного коммутатора можно производить контроль работоспособности и оценки практически всех основных характеристик всего видеотракта комплекса. Имеющийся встроенный звуковой генератор, дает возможность проверить звуковой тракт.

Все аппаратные аппаратно-студийного комплекса и передвижных телевизионных станций включены в систему централизованной синхронизации. Под централизованной синхронизацией АСК понимают такой режим работы, при котором обеспечивается синхронность и синфазность процессов анализа,

синтеза и обработки изображений во всех аппаратных с единым опорным сигналом [3].

Сигналы, которые попадают в центральную аппаратную, могут быть различного стандарта PAL, NTSC, реже SECAM и вида CV, YC, YUV, RGB, SDI. Но на данном этапе наиболее перспективным является цифровой интерфейс SDI (Serial Digital Interface - последовательный цифровой интерфейс), при помощи которого возможна стыковка разноформатного оборудования при наличии интерфейсных плат, поддерживающих этот стандарт. Этот интерфейс предназначен для передачи видеосигнала, четырехканального сигнала звука и сигнала временного кода видеомагнитофона по одному коаксиальному кабелю. В нем использован 10-битовый процесс.

В распределительную сеть ТВ сигнал поступает в привычном для абонента виде: стандарт SECAM 625/50.

В последнее время, на основе значительного прогресса компьютерных технологий и серверного оборудования, появились новые тенденции построения структуры телевизионных комплексов. Если такие аппаратные комплекса как студийные аппаратные изменились мало, то эфирные аппаратные выпуска программ и монтажные аппаратные изменились коренным образом.

В современных телевизионных комплексах эфирные аппаратные и монтажные аппаратные строятся на базе серверных технологий. Эту тенденцию также стимулировало и появление цифровой видеозаписи. Все это в первую очередь потребовало внедрения нового вида обмена материалами - от кассеты до сервера монтажа, и далее, до станций нелинейного монтажа – обмена на уровне файлов, избегая многократного перехода в некомпрессированный полнополосный видеосигнал SDI.

Возможны разные варианты построения структуры серверных систем современного телевизионного комплекса. Разность структур комплексов определяется также и исходными требованиями на планируемую технологию работы в данном телевизионном комплексе. Структуру телевизионных комплексов можно поделить на основных три класса:

— однопрограммные телевизионные комплексы с частичной подготовкой собственных программ и с частичной ретрансляцией готовых программ;

— многопрограммные комплексы выдачи готовых программных материалов;

— комплексы подготовки материалов для последующей их выдачи в программу в будущем.

В больших многопрограммных системах серверные системы строятся по принципу разделения серверов эфирного материала и серверов монтажа, по структуре файлов хранимого материала. Если в монтажном сервере желательно хранить материал в формате файлов, совместимом со стандартом видеозаписи и стандартом файлов совместным со структурой файлов станций нелинейного монтажа, то в эфирных серверах это не всегда правильно. Если при небольших объемах хранения видеоматериала это неважно, то в многопрограммных комплексах с большим объемом хранимого материала, готовый для выпуска программный материал целесообразно хранить в формате "транспортного" MPEG - длинные структуры GOP, что позволяет при меньших объемах хранения сохранить требуемое качество сигнала [4].

Рассмотрим обобщенную структурную схему аппаратной линейного монтажа, представленной на рисунке 11.4.

В аппаратной используются, как правило, пять видов сигналов: видео, звук, управление (двух видов), адресно-временной код и опорные синхросигналы. Основными элементами этой схемы являются видеомагнитофоны, видео- и аудиомикшер, монтажный контроллер, генератор синхроимпульсов и мониторы. Это тот минимальный набор с помощью которого можно производить какую-либо видеопродукцию.

Все остальные устройства, кроме упомянутых выше, являются дополнительными, (без них можно обойтись). На практике многие устройства совмещены в одном корпусе. Например, в монтажный контроллер могут встраиваться звуковой и видеомикшеры, а фирма Abekas выпускает комплекс Solo, в составе которого и монтажный контроллер, и видеомикшер, и генератор цифровых эффектов. Часто встречается комбинация видеомикшера с генератором эффектов.

Рассмотрим назначение отдельных устройств, а затем более подробно остановимся на каждом из них.

Профессиональные видеомагнитофоны в аппаратной делятся на исходные, для воспроизведения фрагментов записей, и, так называемые, "мастера", то есть записывающие сформированные фрагменты программ. В качестве исходных видеомагнитофонов часто используют только воспроизводящие магнитофоны (player), если таковые имеются в линейке аппаратов данного формата видеозаписи.

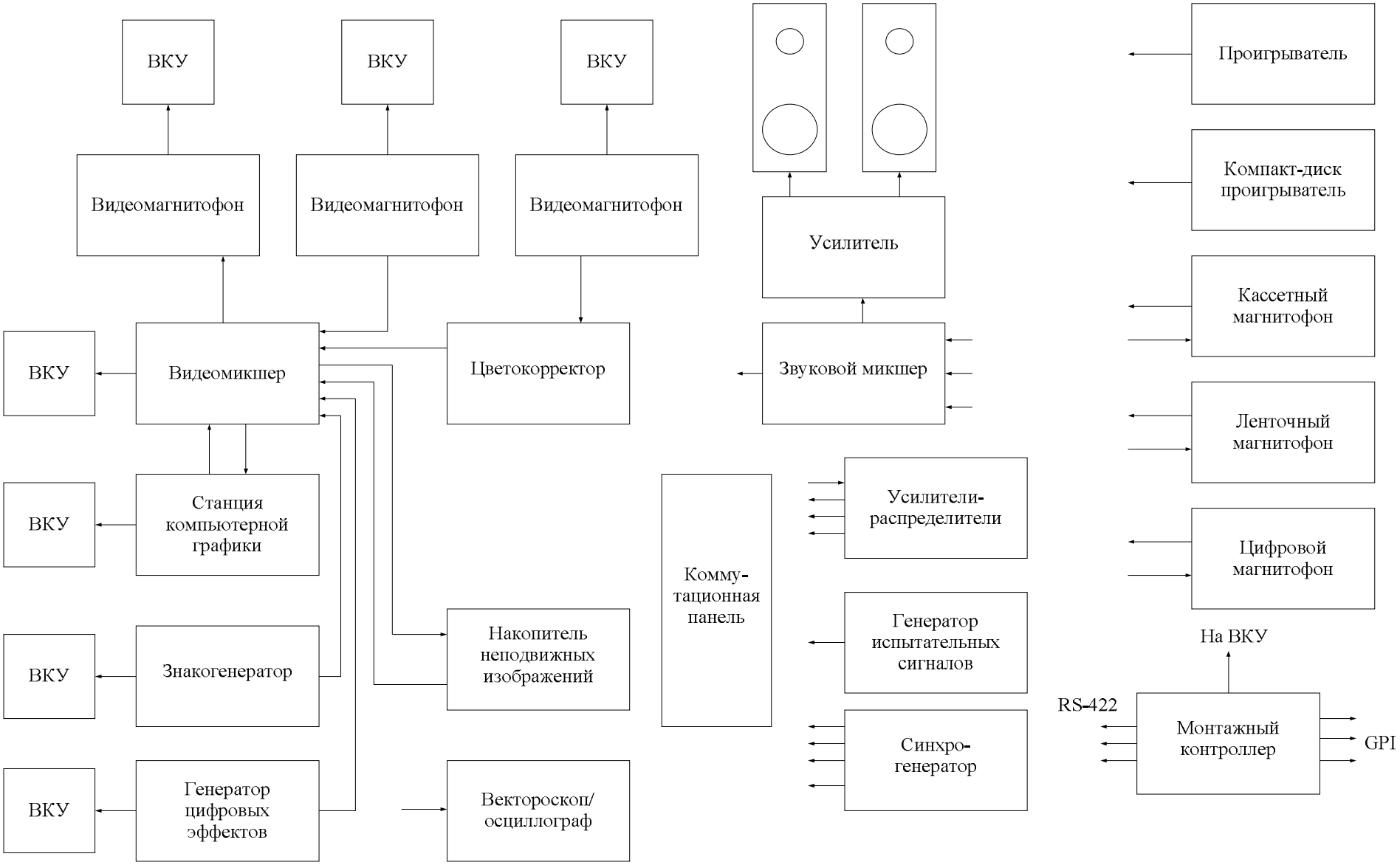


Рисунок 11.4 — Структурная схема аппаратной линейного монтажа

Одно из главных устройств, после видеомагнитофонов, - монтажный контроллер. Он управляет практически всеми устройствами в аппаратной. Существует два основных вида управления: с помощью стандартизованного интерфейса типа RS422 (или RS232) и с использованием GPI (general purpose interface) - универсального интерфейса. Некоторые устаревшие модели магнитофонов управляются специальными многоконтактными интерфейсами, где, как правило, каждой команде соответствует свой провод.

Еще одно основное устройство - видеомикшер. На него поступают сигналы со всех устройств в аппаратной, имеющих видеовыходы. В свою очередь на его выходе формируется окончательное изображение, записывающееся на ленту. Иногда видеомикшер имеет встроенные триггеры GPI для управления другими устройствами, например, генераторами цифровых эффектов, знакогенераторами, звуковыми микшерами и т.д.

В монтажной аппаратной желательно, чтобы звуковой микшер он работал под управлением монтажного контроллера, то есть синхронно с видеомикшером.

Генератор цифровых эффектов позволяет применить к изображениям различные эффекты в реальном времени. Обычно, такие генераторы подключаются в режиме петли с видеомикшером, который имеет дополнительную шину (AUX Bus - auxillialary bus) для коммутации видеосигналов на вход генератора. Если такой шины в составе микшера нет, то используют либо электронную коммутационную матрицу, либо коммутационное поле.

Знакогенераторы можно разделить на два типа. Специально разработанные устройства и устройства на базе обычных персональных компьютеров, использующих специальные видеоплаты и пакеты программ. Примером такого пакета может служить Inscriber, а плата, например, - типа Targa, она применяется для вывода на ленту компьютерной графики.

В накопителе неподвижных изображений (still store) хранятся заготовленные логотипы, разнообразные неподвижные задние планы (background), например, ландшафтные кадры, которые всегда пригодятся при монтаже, и многое другое. Кроме того, накопитель - это отдельный источник видеосигнала, что помогает при создании многоплановых композиций.

Быстродействующая двухмерная станция компьютерной графики необходима для создания небольших анимационных сюжетов или задних планов под монтаж.

Важное место в аппаратной занимает генератор опорных синхросигналов (sync pulse generator - SPG). Существуют модели синхрогенераторов, совмещенные с генераторами испытательных телевизионных сигналов (TSG - test signal generator). При использовании в аппаратной разноформатных видеомагнитофонов, компонентных и композитных сигналов необходимо использовать испытательный генератор и осциллограф, работающие с обоими типами сигналов. К ним надо добавить видео- и аудиоусилители-распределители, коммутационные панели или матрицы [15].

Приведем несколько вариантов монтажных линеек, построенных с использованием интерфейса IF-FXE2 и монтажных контроллеров Sony BVE-2200 и Panasonic AG-A850.

Вариант 1, схема которого изображена на рисунке 11.5, представляет собой монтажную линейку, объединяющую видеооборудование форматов S-VHS и DV/DVCAM. В качестве S-VHS плейера и рекордера применены аппараты Panasonic AG-8600 и PVW-2800 соответственно, в качестве цифрового видеомагнитофона - Sony DSR-45AP (DV) или Sony DSR-30P (DVCAM).

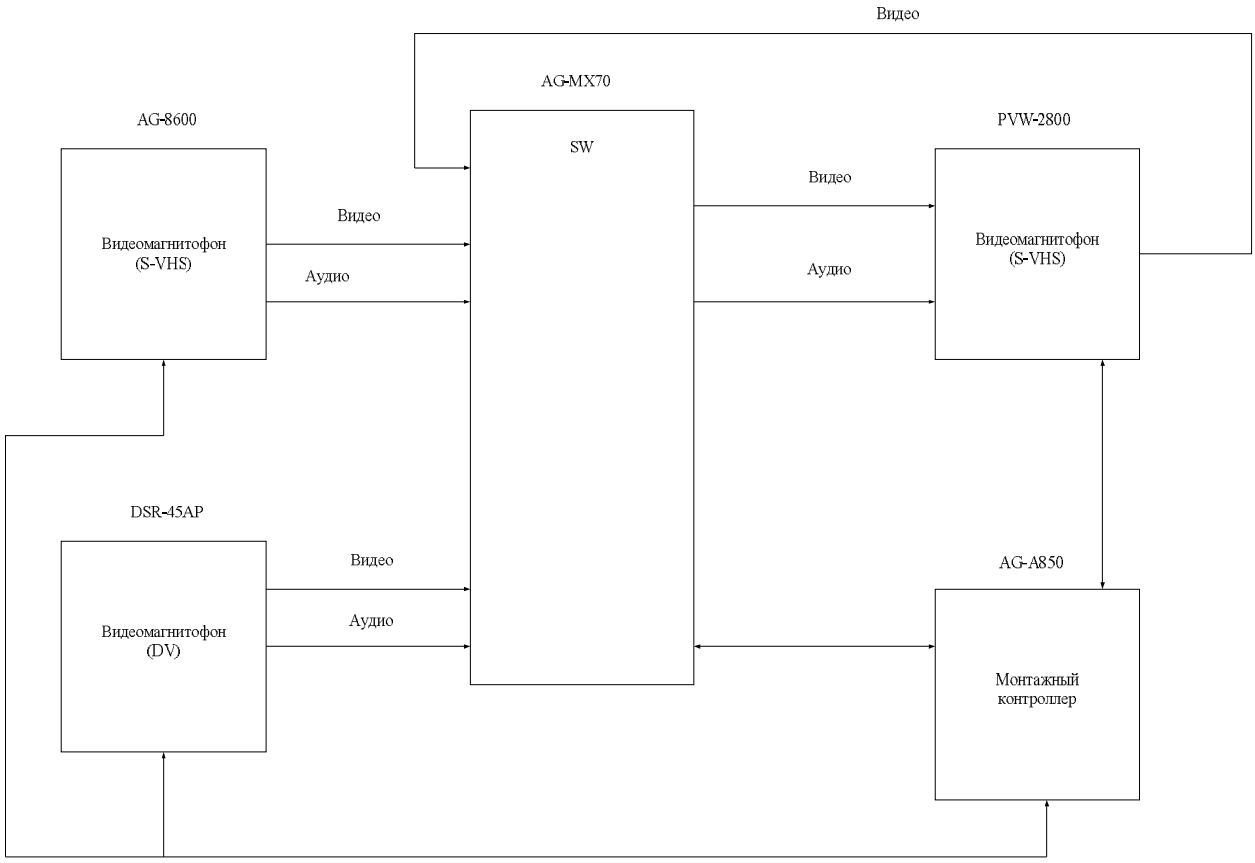


Рисунок 11.5 - Монтажная линейка с использованием видеооборудования форматов S-VHS и DV/DVCAM

В линейке использован видеомикшер Panasonic AG-MX70. Наличие у него собственного аудиотракта позволяет обойтись без отдельного аудиомикшера.

Монтажный контроллер Panasonic AG-A850 является пятипостовым, и это дает хорошую возможность для развития данной линейки: к ней можно добавить еще до 2-х плейеров, возможно других форматов, что расширит ее возможности.

Варианты 2 и 3, приведенные на рисунке 10.3, представляют собой пример интеграции видеомагнитофонов формата DV или DVCAM с оборудованием Betacam SP.

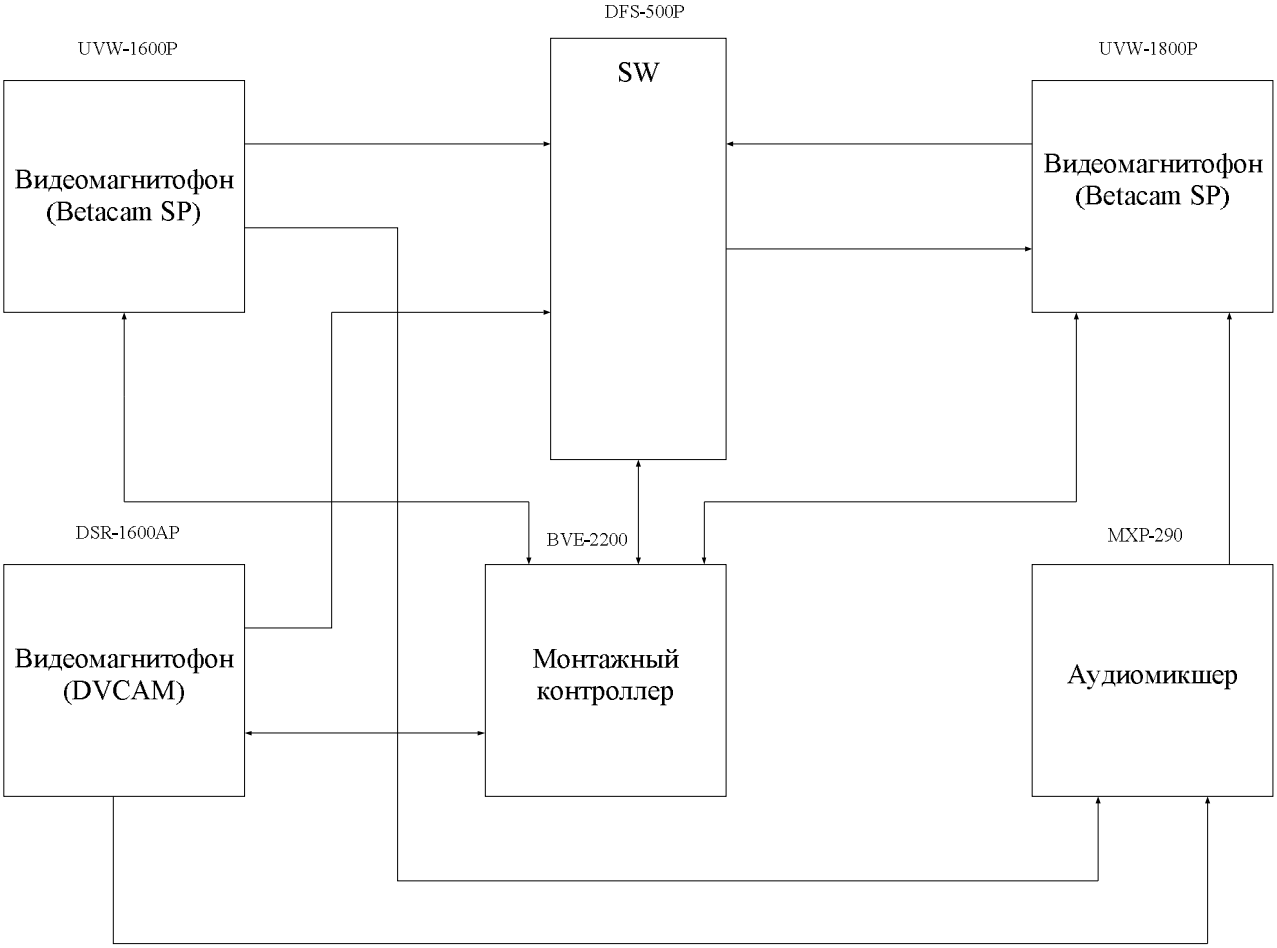


Рисунок 11.6 — Монтажная линейка с использованием видеомагнитофонов формата DV или DVCAM и оборудования Betacam SP.

Схема вариантов в основном аналогична схеме варианта 1 с тем отличием, что в ней использован отдельный аудиомикшер Sony MXP-290 с управлением от монтажного контроллера Sony BVE-2200. В качестве видеомикшера применен хорошо известный DME-свитчер Sony DFS-500P, обладающий большим набором различных 2D и 3D видеоэффектов. Единственным отличием

предложенных вариантов является тип используемых видеомагнитофонов формата Betacam SP: вариант 2 построен на основе простых и относительно недорогыих аппаратов серии UVW, а в варианте 3 применены более дорогие аппараты серии PVW (PVW-2650P и PVW-2800P), обладающие более высокими характеристиками [16].

11.2 ПОДГОТОВКА ТВ ПРОГРАММ

Электронный монтаж программ является одним из основных этапов подготовки телевизионных программ. Виды монтажа программ:

- предварительный монтаж записанных фрагментов программ;
- линейный монтаж программ;
- нелинейный монтаж программ;
- внутрикадровый монтаж программ.

Предварительный монтаж фрагментов программ осуществляется на месте съемок с помощью портативных монтажных устройств (Laptop) или в специальных аппаратных, что позволяет значительно сократить стоимость создаваемых программ и время для их подготовки.

Линейный монтаж осуществляется на видеомагнитофонах в масштабе реального времени и бывает двух видов:

- в режиме "продолжение" (assemble), при котором один фрагмент записываемой программы непрерывно продолжается другим фрагментом;
- в режиме "вставка" (insert), при котором первый фрагмент временно прерывается, вставляется второй, а затем снова продолжается первый.

Нелинейный монтаж осуществляется с помощью цифровых устройств, в которых предварительно запоминаются фрагменты монтируемой программы, а затем производится монтаж. Он может осуществляться как в реальном, так и в нереальном времени, так как при нелинейном монтаже обычно не производится физическая перезапись фрагментов программы, а только изменяется последовательность их адресов.

Внутрикадровый монтаж - монтаж, при котором изменяются фрагменты кадра (масштаб, геометрическое расположение и т.д.). Он осуществляется с помощью цифровых устройств, в память которых предварительно вводятся монтируемые кадры.

Во время монтажа могут вводиться различные спецэффекты, титры, рекламные вставки и другая дополнительная информация в соответствии с творческой концепцией автора и режиссера.

Для проведения монтажных работ при любых видах монтажа необходимо выполнить как минимум два условия. Во-первых, необходимо знать содержание монтируемых фрагментов программы. Во-вторых, с точностью до кадра знать начало и конец каждого фрагмента.

Эти требования в большинстве случаев выполняются путем кодирования каждого кадра с помощью адресно-временного кода АВК (Time code, стандарт IEC 461 [12]). Согласно рекомендации каждому кадру присваивается номер, время его появления в телевизионном сигнале и вводится дополнительная информация потребителя (User bite).

Согласно стандарту IEC 461 АВК при подготовке исходных материалов к монтажу либо записывается на продольную звуковую дорожку (LTC), либо вводится в интервал кадрового гасящего импульса (VITC).

С помощью АВК можно точно разметить начало и конец фрагментов программы, а с помощью бит потребителя получить необходимую информацию о содержании программ.

Монтажные аппаратные комплектуются видеомагнитофонами, плеерами, монтажными рекордерами, монтажными контроллерами, видеомикшерами и аудиомикшерами и коммутаторами.

Выбор оборудования определяется избранной технологией монтажа программ и качеством телевизионных программ, создаваемых телекомпанией.

Предварительный монтаж

Предварительный линейный монтаж может проводиться как на аналоговом, так и на цифровом оборудовании. Если монтаж проводится на месте съемки, то обычно используют видеокамеру и портативный видеомагнитофон того же формата записи, какой используется в видеокамере. При этом портативный видеомагнитофон должен иметь встроенную систему монтажа (монтажный рекордер), а видеомагнитофон видеокамеры (записывающий плеер) - дистанционное управление (RS-232 или RS-422).

Способ соединения плеера с рекордером во многом определяет качество смонтированного материала. Если используется аналоговая аппаратура формата S-VHS, а стык выполнен по композитному сигналу PAL, то качество даже 2-й копии получается низким. Предпочтительнее - компонентный стык (S-video), так как при этом число перезаписей можно увеличить до трех

Если используется аналоговая аппаратура формата Betacam SP, то наиболее высокие результаты получаются при использовании трехкомпонентного стыка (Y, Pr, Pb). В этом случае число перезаписей может достигать пяти и более.

При использовании цифровых видеомагнитофонов стык должен выполняться с помощью цифровых интерфейсов (IEEE 1394, SDI). В этом случае число перезаписей не ограничено, а качество изображения и звука практически не зависит от того, какая копия будет в дальнейшем использоваться для подготовки программ.

Предварительный монтаж значительно упрощается, если использовать портативные монтажные системы типа Laptop. Они представляют собой два ЛПМ, объединенных конструктивно в одном кейсе. Общий электронный блок, объединенная панель управления и два плазменных дисплея создают большие удобства для проведения линейного монтажа в полевых условиях.

Портативные монтажные системы в основном выпускаются с цифровыми видеомагнитофонами, работающими на кассетах с лентой шириной 6,3 мм.

Предварительный монтаж значительно упрощается при использовании технологии Clip Link. Смысл этой технологии заключается в том, что непосредственно в момент съемки видеокамерами (например, формата DVCAM) в памяти кассеты фиксируется информация, которая в дальнейшем используется для монтажа программ. Для этого кассета имеет специальный микрочип. В память вносятся упрощенные картинки начала каждого сюжета, номера сюжетов, АДВК начала и конца фрагмента.

Во время съемки накопление индексных изображений происходит во внутренней памяти видеокамеры, а по окончании съемки эти изображения сохраняются на магнитной ленте в последних 7 кадрах кассеты. В одном кадре помещается 32 индексные картинки. В кассете с чипом на 16 Кбит сохраняется информация о 198 картинках. При установке видеокассеты в монтажную систему вся информация автоматически переносится в память монтажной системы и выводится на дисплей, что значительно упрощает поиск фрагментов для последующего монтажа.

Линейный монтаж в стационарных аппаратных

Для линейного монтажа применяются аналоговые и цифровые видеомагнитофоны практически всех существующих форматов записи.

Требования к стыковке оборудования в монтажных аппаратных такие же, как указано выше. Наихудшие результаты дают композитные аналоговые стыки. Для аналоговой аппаратуры формата Betacam SP предпочтительнее компонентный стык (Y, Pr, Pb). Причем требования к стыкам сохраняются не

только к видеомагнитофонам, но и к видеомикшерам, коммутаторам и др. телевизионному оборудованию, входящему в технологические цепочки.

При линейном монтаже программ значительная часть времени уходит на вспомогательные операции, такие, как поиск начала монтируемого фрагмента, перемотка кассет после монтажа, репетиция, при которой уточняются монтажные точки, и т.д. Для выполнения этих операций в состав аппаратных вводятся видеомагнитофоны, которые позволяют выполнить часть работ во время основных режимов монтажа.

Обычно в состав монтажной аппаратной для линейного монтажа программ включают два плеера, видео- и аудиомикшеры, монтажный рекордер и коммутатор. Наличие двух плееров позволяет реализовать режим A/B-roll.

Если в состав аппаратной для линейного монтажа программ включается оборудование аналоговых и цифровых форматов записи, то, как правило, в качестве монтажного используется цифровой видеомагнитофон.

Это связано с тем, что при монтаже на цифровом магнитофоне можно многократно переписывать те или иные фрагменты монтируемой программы практически без потери качества изображения или звука.

Для передачи цифровых телевизионных и звуковых сигналов при линейном монтаже программы необходимо использовать во всем оборудовании монтажной аппаратной цифровые интерфейсы. Только в этом случае можно получить качество изображения и звука готовой программы на уровне II-й группы качества по ОСТ 58-23 [13].

Составление программы монтажа и основные приемы проведения линейного монтажа

Состав и сложность программы монтажа, определяющей всю его технологию, зависит от ряда факторов:

— содержание монтируемой программы (творческий замысел);

—наличие в монтажной аппаратной соответствующего оборудования;

— квалификация обслуживающего персонала.

Простые монтажные аппаратные, содержащие плеер, рекордер, монтажный пульт или контроллер, позволяют выполнить сравнительно простой последовательный монтаж фрагментов программы. Для его выполнения составляется простой лист монтажных решений (ЛМР), содержащий список фрагментов с указанием кода их начала и конца.

Последовательность фрагментов должна точно соответствовать последовательности будущего монтажа, а суммарная длительность соответствует длительности программы в реальном масштабе времени. Обычно эта операция выполняется в компьютере.

При необходимости выполнения более сложного творческого проекта используются монтажные аппаратные с несколькими постами (рекордер, 2 - 3 плеера, монтажный пульт, оборудование для создания и ввода спецэффектов, титров и т.д.).

Принцип составления программы линейного монтажа, т.е. составление ЛМР с применением АВК, сохраняется прежним. При сложном линейном монтаже с применением нескольких плееров и автоматизированной монтажной системой может использоваться предварительный монтаж "по копиям".

Для этого с выбранных для монтажа мастер-кассет предварительно записываются технические кассеты со всеми необходимыми для данного проекта фрагментами программы. Так как линейный монтаж осуществляется путем последовательной перезаписи всех фрагментов, то составляется их перечень с обязательным указанием значений АВК для начала и конца фрагмента. Затем производится предварительный линейный монтаж "по копиям" (часто на вспомогательном оборудовании). В процессе монтажа уточняются точки монтажных склеек, более точно подбираются сюжеты и фрагменты звукового сопровождения. Затем производится монтаж. После просмотра смонтированной программы адреса монтажных склеек вносятся в ЛМР и компьютер.

ЛМР позволяет рассчитать длительность монтажа программы в реальном масштабе времени. На ЛМР отображаются вводимые в процессе монтажа спецэффекты, стоп-кадры, режимы замедления или ускорения, расстановка титров, заставок, введение рекламы и т.д. При расчете времени линейного монтажа нужно учитывать, что перед каждой монтажной склейкой в течение 5 - 7 сек. происходят предустановки видеомагнитофона для обеспечения входа в синхронный режим плеера и рекордера.

При расчете общей длительности монтажа программы необходимо учитывать время следующих технологических операций:

— перезапись фрагментов, составляющих программу;

— поиск фрагментов, записанных на кассете;

— перемотка смонтированных кассет;

— просмотр точек склеек и отдельных фрагментов программы и т.д.

В результате фактическое время, затраченное на монтаж в аппаратной, значительно превышает длительность смонтированной программы.

Несколько сокращается основное время монтажа при использовании режима A/B-roll. Он позволяет за один проход рекордера последовательно смонтировать два фрагмента с двух плееров: во время монтажа на паре рекордер-плеер по команде с монтажного пульта запускается второй плеер, который автоматически входит в синхронизм с монтажной парой. По окончании записи первого фрагмента с плеера N 1 рекордер записывает второй фрагмент с плеера N 2.

Основными преимуществами линейного монтажа являются:

-сегодня в журналистской практике запись в основном производится на ленточные носители, и при большом количестве исходного материала линейный монтаж осуществляется быстрее, так как не надо тратить время на преобразование аналоговой информации в цифровой вид.

- при покадровой отработке монтажного листа легче уложиться в хронометраж передачи, убрав или вставив нужный фрагмент.

Нелинейный монтаж осуществляется на базе специализированных компьютерных систем. При этом черновые видеоматериалы сначала заносятся " в компьютер", а затем производятся монтажные процедуры. Если исходный журналистский материал записывался на камеру с жестким диском, к нелинейному монтажу можно приступать сразу по окончании съемки, т. е. видеофрагмент, загружается на винчестер. После этого начинается непосредственно сам монтаж, во время которого возможен мгновенный доступ к любому сюжету из оцифрованного видеоматериала и моментальное воспроизведение отобранных фрагментов в произвольном порядке. При нелинейном монтаже легко добиться покадровой точности стыковки фрагментов. Поскольку нет необходимости в физической перемотке видеоленты при позиционировании на начало нужной части, как при линейном монтаже, то эту работу можно делать очень быстро, буквально в считанные минуты. Современные компьютерные программы-видеоредакторы открывают просто неограниченные возможности при нелинейном монтаже.

При цифровой технологии число циклов перезаписей не должно превышать 20 раз. Примерный объем памяти для записи одночасовой передачи эфирного

качества составляет 13-18 Гбайт в зависимости от используемого формата записи/компрессии сигналов.

Достоинства:

- отсутствие контактных и структурных шумов, так как операция перезаписи отсутствует.

- прямой доступ к любому месту видеосюжета.

- низкая стоимость аппаратуры.

- относительная легкость выполнения операции из-за возможности визуального контроля на мониторе.

- возможность многоразового возврата к монтажу.

Недостатки:

- большое время оцифровки видеосигнала в случае применения ленточных носителей;

- временные затраты на обратное преобразования сигнала в аналоговый вид;

- трудность работы с большим количеством исходного материала из-за ограниченности дискового пространства видеосервера;

- в случае выхода из строя практически любого компонента компьютера или ПО, невозможность дальнейшей работы без ремонта;

- последовательное выполнение технологических операций.

Гибридный монтаж

Гибридный монтаж сочетает в себе достоинства первых двух (нелинейная видеомонтажная система выступает в роли видеоисточника). Недостаток - как правило, более высокая цена [14].

Аппаратная видеомонтажа представляет собой достаточно сложный объект, поэтому классифицировать ее можно по нескольким признакам.

По количеству постов (пост — устройство видеозаписи или воспроизведения) АВМ можно разделить на три группы:

- двухпостовая АВМ**.** Основой такой АВМ являются два аппарата – видеомагнитофон и видеоплейер. Такая АВМ позволяет выполнять монтаж на “прямых склейках” (cut-редактирование). Если в ее состав входит видеомикшер, то на такой АВМ можно выполнять A-roll монтаж (переход с отмеченного кадра на видеомагнитофоне на отмеченный кадр на видеоплейере с использованием эффекта, но при этом переход производится через стоп-кадр рекордера). Полноценный A/B-roll монтаж с использованием

видеомикшера на двухпостовой АВМ можно выполнять только при условии наличия функции Pre-Read у рекордера.

- трехпостовая АВМ. Основой такой АВМ являются три аппарата – видеомагнитофон и два видеоплейера, и обязательно присутствует видеомикшер. Такая АВМ позволяет выполнять полноценный A/B-roll монтаж.

- многопостовая АВМ. Такие аппаратные могут включать в себя несколько видеомагнитофонов и видеоплейеров, наличие видеомикшера так же обязательно, как и для трехпостовой АВМ. Они позволяют выполнять монтаж практически любой сложности. Обычно такие АВМ являются еще и мультиформатными.

По количеству форматов видеозаписи все многообразие АВМ можно разделить на две группы:

- одноформатные АВМ. Такие АВМ содержат видеомагнитофоны и видеоплейеры одного формата видеозаписи (например Betacam SP);

- многоформатные или мультиформатные АВМ. Такие аппаратные содержат в своем составе видеоплейеры разных форматов видеозаписи.

По типу видеосигнала АВМ можно разделить на цифровые, аналоговые и смешанные.

Цифровые АВМ могут быть скоммутированы:

- по SDI (последовательный цифровой интерфейс);
- по PDI (параллельный цифровой интерфейс);
- по интерфейсу IEEE 1394 (FireWare).

Аналоговые АВМ могут быть скоммутированы:

- по компонентному видеосигналу (YUV, Y\Pr\Pb, RGB);
- по сигналу S-Video (Y/C);
- по полному телевизионному сигналу (Composite, CVBS).

В смешанных АВМ используются и цифровые и аналоговые видеосигналы.

Посты (видеомагнитофоны и видеоплейеры) в АВМ могут управляться по интерфейсам RS-422A, RS-232, Panasonic 5 pin, LANC, i-Link, IEEE 1394.

Аппаратные нелинейного монтажа подразделяются по классу на профессиональные, полупрофессиональные, вещательные. Они отличаются качеством технических характеристик, производительностью системы и набором функций.

Также аппаратные нелинейного монтажа подразделяются на автономные и системные. Автономные имеют возможность ввода-вывода видеоинформации в компьютер, с использованием видеомагнитофонов различных форматов, звуковых пультов и другого телевизионного оборудования, позволяющего, с учётом местных условий телекомпании, полностью смонтировать готовую программу. Системные объединены в комплекс, каждая аппаратная выполняет свою функцию, например одни только для ввода, другие только для монтажа, третьи для перезаписи на ленту. Все объединены в общий технологический комплекс-процесс, например News Room.

Автономные и системные можно подразделить на наличие – отсутствие плат или внешних блоков для оцифровки и их типам. Например: аппаратная нелинейного монтажа с внешним блоком ADVC 1000 фирмы CANOPUS. Или аппаратная нелинейного монтажа на основе платы RTX 100 MATROX.

Далее, аппаратные нелинейного монтажа можно подразделить по применяемой операционной системе, типу рабочей монтажной программы на базовой станции. Например, Windows, MAC, Linux и т.д., ADOBE PREIMERE, FINAL CUT, EDIUS и др. и их версиям.

Наконец, по оригинальному, авторскому (фирменному) изделию, с готовым комплексом решений под ключ.

Раздел 12

СТЕРЕОСКОПИЧЕСКОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

- ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ СТЕРЕОЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ
- СПОСОБЫ И УСТРОЙСТВА ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СТЕРЕОИЗОБРАЖЕНИЙ

◄ К содержанию

12.1 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 приходятся 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 12.1), при которой два объекта Q и Q′ воспринимаются зрительным анализатором смещенными по глубине:

$$\delta = \alpha' - \alpha . \qquad (12.1)$$

Порог глубинного зрения δ, значение которого составляет 10…20 угловых секунд, зависит от продолжительности наблюдения, яркости фона, контрастности объектов и их размеров.

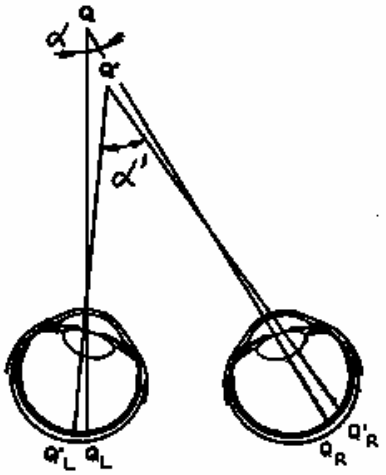


Рисунок 12.1 – Механизм стереоскопического восприятия

Радиус стереоскопического зрения r_0 прямо пропорционален глазному базису b_0 и обратно пропорционален порогу глубинного зрения δ:

$$r_0 = b_0 / \delta, \tag{12.2}$$

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 *П* показывает, во сколько раз увеличивается объемность изображения рельефной натуры при наблюдении оптическим прибором по сравнению с наблюдением непосредственно глазами.

$$П = \gamma \cdot b / b_0, \tag{12.3}$$

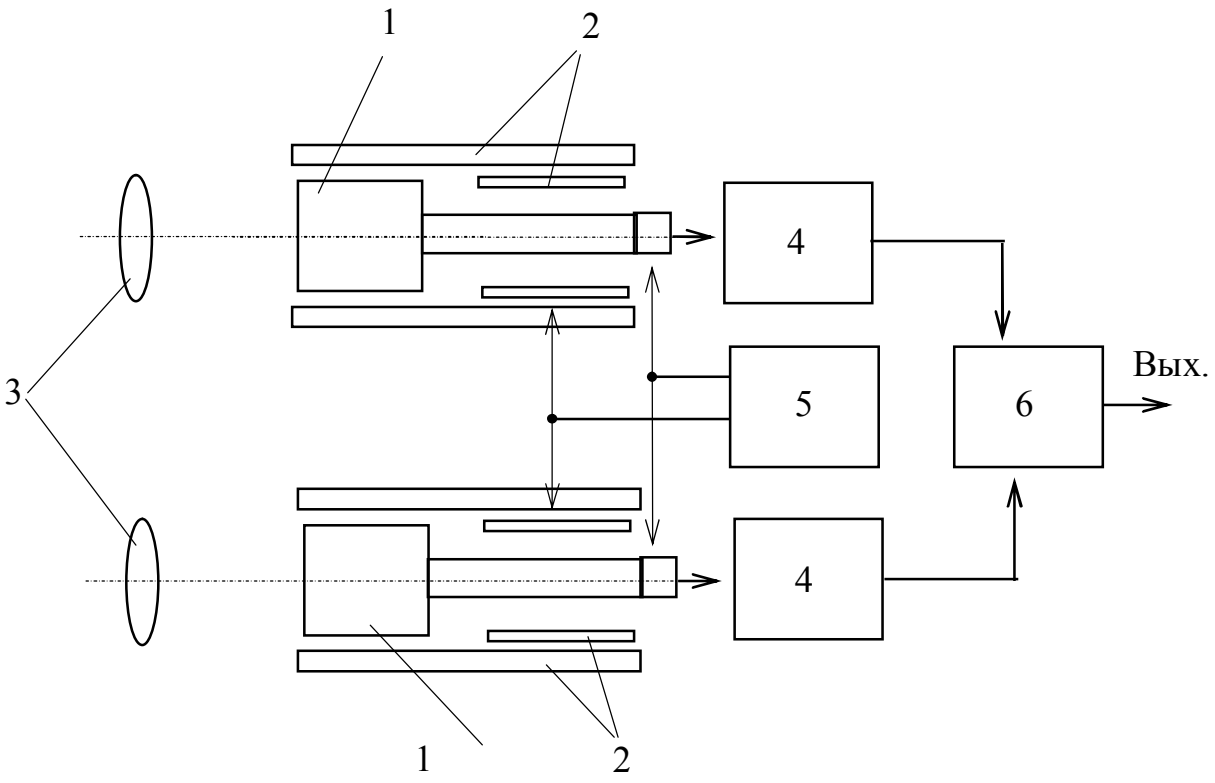
где b – базис прибора;

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 12.2). 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.

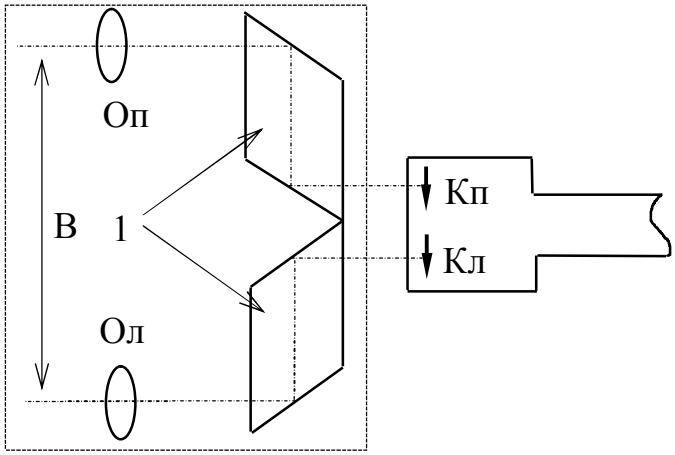
Стереокамеры могут быть выполнены и на одной передающей трубке. Однотрубчатая стереокамера может быть получена из обычной ТВ камеры, в которой объектив заменяется стереоскопической насадкой (рисунок 12.3).

Стереоскопическая насадка может быть зеркальной или призменной. При этом предпочтение, обычно, отдают призменным насадкам, т.к. параллельность граней призмы и их наклон к оптической оси задается при изготовлении и не требует дальнейшей юстировки. Кроме этого, призменная насадка позволяет регулировать базис передачи (съемки).



1 – передающие трубки
2 – системы фокусировки и отклонения
3 – объективы
4 – предварительные усилители видиосигналов
5 – устройство развертки и синхронизации
6 – блок коммутации видеосигналов правого и левого изображений

Рисунок 9.2 – Двухтрубочная стереокамера



1 – стереоскопическая насадка
Оп (Ол) – правый (левый) объектив
В – базис съемки

Рисунок 9.3 – Однотрубочная стереокамера

Кроме перечисленных выше способов формирования изображения стереопары на одной мишени, разработаны стереокамеры с призменным 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 не-

возможно передать по стандартному ТВ каналу. Поэтому используют либо временное уплотнение 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 смешения цветов (явление бинокулярного смешения цветов заключается в том, что при раздражении сетчаток каждого глаза в отдельности разными цветами возникает ощущение третьего, нового цвета). Бинокулярное смешение 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 разделением 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:

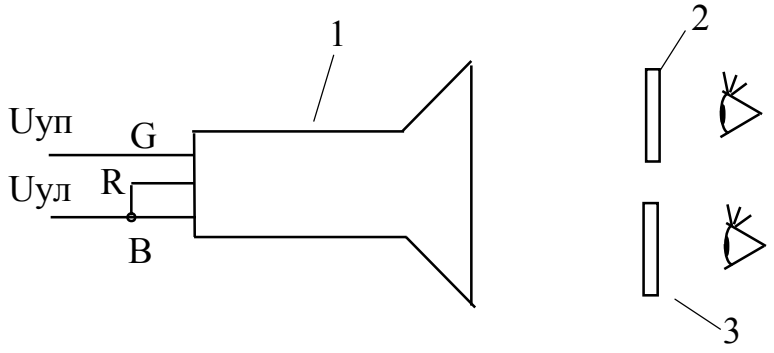
- устройства отображения с анаглифическими фильтрами;
- устройства отображения с поляроидными фильтрами;
- устройства отображения обтюрационного типа.

Устройства отображения с оптическими растрами для получения стереоизображения не требует 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.

12.2 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 12.4).



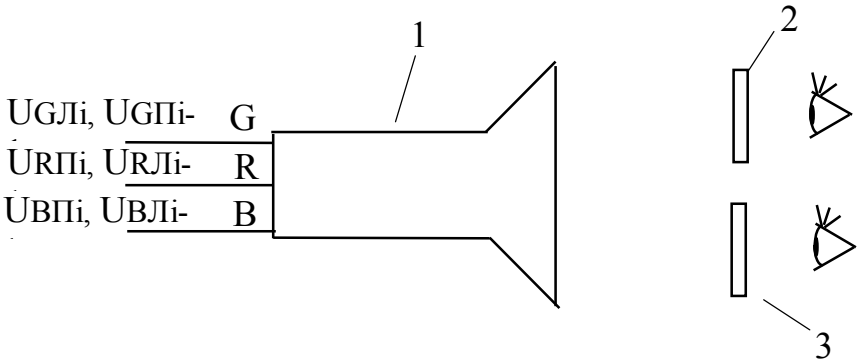
1 – цветной кинескоп
2 – зеленый светофильтр
3 – пурпурный светофильтр

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 наблю-

даться 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 смешение 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 12.5). Недостаток данного способа получения анаглифа – относительная сложность очков и необходимость подачи на них сигнала управления светофильтрами.

Обтюрационный 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

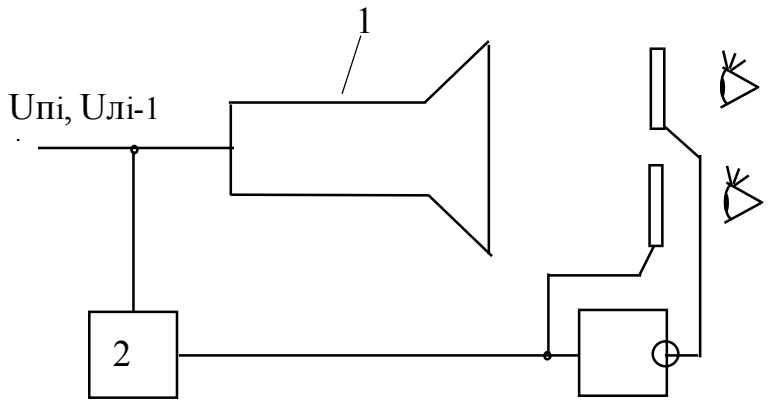


1 – цветной кинескоп
2, 3 – переключаемые зеленый и пурпурный светофильтры
i – номер поля

Рисунок 9.5 – Устройство отображения с анаглифической селекцией для цветной стереосистемы

зрителя попеременно затемняется обтюраторами – оптическими затворами (светоклапанными устройствами), расположенными на очках зрителя (рисунок 12.6). 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 возбуждения 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 растра. В этом случае экран кинескопа предлагается прикрывать чередующимися горизонтальными полосками из поляроидов с ортогональными плоскостями (противоположными направлениями) поляризации. При этом строки телевизионного растра, 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 растра. 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.

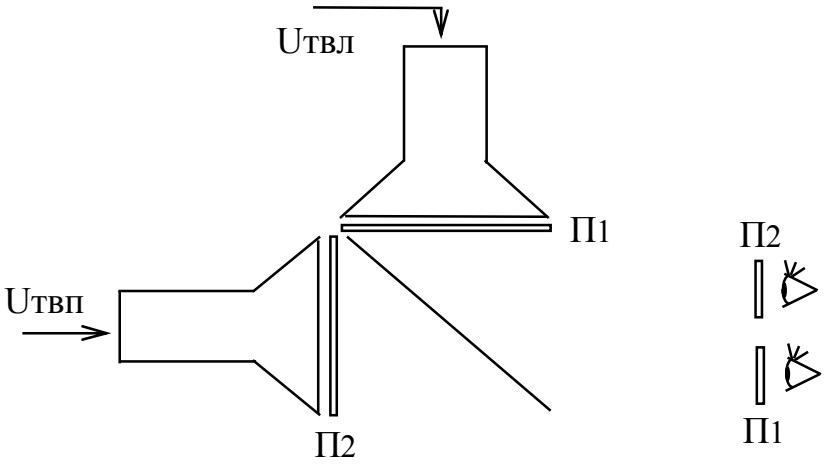


Рисунок 9.7 – Устройство отображения на двух кинескопах с поляроидами

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 12.7). 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 отьюстировано 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 изображений. Для этих целей в состав устройства отображения вводятся блоки памяти и интерполяторы.