



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Facultad de Estudios Superiores Aragón.

H D T V.

T E S I S

**QUE PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE:
INGENIERO MECÁNICO ELÉCTRICO.
ÁREA: ELÉCTRICA ELECTRÓNICA.**

PRESENTAN:

GUILLERMO MORALES HERNÁNDEZ.

ROBERTO RAMÓN ORTEGA REYES.

**ASESOR DE TESIS:
PRÓCORO PABLO LUNA ESCORZA.**

MEXICO, D.F.

SEPTIEMBRE DE 2010.





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

DEDICO ESTA TESIS:

A mi Familia, Amigos y a mi Novia

AGRADECIMIENTOS

Durante el proceso de elaboración de esta tesis hubo personas que colaboraron de manera directa e indirecta y a las que quiero agradecerles lo que de ellas he recibido.

Les doy las gracias a mis padres María del Socorro Hernández Sandoval y Guillermo Morales Camacho por haberme enseñado que con esfuerzo y dedicación todo se puede conseguir. A mi hermano cesar por ser mi pilar y ejemplo de vida.

Gracias a mis amigos: la güera, el Chango, el Saya, Gallegos, El chino, Chava y Ruth por enseñarme que una buena amistad se logra a través del tiempo y de la honestidad.

A mis Profesores y en especial a mi asesor Ingeniero Pablo Luna Escorza que es un ejemplo de compromiso con sus alumnos.

A mi Amigo Ramón por demostrarme que la amistad y el trabajo se pueden conjugar.

Por último gracias a mi novia keyko por estar a mi lado, apoyarme en todas mis decisiones y lograr que el diseño e imágenes de esta tesis sean excelentes.

Guillermo Morales Hernández

DEDICO ESTA TESIS:

A mis Padres, Familia y a mi Esposa.

AGRADECIMIENTOS

Mi agradecimiento a XEIPN Canal-11. Institución en la cual trabajo, que me brindo la oportunidad de desarrollarme profesionalmente; y por medio de su programa de capacitación dejarme adquirir el conocimiento plasmado en este trabajo de tesis.

Para El ing. Pablo Luna Escorza, por el apoyo recibido durante el desarrollo de este trabajo.

Agradezco a mis padres **Roberto** y **Hermelinda**, la educación que me han dado, sin la cual, no habría sido posible seguir el camino que me ha llevado hasta la culminación de esta tesis.

Para mi Esposa **Alejandra**, a ella especialmente le dedico esta Tesis. Por su paciencia, por su comprensión, por su empeño, por su fuerza, por su amor, por ser tal y como es, ... porque la quiero.

A mis hermanos y tíos, de los cuales siempre recibí su apoyo.

Finalmente, a todas aquellas personas, colegas y amigos que me brindaron su apoyo, tiempo e información para el logro de mis objetivos.

A todos ellos,

Muchas gracias de todo corazón.

Roberto Ramón Ortega Reyes.



INDICE DE TESIS

INTRODUCCIÓN

OBJETIVO

CAPITULO I SISTEMA ANALOGICO DE TV

1.1 HISTORIA DE LA TELEVISION HISTORIA DE LA TELEVISION	1
1.2 FUNDAMENTOS DE LA SEÑAL DE VIDEO	2
1.2.1 Las Características De La Luz Visible	2
1.2.2 La Percepción de la Luz.	3
1.2.3 La Percepción de los Detalles Finos	4
1.3 PROPIEDADES DE IMAGEN.	5
1.3.1 Cuadro de imagen.	5
1.3.2 Elemento de imagen.	5
1.3.3 Barrido horizontal y vertical.	6
1.3.4 frecuencias de barrido horizontal y vertical.	7
1.3.5 Líneas por cuadro.	7
1.4 INFORMACION DE LA SEÑAL DE VIDEO.	8
1.4.1 Frecuencia de campo y cuadro.	8
1.4.2 borrado y sincronía horizontal.	8
1.4.3 Borrado y sincronía vertical.	9
1.5 LA SEÑAL DE TELEVISIONA COLOR.	9
1.5.1 Colores primarios y colores complementarios	10
1.5.2 Crominancia	12
1.5.3 Propiedades de la luminancia	13
1.5.4 Multiplexaje analógico	13
1.5.5 Señal I y Q	14
1.5.6 Modulación del I,y Q	16
1.5.7 Matiz y saturación en la señal C	16
1.6 SEÑALES A-Y, R-Y, V-Y.	18
1.7 LUMINANCIA Y CROMINANCIA	21
1.8 FUNDAMENTOS DE AUDIO ANALÓGICO.	26
1.8.1 Nivel de Presión Sonora (SPL).	26
1.8.2 Niveles de señales eléctricas y unidades de medición.	26
1.8.3 Medición de Fase Mediante el Monitor de fase de Audio.	28
1.8.4 Monitoreo de Niveles de Audio.	29
1.9 TRANSMISORES DE TELEVISION.	30



1.9.1 Componentes de un transmisor de TV.	31
1.9.2 Excitador de Video	31
1.9.3 Excitador de Audio	37
1.9.4 Transmisores de estado solido.	39
1.9.5 Combinadores de audio y de video.	40
1.9.6 Combinadores y divisores de potencia	41
1.10 LINEA DE TRANSMISION	45
1.10.1 Velocidad de Onda	46
1.10.2 Atenuación en la línea de transmisión	46
1.10.3 Impedancia característica.	46
1.10.4 Ondas incidentes y Reflejadas	47
1.10.5 Coeficiente de reflexión	48
1.10.6 Relación de Onda Estacionaria	48
1.10.7 ondas estacionarias en una línea abierta	49
1.10.8 Ondas estacionarias en una línea en cortocircuito	49
1.10.9 Acoplamiento de impedancia de una línea de transmisión	50
1.11 ANTENAS	50
1.11.1 Parámetros de una antena	51
CAPITULO II DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO	
2.1 CONVERSION ANALOGICA DIGITAL	53
2.2 MUESTREO DE LA SEÑAL	54
2.3 ESTRUCTURA DE MUESTREO	58
2.3.1 Estructura de muestreo 4:4:4	58
2.3.2 Estructura de muestreo 4:2:2	61
2.3.3 Calculo de velocidad Binaria en 4:2:2	63
2.3.4 Estructura de muestreo 4:1:1	65
2.3.5 Estructura de muestreo 4:2:0	66
2.4 PARAMETROS DE CODIFICACION PARA ESTRUCTURA 4:2:2.	67
2.5 RELACIONES DE ASPECTO 4:3 Y 16:9 PARA LA ESTRUCTURA DE MUESTREO.	68
2.5.1 análisis de de la señal de video de la estructura 4:2:2 para 4.3 y 16:9.	70
2.6 CUANTIFICACIÓN DE LOS VALORES MUESTREADOS	71
2.7 RELACION SEÑAL ARUIDO (S/N) DE LA SEÑAL DIGITAL	74
2.8 CODIFICACION DE LA SEÑAL DE VIDEO COMPUESTO.	75



2.8.1 La estructura de muestreo	76
2.8.2 La estructura de Raster	79
2.9 INTERFACES UTILIZADAS	81
2.9.1 Decoder	81
2.9.2 Encoder	83
2.10 TIPOS DE SEÑALES DE VIDEO DIGITAL	85
2.10.1 Parámetros y características comunes a las señales de bits serie y paralelo.	85
2.10.2 Relación entre la línea activa digital y la referencia analógica de sincronismo.	87
2.11 IDENTIFICACION DEL TREN DE DATOS	89
2.12 TIEMPOS DE LA SEÑAL DIGITAL.	93
2.13 EL ANCILLARY DATA.	95
2.13.1 Horizontal ancillary Data.	95
2.13.2 vertical ancillary data.	95
2.14 EL EDH	96
2.14.1 Principios del EDH	96
2.14.2 Inserción de EDH	96
2.14.3 Recepción de EDH	98
2.14.4 equipo de EDH	99
2.15 INTERFACES	99
2.15.1 Interfaz para bits serie. Señal SDI.	99
2.16 CODIFICACION DE LA SEÑAL SDI	100
2.17 SEÑAL DE DATOS Y CLOCK	102
2.18 MEDICION DE LA SEÑAL SDI.	103
2.19 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LA INTERFAZ PARA BITS SERIE (SDI).	105
2.20 INTERFAZ PARA BITS PARALELO.	106
2.20.1 Tipo de interconexión de la interfaz de bits paralelo	109
2.21 CONVERSORES DE INTERFACES.	110
2.21.1 Serializador	110
2.21.2 De-serializador	111
2.22 RUIDO Y JITTER	112
2.23 CABLES COAXIALES UTILIZADOS EN VIDEO DIGITAL.	115
2.24 RECLOCKING MULTIFORMATO.	117



CAPITULO III COMPRESION MPEG-2

3.1 LA COMPRESION DIGITAL	118
3.2 CONCEPTOS GENERALES DE REDUCCIÓN DE BIT RATE.	118
3.2.1 Redundancia y entropía	118
3.3 TECNICA DE REDUCCION DE DATOS PARA VIDEO.	127
3.3.1 Técnica de Reducción de Datos sin Pérdidas.	127
3.3.2 Técnicas de reducción de datos con pérdidas	140
3.4 LA TRANSFORMADA DISCRETA DEL COSENO (DCT)	146
3.4.1 El Proceso de Codificación DCT.	146
3.4.2 El Código de Longitud Variable.	149
3.4.3 Técnicas de Reducción Temporal.	154
3.4.4 Técnicas de compensación y predicción de movimiento.	158
3.4.5 Decodificación DTC	159
3.5 ESTANDARES DE COMPRESION.	160
3.6 EL JPEG	160
3.7 MPEG-1	161
3.8 MPEG-2	171

CAPITULO IV DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

4.1 DIGITALIZACIÓN DE LA SEÑAL DE AUDIO.	183
4.2 MUESTREO DE LA SEÑAL DE AUDIO.	184
4.3 CUANTIFICACIÓN.	187
4.4 EL CÓDIGO PCM (PULSE CODE MODULATION)	188
4.5 SEÑAL DE AUDIO DIGITAL AES/EBU.	189
4.5.1 Espacio de datos auxiliares (ancillary data).	192
4.5.2 Formato de datos Auxiliares	195
4.5.3 Audio incrustado básico.	196
4.5.4 Audio incrustado extendido.	199
4.5.5 Tamaño de buffer de receptor.	201
4.5.6 Sistematizando Audio de AES/EBU.	203

CAPITULO V COMPRESION AC-3

5.1 SISTEMA DE COMPRESIÓN DE AUDIO.	204
5.2 UMBRAL DE ENMASCARAMIEN	204
5.3 COMPRESIÓN DE AUDIO DOLBY AC-3.	206



5.4 EL SISTEMA DE COMPRESIÓN AC-3.	207
5.5 BANCO DE FILTROS (ANÁLISIS)	209
5.6 CODIFICACIÓN DE LOS EXPONENTES Y LAS MANTISAS.	210
5.7 CUADRO DE SINCRONIZACIÓN AC-3.	213
5.8 TIPOS DE CODIFICACIÓN DEL DOLBY DIGITAL.	214

CAPITULO VI MULTIPLEX

6.1 EL PAQUETE PES (PACKETIZED ELEMENTARY STREAM)	215
6.2 FLUJOS MPEG.	218
6.3 FLUJO DE PROGRAMA PS (PROGRAM STREAM).	219
6.4 LA CABECERA DEL FLUJO DE PROGRAMA.	222
6.5 FLUJO DE TRANSPORTE TS.	223
6.6 FORMACIÓN DEL FLUJO DE TRANSPORTE A PARTIR DEL FLUJO DE PAQUETES PES.	224
6.7 FORMACIÓN DEL FLUJO DE TRANSPORTE A TRAVÉS DE LOS FLUJOS DE PROGRAMA.	227
6.8 EL PAQUETE MPEG-2	229
6.9 LA CABECERA DEL PAQUETE MPEG-2.	230
6.10 TABLA DE ASOCIACIÓN DE PROGRAMAS (PAT) Y TABLA DE MAPA DE PROGRAMAS.	232

CAPITULO VII TRANSMISION ATSC

7.1 INTERFACES SMPTE 310 Y DVB-ASI.	235
7.2 MODULACION 8-VSB.	236
7.3 SINCRONIA DE DATOS	237
7.4 EMBROLLADOR DE DATOS.	237
7.5 CODIFICACIÓN REED-SOLOMON.	238
7.6 INTERFOLIADOR DE DATOS.	238
7.7 CODIFICADOR TRELIS	239
7.8 INSERCIÓN DE LA PILOTO Y LOS SINCRONISMOS.	239
7.9 MODULACIÓN DE AMPLITUD.	242
7.10 FILTRO NYQUIST Y MODULACION 8VSB	243
7.11 DIAGRAMA DE OJO DEL 8-VSB	247



CAPITULO VIII PROYECTO DE UNA ESTACIÓN DE TRANSMISIÓN HDTV

8.1 OBJETIVO DEL PROYECTO	248
8.2 ANTECEDENTE	248
8.3 ANÁLISIS DEL PROYECTO	249
8.3.1.Ubicación propuesta	249
8.3.2.Justificación técnica del proyecto	249
8.3.3 sistema radiador y Nivel de cobertura	258
8.3.4 Esquema de Interconexiones de estación	265
8.3.5 Equipo de Monitoreo	266
8.4.TABLA DE PRESUPUESTOS	269
8.5.GRAFICAS DE HABITANTES VS MUNICIPIOS Y RENTABILIDAD SOCIAL	270
ANEXO 1. “CLASIFICACIÓN DE LAS PRINCIPALES ESTACIONES RADIODIFUSORAS EN OPERACIÓN CERCANAS AL D.F. MÉX.”	271

CONCLUSIONES

APENDICE

- A. TRANSFORMADA DISCRETA DE COSENO (TDC)
- B. MODULACION VSB
- C. TEOREMA DE MUESTREO DE NYQUIST-SHANNON

GLOSARIO DE TERMINOS.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

LISTA DE TABLAS

LISTA DE FIGURAS



INTRODUCCIÓN.

“La revolución digital cambiara al mundo para siempre”

Dentro del amplio espectro de formas de comunicación que existen, las telecomunicaciones son una forma específica que indica que el proceso de comunicación se realiza a través de un medio electrónico. En nuestras vidas cotidianas estamos acostumbrados a entablar telecomunicaciones ya sea al hablar por teléfono o mandar un fax, por ejemplo. El proceso de comunicación necesita de un agente emisor y de un agente receptor, Los cuales pueden ser personas o medios mecánicos o electrónicos; y de un canal de información, a través del cual se establece la comunicación. Si bien tradicionalmente este medio físico eran cables revestidos en cobre, hoy en día las telecomunicaciones se establecen también a través de cables de fibra óptica, satélites y microondas entre otros avances tecnológicos. El proceso de mover información de un lugar a otro se conoce como transmisión. La información que puede transmitirse es variable: desde la voz humana, hasta datos provenientes de una computadora o imágenes de televisión. Esta información “viaja” en forma de señal eléctrica, la cual puede ser analógica o digital.

Las señales analógicas son aquellas cuya intensidad o frecuencia es directamente proporcional a los datos que representa. Este tipo de señales se representa típicamente como una “onda”. El problema más grave en las transmisiones analógicas es la incorporación de “ruidos” durante el proceso de emisión-recepción que hace que dicha señal se altere o transforme en el camino. Esto es algo conocido por todos, tanto al hablar por teléfono, como al recibir señales de televisión o de radio. En contrapartida, las señales digitales son aquellas que emplean distintos objetos o dígitos para representar elementos del mundo real. Las transmisiones digitales tienen la ventaja de detectar y corregir los errores que se pudieran haber cometido durante el proceso de emisión-recepción.



El nuevo sistema de televisión digital (DTV) esta descrito en una serie de documentos estándar adoptados por la ATSC (Advanced Television Systems Committee). Basado en una tecnología digital.

OBJETIVO GENERAL

Proveer información de fondo en los diferentes aspectos de la tecnología DTV, introducir al lector en el estándar ATSC que define esta tecnología, así como tener claro por que el desarrollo de los sistemas DTV tiene sus raíces en lo que fue originalmente el deseo de incrementar la resolución de la televisión convencional mediante el desarrollo de sistemas de televisión de alta definición (HDTV), basándose en las comunicaciones digitales ya existentes para crear un sistema de televisión que cumpliera con las demandas tecnológicas de hoy en día.

Al concluir la lectura de esta tesis se tendrá una claridad conceptual de los diferentes procesos que deben seguirse para desarrollar un sistema (HDTV) el cual en términos generales tiene las siguientes características:

Este sistema esta diseñado para transmitir video y audio de alta calidad y datos auxiliares sobre un canal simple de 6 MHz. El sistema puede entregar de manera confiable 19.4 Mbps de rendimiento en un canal de 6 MHz para transmisión terrestre. Esto significa que la codificación de una fuente de video cuya resolución puede ser 5 veces mayor que la de la televisión convencional (NTSC) requiere una reducción en la taza de bits en un factor de 50 ó mayor. Para lograr esta reducción en la taza de bits, el sistema está diseñado para ser eficiente en la utilización de la capacidad del canal disponible mediante la explotación de complejas tecnologías de compresión de audio y video.



I SISTEMA ANALOGICO DE TV

1.1. HISTORIA DE LA TELEVISIÓN.

La historia del desarrollo de la televisión ha sido en esencia la historia de la búsqueda de un dispositivo adecuado para explorar imágenes. El primero fue el llamado disco Nipkow, patentado por el inventor alemán Paul Gottlieb Nipkow en 1884.

Era un disco plano y circular que estaba perforado por una serie de pequeños agujeros dispuestos en forma de espiral partiendo desde el centro. Al hacer girar el disco delante del ojo, el agujero más alejado del centro exploraba una franja en la parte más alta de la imagen y así sucesivamente hasta explorar toda la imagen. Sin embargo, debido a su naturaleza mecánica el disco Nipkow no funcionaba eficazmente con tamaños grandes y altas velocidades de giro para conseguir una mejor definición.

Los primeros dispositivos realmente satisfactorios para captar imágenes fueron el iconoscopio, que fue inventado por el físico estadounidense de origen ruso Vladimir Kosma Zworykin en 1923, y el tubo disector de imágenes, inventado por el ingeniero de radio estadounidense Philo Taylor Farnsworth poco tiempo después. En 1926 el ingeniero escocés John Logie Baird inventó un sistema de televisión que incorporaba los rayos infrarrojos para captar imágenes en la oscuridad. Con la llegada de los tubos y los avances en la transmisión radiofónica y los circuitos electrónicos que se produjeron en los años posteriores a la I Guerra Mundial, los Sistemas de la televisión se convirtieron en una realidad. Las primeras emisiones públicas de televisión las efectuó la BBC en Inglaterra en 1927 y la CBS y NBC en Estados Unidos en 1930. En ambos casos se utilizaron sistemas mecánicos y los programas no se emitían con un horario regular. Las emisiones con programación se iniciaron en Inglaterra en 1936, y en Estados Unidos el día 30 de abril de 1939, coincidiendo con la inauguración de la Exposición Universal de Nueva York. Las emisiones programadas se interrumpieron durante la II Guerra Mundial.

Los primeros experimentos de televisión en México corren a cargo de los ingenieros Francisco Javier Stavoli y Miguel Fonseca, ambos profesores de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) y del Instituto Técnico Industrial. Stavoli era, además, el encargado técnico de la emisora XEFO del Partido Nacional Revolucionario (PNR), instalada en 1930 e inaugurada el 1 de enero de 1931, por lo que esa organización política le otorgó apoyo económico para viajar a Estados Unidos donde adquirió un equipo completo de televisión integrado por dos cámaras de exploración mecánica a base del disco de Nipkov, un transmisor y varios receptores, así como equipo adicional para realizar transmisiones experimentales.

El 19 de agosto de 1940 el ingeniero González Camarena patenta en México --con el número de registro 40 235-- su sistema de televisión tricromático basado en los colores verde azul y rojo. Además, diseña una cámara con tubo orticón e ingresa a la XEW como operador.



SISTEMA ANALOGICO DE TV

En 1942 Guillermo González Camarena patenta en Estados Unidos con el número de registro 2 296 019 el sistema de televisión tricromático. También inicia la realización de transmisiones experimentales desde su domicilio ubicado en la calle de Havre número 74, Ciudad de México.

La televisión ha alcanzado una gran expansión en todo el ámbito latinoamericano. En la actualidad existen más de 300 canales de televisión y una audiencia, según número de aparatos por hogares (más de 60 millones), de más de doscientos millones de personas.

La televisión es, hoy en día un medio de comunicación que se mantiene vigente y en evolución, no obstante continúa presente sus principios analógicos en la transmisión de imágenes.

La televisión es un sistema electrónico que se usa para transmitir imágenes.

La televisión al igual que cualquier otro sistema relacionado con imágenes, está diseñada en función de las características del ojo humano

1.2 FUNDAMENTOS DE LA SEÑAL DE VIDEO

1.2.1 Las características de la Luz Visible.

La luz visible esta usualmente definida por una longitud de onda la cual corresponde a un rango de frecuencia específico, para la luz visible el rango resulta estrecho va de 380 a 760 nm (1nm= 10⁻⁷ cm), a cada color corresponde una frecuencia y longitud de onda dentro de este rango, y el ojo los percibe de esta manera.

Un ejemplo de esto corresponde a los colores primarios:

Rojo = 700.0 nm
Verde = 546.1 nm
Azul = 435.8 nm

A continuación se muestra en la figura 1.1 y 1.2 el espectro de la luz visible y sus frecuencias y longitudes de onda:

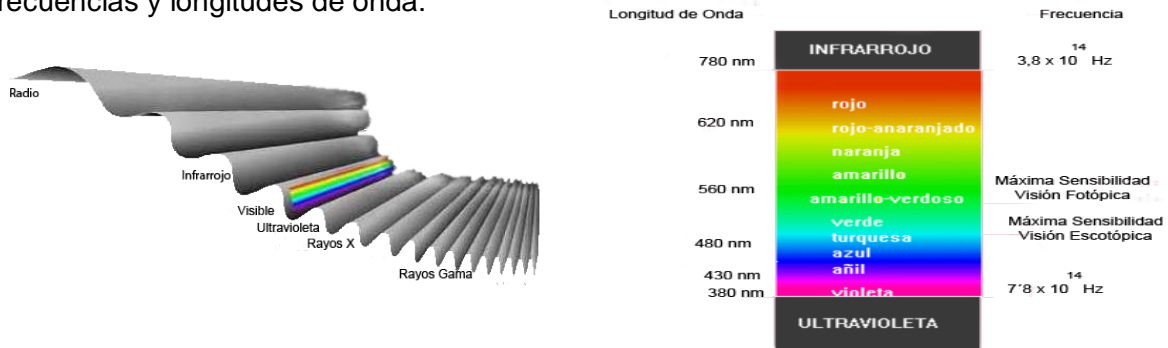


FIGURA 1.1 Y 1.2 Espectro de luz visible



1.2.2 La Percepción de la Luz.

La forma en que el hombre percibe las imágenes y la luz, es a través del ojo. El ojo es un órgano extremadamente complejo y podemos decir que es el responsable en 80% del aprendizaje del ser humano, esta compuesto por varias partes las cuales mencionaremos a continuación. Ver figura 1.3:

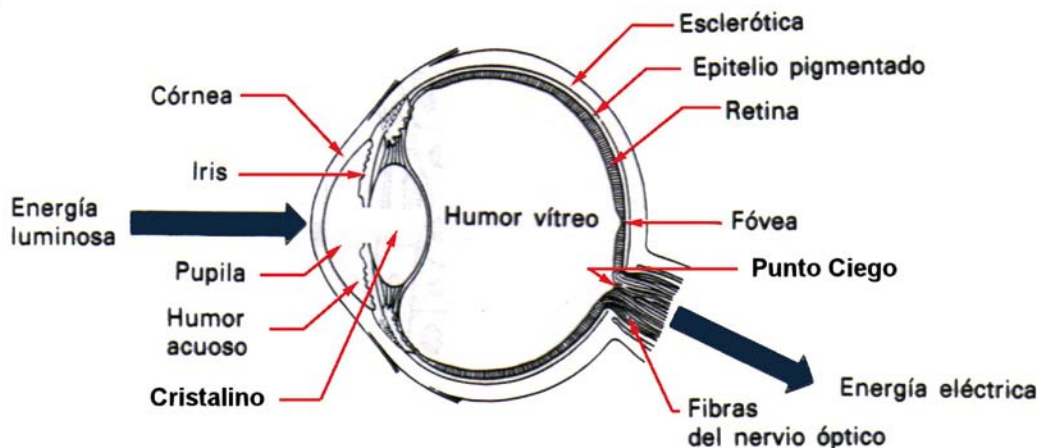


FIGURA 1.3 Anatomía del ojo humano

La parte que se encarga de la conversión de la luz en señales para que el cerebro las interprete, es la retina, esta recibe la imagen una vez que esta ha sido recibida y enfocada; la retina esta compuesta de dos tipos de células: los conos y bastones.

Los bastones son alrededor de entre 110 y 130 millones y los conos entre 6 y 7 millones. Los bastones predominan en la periferia de la retina, y son mas sensibles a la luz que los conos, son responsables de la visión nocturna (sin color) y poseen una visión poco detallada.

Los conos predominan en el área central de la retina y responden a niveles más intensos de luz que los bastones, son los responsables de la visión diurna. A niveles altos de iluminación aumenta la percepción de detalles respecto a la iluminación, pero disminuye la percepción de detalles respecto al color, si la intensidad de la luz decrece, la visión ahora recae sobre los bastones en la periferia de la retina los cuales son más numerosos.

La información recibida por la retina es transmitida al cerebro a través del nervio óptico, el cual consiste en cerca de 800,000 fibras individuales conectadas a un ganglio cada una.



1.2.3 La Percepción de los Detalles Finos.

La capacidad de percibir detalles finos es medida como el ángulo de visión hacia el detalle más pequeño de un objeto. Derivado de diferentes mediciones y consideraciones, involucradas con la cantidad de iluminación, se ha logrado establecer que el mínimo ángulo de visión para el ojo humano es de 1 minuto.

En diseño de Sistemas de Televisión la forma en que se reproducen las imágenes es en base a líneas horizontales cuyo número determina la resolución de la imagen, esto se expresa en líneas por altura de imagen o (LPH), ahora bien, este numero de líneas esta determinado por la siguiente expresión:

$$Nv=1/\alpha n$$

Donde:

Nv es el número total de líneas para la resolución

α es el ángulo mínimo para visión del ojo de detalles el cual es de 1 minuto

n= D/H distancia visual dividida entre la altura de la imagen

Esto puede verse más claramente en la figura 1.4:

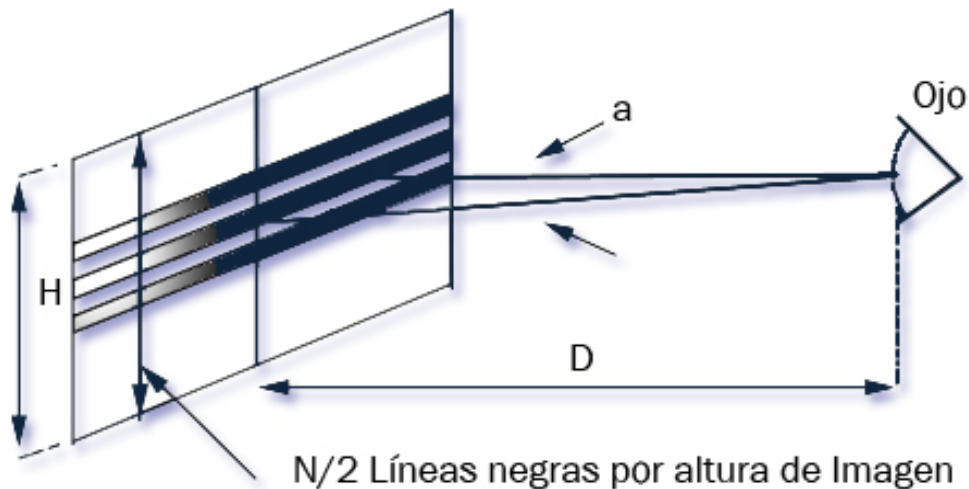


FIGURA 1.4 Distancia ideal entre el ojo y el televisor



Considerando el ángulo como 1 minuto, esto tiene que convertirse a radianes, tenemos que $1 \text{ minuto} = 2.91 \times 10^{-4}$ y por convención se ha establecido que la variable n se toma como una constante igual a 6, debido a que la distancia a la que debe situarse un observador de la pantalla para poder apreciar detalles pequeños estará dado en base al tamaño de la pantalla, por ejemplo si la pantalla es de 24 pulgadas el observador deberá situarse a 4" para poder apreciar los detalles más finos en concordancia con el ángulo de visión.

Por lo tanto:

$$N_v = 1 / (6 \times 2.91 \times 10^{-4}) = 572 \text{ Líneas.}$$

Actualmente se utilizan una máxima consideración de 525 líneas, sin embargo en realidad se emplea una resolución menor.

1.3 PROPIEDADES DE LA IMAGEN

1.3.1 Cuadro de imagen.

Una imagen fija es fundamentalmente un cuadro de escena. La televisión es en esencia un sistema que reproduce una imagen fija como la fotografía instantánea. Sin embargo las imágenes son presentadas una tras otra con suficiente rapidez para producir la sensación de movimiento.

Las imágenes en blanco y negro o monocromáticas son la base de las imágenes de color. Una imagen de TV. a color es una imagen monocromática con adición de color en las áreas principales de la escena.

1.3.2 Elemento de imagen

Una imagen fija es fundamentalmente una ordenación de muchas áreas pequeñas oscuras y luminosas; cada área pequeña de luz o sombra es un elemento o detalle de imagen llamado píxel; todos los elementos juntos contienen la información visual de la imagen. Si son transmitidos y reproducidos con el mismo grado de luz o sombra que el original y en la posición correcta se lograra la reproducción de la imagen en el punto de recepción.

En el cinescopio o en el tubo de cámara de la TV a color. A cada elemento de imagen con la combinación de los tres colores primarios se le conoce como la unidad mínima píxel.

La imagen de TV se transporta en dos pasos. El primero es descomponer la imagen en partes pequeñas llamada elementos de imagen (píxel) y luego transmitir las hasta el receptor. El segundo paso es reconstruir la imagen en el receptor con los elementos de imagen recibidos. Ver figura 1.5

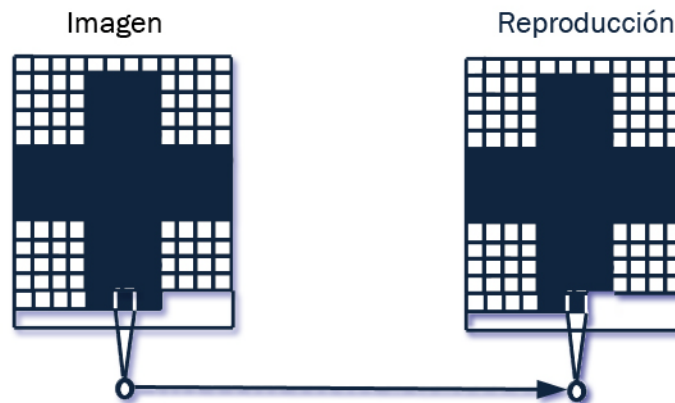


FIGURA 1.5 Barrido de pixeles

1.3.3 Barrido horizontal y vertical.

El barrido se efectúa empezando por la parte superior izquierda; todos los elementos de imagen son barridos sucesivamente de izquierda a derecha y de arriba hacia abajo, línea por línea. Este método se llama barrido lineal horizontal, y se usa en el tubo de cámara de transmisor para dividir la imagen en elementos y en el tubo de imagen del receptor para reconstruir la imagen reproducida.

La imagen de televisión es barrida sucesivamente o secuencialmente en una serie de líneas horizontales una debajo de otra.

Este barrido hace posible que una señal de video incluya todos los elementos necesarios para completar la imagen. En un instante dado la señal de video sólo puede presentar una variación. Para obtener una señal de video que transmita todas las variaciones de luz y sombra, se realiza un barrido de todos los detalles de imagen sucesivamente, es decir en un orden secuencial de tiempo.

La secuencia para realizar el barrido de todos los elementos de imagen es el siguiente:

1. El haz electrónico barre transversalmente una línea horizontal. Cubriendo todos los elementos de imagen de la línea.
2. Al final de cada línea el haz vuelve muy rápidamente al lado de la izquierda para comenzar el barrido de la línea horizontal siguiente. El tiempo de retorno es lo que se llama retraza o retorno. Durante el retorno no es explorada ninguna información de imagen a causa de que el tubo de cámara y el tubo de imagen están inhibidos durante este periodo. Por consiguiente los retornos deben ser muy rápidos ya que son tiempos inútiles o desperdiciados en lo que afecta a la información de imagen.



3. Cuando el haz ha retornado al lado de la izquierda, se sitúa en una posición vertical mas baja a fin de explore la línea inmediatamente inferior y no se repita la exploración de la misma línea. Esto se consigue por el movimiento de exploración vertical del haz.

Como resultado de la exploración vertical. Todas las líneas horizontales son ligeramente inclinadas hacia abajo. Cuando está en la parte inferior, el haz retrocede en la retraza vertical hasta la parte superior para comenzar nuevamente la secuencia de exploración.

1.3.4 Frecuencias de barrido horizontal y vertical.

La frecuencia de campo y de barrido vertical es de 60 Hz. El número de líneas de barrido horizontal de un campo es la mitad del total de 525 líneas de un cuadro completo (sistema NTSC), es decir 262.5 líneas horizontales para cada campo.

Entonces el número de líneas por segundo es de $262.5 \times 60 = 15750$ líneas por segundo.

Esta frecuencia de 15750 Hz es la velocidad con que el haz electrónico completa su ciclo de movimiento horizontal de izquierda a derecha y vuelve a la izquierda nuevamente.

1.3.5 Líneas por cuadro.

El número de líneas de exploración de una imagen completa debe ser grande con el fin de que incluya el mayor número posible de elementos de imagen y, por consiguiente, mas detalles. Sin embargo otros factores limitan el barrido, y ha sido normalizado en un total de 525 líneas para un cuadro o imagen completa. Éste es el número óptimo de líneas de barrido por cuadro para el ancho de banda de 6 MHz de los canales de TV. (NTSC).

La TV para lograr la continuidad necesaria del movimiento debe tener una velocidad de repetición de 30 cuadros por segundo.

La velocidad de repetición de imágenes de 30 por segundo todavía no es lo suficientemente rápida para resolver el problema de parpadeo con los altos niveles de iluminación que se producen en la pantalla del tubo de imagen; la solución es análoga a la de la práctica cinematográfica. Cada cuadro se divide en dos partes, de modo que se presentan 60 vistas de la escena durante cada segundo, empleando para ello el entrelazado de líneas en dos grupos; uno de las líneas impares y otro de las líneas pares. A cada grupo de líneas pares o de líneas impares es lo que se la llama un campo.



1.4 INFORMACIÓN DE LA SEÑAL DE VIDEO.

En una señal de video la amplitud de la tensión o de corriente cambia con respecto al tiempo, lo mismo que con una señal de audio, pero las variaciones de la señal de video corresponden a la información visual.

La polaridad positiva de la señal de video puede corresponder al blanco y la polaridad negativa al negro, o viceversa, dependiendo de la aplicación. De cualquier modo, el efecto principal es que el blanco y el negro estén representados por polaridades opuestas de la tensión o voltaje en una señal de video de corriente alterna.

El tiempo durante el cual se realiza el barrido de una línea horizontal es de:

$H=1/15750$ segundos.

$T=63.5\mu\text{seg}$.

1.4.1 Frecuencia de campo y cuadro.

La velocidad de repetición de los campos es de 60 por segundo, ya que durante un periodo de $1/30$ segundos son barridos dos campos. De esta manera aparecen 60 vistas de la imagen durante un segundo; esta velocidad de repetición es lo suficientemente rápida para eliminar el parpadeo.

1.4.2 Borrado y sincronía horizontal.

Cuando el haz electrónico barre la pantalla del tubo de imagen en el receptor, el barrido debe de estar completamente sincronizado para que ensamble la posición de imagen en la posición correcta. De otra manera el haz electrónico puede estar explorando en el tubo de la imagen la parte de la pantalla en que deben estar situadas la boca de una persona, mientras que ese tiempo se está recibiendo la información de imagen que corresponde a su nariz. Para lograr la sincronía en el transmisor y el receptor, se debe incluir en la información de imagen, señales de sincronización especiales.

Las señales de sincronización son pulsos rectangulares que se transmiten como parte de la señal de video para el receptor, pero ocurren durante el tiempo de borrado cuando no se transmite información de imagen. Estos quedan borrados mientras retrocede el haz electrónico. La anchura del impulso de borrado horizontal es de $0.14H$ a $0.18H$ tomando el valor de de 17.5% típico obtenemos $0.175 * 63.5\mu\text{seg} = 11.1\mu\text{seg}$. Superpuestos a los impulsos de borrado se encuentran los impulsos de sincronía horizontal mas estrechos, cada impulso de sincronía horizontal es de $4.7\mu\text{seg}$. Durante el tiempo de borrado se inserta un pulso de sincronía. La parte inmediatamente al pulso de sincronía se llama pórtico frontal y la parte que sigue al pulso de sincronía se llama pórtico posterior.



1.4.3 Borrado y sincronía vertical.

Los pulsos de borrado vertical cambian la amplitud de la señal de video hasta el nivel de negro por lo que el haz es suprimido durante las retrazas verticales.

La duración del pulso de borrado vertical es de $0.05v$ a $0.08v$, donde $V=1/60\text{seg}$. Si se toma el valor máximo el tiempo de borrado vertical es $0.08*1/60=1333 \mu\text{Seg}$.

El tiempo de $1333 \mu\text{seg}$ es suficiente para incluir varias líneas horizontales completas. Si dividimos el tiempo de borrado vertical de $1333 \mu\text{seg}$ entre el tiempo de duración de la línea de $63.5 \mu\text{seg}$ obtenemos 21 líneas. Esto se puede interpretar de la siguiente manera; por cada campo son borradas 21 líneas, o sea, que en un cuadro son borradas 42 líneas.

Este tiempo de borrado relativamente largo, borra las líneas de retroceso vertical y una pequeña parte de la traza vertical en la parte inferior y superior de la imagen.

La sincronía vertical se encuentra ubicada dentro del tiempo de borrado vertical y esta conformada por 18 pulsos divididos en 3 grupos de 6 pulsos insertados en la señal de video compuesta durante el tiempo de borrado vertical.

Durante todo el periodo de borrado vertical no se produce ninguna información de imagen ya que el nivel de la señal corresponde al negro o al infranegro, de modo que queda borrada la retroceso vertical.

Inmediatamente después de la última línea visible, la señal de video alcanza el nivel de negro a consecuencia del pulso de borrado vertical, como preparación para la retroceso vertical.

El periodo de borrado vertical comienza con un grupo de seis pulsos igualadores o equalizadores que están espaciados a intervalos de media línea.

Luego siguen los pulsos de sincronía vertical que realmente son los que producen el retorno vertical de los circuitos de exploración. Las hendiduras se producen a intervalos de media línea. Por consiguiente, el tiempo total de sincronía vertical tiene una duración de tres líneas.

A continuación de los 6 pulsos de sincronía vertical hay otro grupo de seis pulsos igualadores y un tren de pulsos horizontales.

1.5 LA SEÑAL DE TELEVISIÓN A COLOR

El sistema para la televisión en color es el mismo que se utiliza para la televisión monocromática, pero se le adiciona una información de color. Esto se realiza considerando la información de imagen en términos de rojo, verde y azul.



SISTEMA ANALOGICO DE TV

Cuando la imagen es explorada en el tubo de cámara, se producen señales de vídeo separadas para la información de rojo, verde y azul. Filtros ópticos separan los colores-en la cámara. Sin embargo, para el canal estándar de 6 MHz. de T.V, las señales de vídeo son combinadas de modo que se forman dos señales equivalentes, una que corresponde a la señal monocromática (luminancia) y otra que corresponde a la de color (crominancia).

La señal de luminancia contiene sólo variaciones del nivel de brillo de la información de imagen, incluyendo los detalles finos, lo mismo que una señal monocromática.

La señal de luminancia se utiliza para reproducir las señales en blanco y negro o monocromáticas; a esta señal se le denomina generalmente señal "Y" (que no significa Yellow).

I

La señal de crominancia contiene la información de color y es transmitida en una soportadora de color con una frecuencia de 3.58 MHz. A esta señal se le denomina generalmente señal "C" de crominancia o croma.

En un receptor a color la señal de luminancia es combinada con la señal de color para recuperar las señales de vídeo originales de rojo, verde -y azul, y son utilizadas para reproducir la imagen sobre la pantalla de un tubo de imagen. La pantalla de color tiene fósforos que producen el color rojo, verde y azul; a partir de éstos, todos los colores pueden ser producidos como sus diferentes mezclas.

En los receptores monocromáticos, la señal Y reproduce la imagen en blanco y negro. La señal de color de 3.58 MHz. no se utiliza, por eso es filtrada y eliminada.

Así se consigue que los sistemas de color y monocromáticos sean completamente compatibles. Cuando se televisa un programa en color, la imagen es reproducida en color por los receptores de color, mientras que los receptores monocromáticos presentan la imagen en blanco y negro. Por otra parte los programas televisados en monocromía son reproducidos en blanco y negro por los televisores monocromáticos y por los de color.

El tubo de imagen tricolor también puede reproducir el blanco combinando los colores rojo, verde y azul.

La información de color comienza con rojo, verde y azul en el tubo de imagen que son los colores primarios en televisión. Las otras señales de color corresponden a la información codificada utilizada por conveniencia en la transmisión.

Una imagen en color es realmente una imagen monocromática pero con la adición de colores para las partes principales de la escena. La información de color necesaria está en la señal de crominancia (C.) de 3.58 MHz. En efecto, si se suprime la señal de color en un televisor mediante el control de color, la imagen que aparece en la pantalla es de blanco y negro. La imagen monocromática se produce con la señal Y y la señal C la imagen producida es de color natural.

En la tabla 1.1 se mencionan las propiedades que tiene la imagen:



Calidad	Imagen	Señal
Contraste	Margen entre negro y blanco	Amplitud de la señal de C.A. de vídeo
Brillo	Iluminación de fondo	Polarización de C.C. en el tubo de imagen
Resolución	Precisión o agudeza de detalles.	Respuesta de frecuencia de la señal
Saturación de color	Intensidad o nivel de color	Amplitud de 3.58 MHz. de la señal de croma
Matiz	Tinte del color	Ángulo de fase de 3.58 MHz. de la señal de

TABLA 1.1 propiedades de la imagen

1.5.1 Colores primarios y colores complementarios

El rojo, el verde y el azul son los colores primarios utilizados en televisión a causa de que producen un amplio margen de mezclas de color cuando se les combina. Los colores primarios se combinan para formar diferentes mezclas. La única condición es que no se pueda volver a crear un primario mezclando Los otros primarios

Un color complementario es el color que produce la luz blanca cuando es añadido a un primario es el complemento del primario. Por ejemplo, el amarillo es el complemento del color azul.

Un primario y su complemento se pueden considerar como colores opuestos. La razón es que el complemento de cualquier primario contiene los otros dos primarios. Esta idea se ilustra en la figura 1.6, donde las líneas de trazos conectan cada primario y su color complementario opuesto.

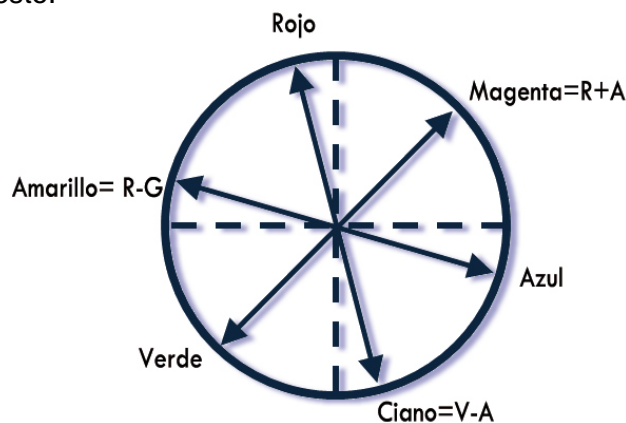


FIGURA 1.6. -Colores primarios y sus complementarios.



SISTEMA ANALOGICO DE TV

Los colores primarios y sus complementarios son:

Colores primarios	Colores complementarios
Rojo	Ciano
Verde	Magenta
Azul	Amarillo

TABLA 1.2 Colores primarios y sus complementarios

En la tabla 1.3 se muestran los colores componentes que forman a los colores complementarios:

Color complementario	Componentes
Cian	= azul + verde
Magenta	= rojo + azul
Amarillo	= rojo + verde

TABLA 1.3 Colores Componentes que forman los colores complementarios

Se puede producir casi cualquier color añadiendo rojo, verde y azul en diferentes proporciones. El efecto aditivo se obtiene superponiendo los colores individuales. En un tubo de imagen tricolor, las informaciones de los colores rojo, verde y azul en la pantalla son integradas por el ojo humano para proveer la mezcla de color de la escena real. La persistencia de las imágenes proporciona el efecto de mezcla de color de la escena real.

1.5.2 Crominancia

Blanco,- Realmente, la luz blanca se obtiene como una mezcla de los colores primarios rojo, verde y azul en las proporciones correctas. Un prisma de vidrio produce los colores del arco iris por descomposición de la luz blanca. Para obtener el efecto opuesto, se pueden añadir rojo, verde y azul para producir el blanco.

Matiz.- El color-así mismo-en su matiz o tinte. Las hojas verdes tienen matiz verde; una manzana roja tiene un matiz rojo. El color de un objeto se distingue por su matiz. Resultan diferentes matices cuando diferentes longitudes de onda de luz producen la sensación visual en el ojo.

Saturación.- Los colores saturados son vivos, intensos. Los colores pálidos o débiles tienen poca saturación. La saturación indica cómo está diluido el color por el blanco. Por



ejemplo el rojo vivo ó intenso está completamente saturado. Cuando el rojo es diluido por el blanco, el resultado es el rosa, siendo un rojo menos saturado.

Crominancia.-Este término se utiliza para combinar el matiz y la saturación resultando específicamente la señal de crominancia. En resumen, la crominancia incluye toda la información de color sin el brillo. La crominancia y el brillo juntos especifican la información de imagen completamente.

Podemos reservar el término crominancia o croma para la señal subportadora modulada de 3.58 MHz. Esta señal C contiene el matiz y la saturación para todos los colores. Su frecuencia es 3.58 MHz. Sin embargo antes y después de la modulación, la información de vídeo está en las señales rojo, verde y azul.

Señal C Incluye frecuencias y bandas laterales por encima y por debajo de la subportadora modulada de 3.58 mas menos 0.05 MHz. (3.08 a 4.08 MHz).

Las señales de vídeo R-Y, A-Y y V-Y incluyen también las frecuencias de la banda base de 0 a 0.5 MHz. Sin embargo, estos símbolos significan mezclas de color a causa de que cada una tiene las componentes de color de la señal, menos la luminancia (Y)

1.5.3 Propiedades de la luminancia

La luminancia indica la cantidad de intensidad de luz percibida por el ojo humano como brillo. En una imagen blanco y negro las partes más claras tienen más luminancia que las partes más oscuras.

Sin embargo, diferentes colores tienen también sombras de luminancia ya que algunos colores aparecen más brillantes que otros.

Los componentes de la señal Y son 30% de rojo, 59% de verde y 11% de azul.

Estos porcentajes dan la sensación aproximada del brillo en la visión humana para los diferentes colores. En consecuencia, una imagen monocromática producida por la señal Y aparece como sombreados de gris y blanco

1.5.4 Multiplexaje analógico

La técnica que utiliza una onda portadora para modular dos señales separadas se llama multiplexaje. En la televisión en color, la señal C de 3.5 MHz es multiplexada con la señal Y ya que ambas modulan la portadora principal de imagen.

Un circuito de matriz forma nuevas tensiones de salida partiendo de la entrada de señal. En el transmisor la matriz combina las tensiones de los colores R, V y A en proporciones



dadas para formar tres señales vídeo que son las elegidas para la difusión. Una señal contiene la información de brillo (luminancia), las otras dos señales contienen el color.

Las dos señales de salida de la matriz deben ser mezclas de color, lo que significa que contienen R, V y A. Dos mezclas pueden tener toda la información del color original de los tres primarios. Las dos mezclas de color, más la luminancia Y, corresponden a la información real de imagen en las señales vídeo R, V y A.

Ejemplos importantes de pares de señales de dos mezclas de color para codificar la información de color R, V y A, son las señales I y Q o bien las señales R-Y y A-Y.

Son utilizables R-Y y A-Y, lo mismo que las señales de vídeo I y Q a causa de que tienen ángulos de fase del matiz separados 90° . En efecto, Q significa fase en cuadratura con respecto a la señal I. La diferencia de fase de 90° proporciona una buena manera de distinguir entre dos señales separadas.

Las señales I y Q están especificadas por la FCC (*Federal Communications Commission*) para la modulación en el transmisor. Sin embargo, las señales R-Y y A-Y son más-fáciles de utilizar en-la mayoría de circuitos vídeo. Contienen también verde en la componente Y. La señal -Y es la señal de luminancia en polaridad negativa. Realmente, I y Q se pueden convertir en R-Y o A-Y, respectivamente, o viceversa cuando sea necesario para la codificación o la decodificación.

1.5.5 Señal I y Q

La figura 1.7 a) muestra la codificación de las componentes de color en tres señales de salida de la matriz y son las siguientes:

1. **Señal de luminancia o Y.** Esta combinación de R, V y A contiene las variaciones de brillo correspondientes a una señal vídeo monocromática. La señal Y se forma tomando 30% de vídeo Rojo, 59% de vídeo Verde y 11 % de vídeo Azul.
2. **Una mezcla de color designada señal I.** La polaridad positiva de la señal I es naranja; la polaridad negativa es cian. En la presentación de pequeños detalles de color se eligen preferentemente estos colores para la señal I.
3. **Una mezcla de color designada señal Q.** La polaridad positiva de la señal Q es púrpura; la polaridad negativa es verde-amarillento.

Los Signos negativos para la sustracción de las señales R, V o A indican que las tensiones vídeo se añaden con polaridad negativa.

Las señales I y Q, aquí la letra Q significa cuadratura, ya que la señal Q modula a la señal subportadora de color de 3.58 MHz desfasada 90° con respecto a la modulación de la señal I.



Para la señal I se emplea un ancho de banda mayor (1.3 MHz.) en comparación con la de 0.5 MHz. para la señal Q. La finalidad de este ancho de banda extra de la señal I es conseguir más detalles de color.

Experimentalmente se ha determinado que el naranja y el cian de la ' señal I son mejores para la resolución de color de los detalles muy pequeños. Entonces, automáticamente los colores de la señal Q son magenta y verde-amarillento a causa de que este eje de color está separado 90° del eje de color I.

El ancho de banda de la señal I provoca en el receptor, que las frecuencias de la banda lateral superior en la modulación de crominancia de 3.58.MHz, puedan interferir con la señal de sonido de 4.5 MHz y las frecuencias de la banda lateral inferior pueden invadir el margen de frecuencia de la señal luminancia "Y"; para evitarlo es necesario un filtrado extra. Por consiguiente, los receptores poco utilizan el ancho de banda adicional de la señal I (los circuitos son más sencillos cuando todas las señales vídeo de color tienen el mismo ancho de banda de 0.5 MHz.), no obstante para una pantalla grande, se debe utilizar la resolución extra de color de la señal I.

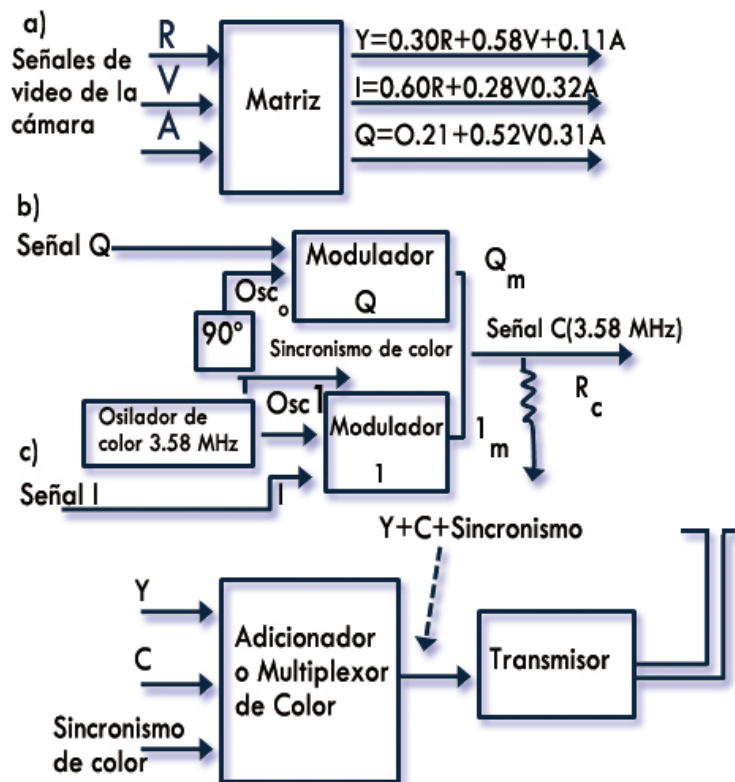


FIGURA 1.7.-Múltiplexaje del color y de la información de imagen monocromática para la difusión de televisión.



- 1.7 a) Matrizado, se obtiene Y, I y Q
- 1.7 b) Modulación de crominancia con I y Q para producir la señal C.
- 1.7 c) Multiplexado de las señales Y y C.

I = señal vídeo I sin modulación

Osc_I = salida del oscilador, en concordancia de fase, en 3.58 MHz

I_M = modulación de amplitud de la subportadora de 3.58 MHz por I

Q = señal vídeo Q sin modulación

Osc_Q = salida del oscilador en cuadratura desfasada 90°

Q_M = modulación en amplitud de la subportadora de 3.58 MHz por Q

1.5.6 Modulación del I y Q

Las señales I y Q son transmitidas como bandas laterales de modulación de la subportadora de color de 3.58 MHz, que a su vez modula a la portadora de imagen. Por ejemplo, la portadora de imagen de 67.25 MHz de canal 4 es modulada por la señal subportadora de color de videofrecuencia de 3.58 MHz. En el canal de transmisión de 66 a 72 MHz, la señal de crominancia es de $67.25 + 3.58 = 70.83$ MHz como frecuencia lateral de RF de la señal portadora de imagen modulada.

El valor de 3.58 MHz se elige como una frecuencia de vídeo alta para separar la señal de crominancia con respecto a las videofrecuencias más bajas de la señal de luminancia. Además, la alta frecuencia da por resultado una baja visibilidad de cualquier interferencia de croma en la señal de luminancia. En el extremo opuesto, la frecuencia de señal C no puede estar demasiado cerca de 4.5 MHz, con el fin de evitar las interferencias con la señal de sonido.

Con referencia a la figura 1.7 b), la salida del oscilador de la subportadora de color de 3.58 MHz es acoplada a los moduladores de I y Q, que también tienen entradas de señales de vídeo I y Q procedentes de la matriz. Cada circuito produce modulación de amplitud de la señal subportadora de 3.58 MHz. Obsérvese las entradas separadas para I y Q, pero la salida común combina, sus modulaciones.

El uso de sólo las bandas laterales de modulación, sin la propia señal portadora, es lo que se llama *transmisión con portadora suprimida*. La finalidad de suprimir la señal subportadora es reducir la interferencia en 3.58 MHz, que puede producir ruido de puntos finos en la pantalla.

1.5.7 Matiz y saturación en la señal C

La señal vídeo colorplexada está ilustrada en la figura 1.8 Las áreas sombreadas son la señal C, correspondientes a las barras de color. La amplitud pico a pico (p-p) de la señal C depende de la saturación o intensidad de color. Los ángulos de fase de la señal C para



diferentes matices no se pueden ver a causa de que no están indicados los ciclos individuales.

Además de las amplitudes p-p para las barras de color, se observa que el nivel medio es diferente para cada barra. La distancia desde el nivel de borrado hasta el nivel medio de la señal C es un nivel de luminancia que proporciona una medida de lo oscura o luminosa que es la información.

La modulación bifásica de la señal subportadora de color tiene el efecto de concentrar toda la información de color en una señal de crominancia. Consideremos el ejemplo de una señal intensa I, con una señal Q pequeña. La señal resultante, C tiene un ángulo de fase casi igual al matiz naranja de la señal I. En el caso opuesto, con señal Q intensa y una pequeña señal I, la señal C modulada tiene un ángulo de fase casi igual al de matiz de púrpura de la señal Q.

Si las magnitudes de las tensiones de modulación son iguales para la señal I y Q, la fase de la señal C es intermedia entre los ángulos de fase de I y Q, correspondientes a un matiz también intermedio entre el naranja y el púrpura.

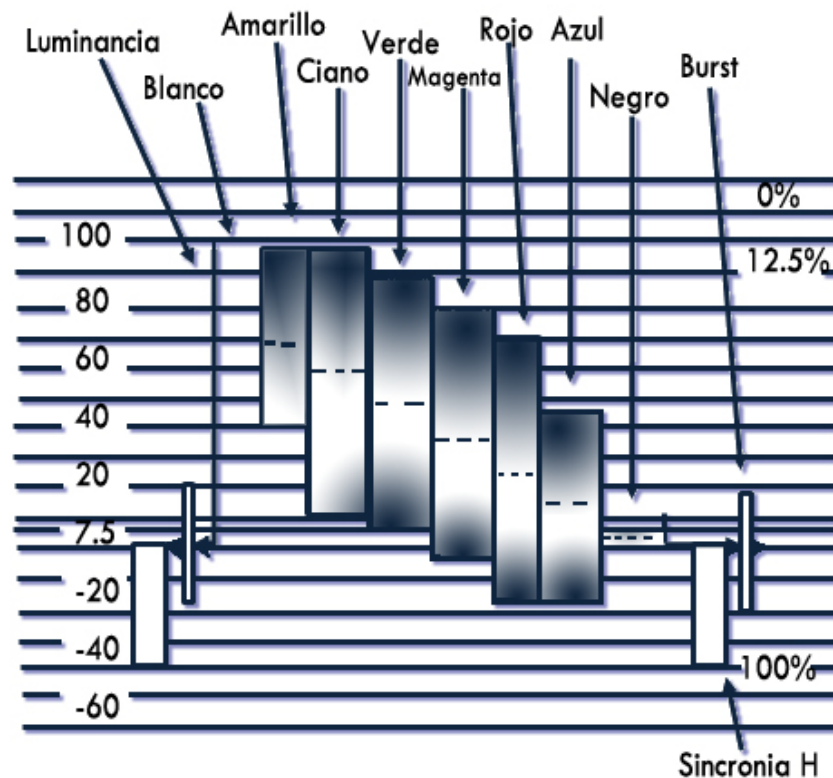


FIGURA 1.8 Oscilograma de la señal vídeo compuesta de barras de color.



Están incluidos la señal C, el burst de sincronismo de color, la señal Y y la señal de sincronismo H. Las líneas de trazos blancas a través de las barras de la señal de 3.58 MHz indican nivel de luminancia de la señal Y.

1.6 SEÑALES A-Y, R-Y, V-Y.

Las señales A-Y, R-Y y V-Y son las mezclas donde se tiene la información de color de la señal de T.V. y su manejo en los receptores es más sencillo que el de las señales I y Q, además a partir de ellas se obtienen todos los colores y las señales I y Q.

Cuando es transmitida una señal modulada sin su portadora o subportadora, debe ser reinsertada y sincronizada en el receptor la onda portadora original para detectar la modulación. Demodulación síncrona significa el proceso de detección de una señal modulada cuando está suprimida la señal portadora.

Tal como se muestra en la figura 1.9, el oscilador de color de 3.58 MHz suministra la señal subportadora, que es acoplada a los demoduladores para obtener la señal C. Cada demodulador es un detector síncrono.

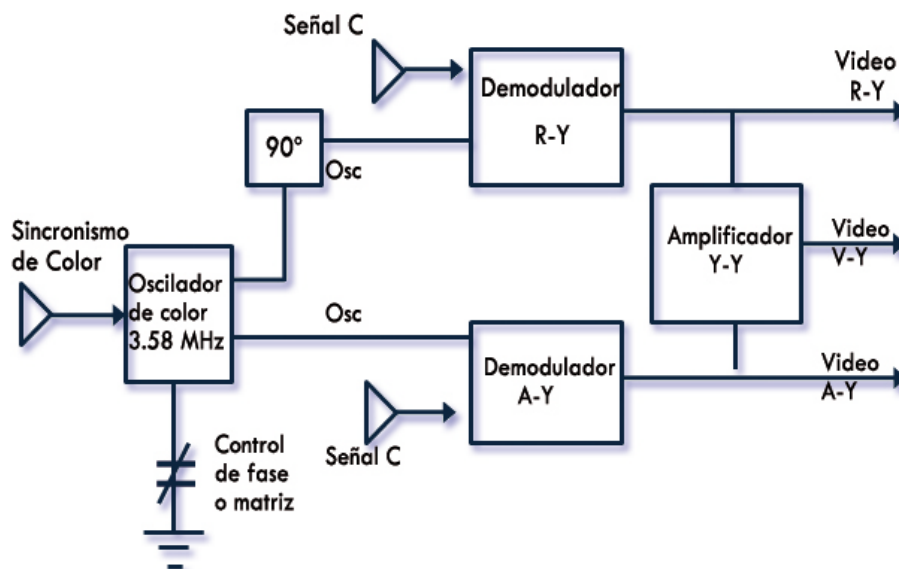


FIGURA 1.9 Detección de la señal C de 3.58 MHz

La detección de la señal C de 3.58 MHz es demodulada con dos demoduladores síncronos defasados 90° para recuperar las señales vídeo de color en cuadratura R-Y y A-Y. Estas dos señales se combinan para obtener la señal V-Y.



Este detector tiene la máxima salida en la fase de la señal modulada, que es igual a la entrada del oscilador. El circuito es un demodulador síncrono porque detecta la información de modulación que es sincronizada la portadora reinsertada. Por otra parte, prácticamente no hay salida de señal en cuadratura con la tensión reinsertada del oscilador. Por esta razón, son necesarios dos demoduladores síncronos para detectar dos señales vídeo de colores diferentes.

Muchos receptores decodifican la señal de croma de 3.58 MHz. en señales de vídeo de A-Y y R-Y, en lugar de I y Q.

La señal de vídeo A-Y es una mezcla de color próxima al azul. El ángulo de fase para el matiz de A-Y se desfasa 180° del burst de sincronismo de color.

La señal vídeo R-Y es una mezcla de color próxima al rojo. El ángulo de fase del matiz R-Y está desfasado 90° del de A-Y, ver figura 1.9.

Por otra parte, la señal A-Y y la señal R-Y se puede combinar para obtener la señal vídeo V-Y, ya que la señal Y contiene verde. Las señales de vídeo A-Y, R-Y y V-Y se denominan señales diferencia de color.

Luego pueden ser acopladas las tres señales vídeo de color A-Y, R-Y y V-Y, con suficiente amplificación al tubo de imagen tricolor.

OBTENCION DE I, Q UTILIZANDO LAS SEÑALES A-Y, R-Y, V-Y.

Señal I. Esta tensión vídeo de color se produce en la matriz del transmisor con la siguiente combinación de rojo, verde y azul:

$$I = 0.60R - 0.28V - 0.32A$$

El signo menos indica la adición de la tensión de vídeo con polaridad negativa. De la suma algebraica resulta que las componentes negativas de -0.28V y -0.32A dan un-total de -0.60, lo cual es igual al valor positivo de 0.60R. Estos valores se eligen para que la amplitud de la señal de vídeo I sea cero en el blanco.

Señal Q. Las tensiones de los colores primarios se combinan en la matriz del transmisor en las siguientes proporciones para la señal Q:

$$Q = 0.21R - 0.52V + 0.31A$$

Las componentes positivas de 0.21 R y 0.31 A en total 0.52, son iguales a la componente negativa de -0.52V. Se eligen estos valores también para que la amplitud de la señal. Q sea cero para el blanco.



SISTEMA ANALOGICO DE TV

Ambas señales Q e I son cero para el blanco, ya que no hay información de crominancia en él. La información de luminancia para las sombras de blanco está contenida en la señal Y.

Señal A-Y. El matiz de esta señal es principalmente azul, pero es una mezcla de color a causa de la componente -Y. Cuando combinamos el 100% del azul, con las componentes primarias de la señal Y, obtenemos:

$$\begin{aligned}A-Y &= 1.0A - (0.30R + 0.59V + 0.11A) \\ &= -0.30R - 0.59V + 0.89A\end{aligned}$$

Señal R-Y. El matiz R-Y es un rojo púrpura. Combinando rojo con las componentes primarias de la señal Y se obtiene:

$$\begin{aligned}R-Y &= 1.0R - (0.30R + 0.59V + 0.11A) \\ &= 0.70R - 0.59V - 0.11A\end{aligned}$$

La polaridad opuesta de la señal R-Y da el matiz del ciano-azul.

Señal V-Y. Combinando la señal -Y y el 100% de V resultando:

$$\begin{aligned}V-Y &= 1.0V - (0.30R + 0.59V + 0.11A) \\ &= -0.30R + 0.41V - 0.11A\end{aligned}$$

El matiz de la señal V-Y es un verde azulado. En el receptor se obtiene la señal vídeo V-Y mediante la combinación de R-Y y A-Y en las siguientes proporciones:

$$\begin{aligned}V-Y &= -0.51(R-Y) - 0.19(A-Y) \\ &= -0.51(0.70R - 0.59V - 0.11A) - 0.19(-0.30R - 0.59V + 0.89A) \\ &= (-0.357 + 0.057)R + (0.3 + 0.112)V + (0.056 - 0.169)A \\ &= -0.30R + 0.412V - 0.113A\end{aligned}$$

Esta combinación se forma en la etapa amplificadora de V-Y.

Las tensiones de mezcla de color están todas relacionadas entre sí, puesto que cada una es una combinación de R, V y A. También pueden ser especificadas las señales I y Q en términos de señales diferencia de color como sigue:

$$\begin{aligned}I &= 0.74(R-Y) - 0.27(A-Y) \\ &= 0.74(0.70R - 0.59V - 0.11A) - 0.27(-0.30R - 0.59V + 0.89A) \\ &= +0.60R - 0.28V - 0.32A\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}Q &= 0.48(R-Y) + 0.41(A-Y) \\ &= 0.48(0.70R - 0.59V - 0.11A) + 0.41(-0.30R - 0.59V + 0.89A) \\ &= +0.21R - 0.52V + 0.31A\end{aligned}$$



Todas estas señales de video combinan el rojo (R), verde (V) y azul (A) de modo que dos mezclas puedan contener toda la información de color de los tres primarios. Las señales vídeo de color y sus principales características están resumidas en la siguiente tabla:

Nombre	Matiz	Ancho de banda (MHz)	Notas
A-Y	Azul	0-0.5	Fase opuesta a la del burst de color
R-Y	Rojo	0-0.5	En cuadratura con A-Y
V-Y	Verde	0-0.5	Combina A-Y y R-Y
I	Naranja	0-1.3	Máximo ancho de banda de color
Q	Púrpura	0-0.5	En cuadratura con I

TABLA 1.4 Tipos de señales de video de color

1.7 LUMINANCIA Y CROMINANCIA

La amplitud de la luminancia y la amplitud y fase de la crominancia son características importantes de la señal de vídeo, siendo necesario verificar y medir sus magnitudes para el control de la señal de T.V.

BURST

Con la transmisión de portadora suprimida, el receptor debe tener un circuito oscilador de 3.58 MHz que genere la señal subportadora, con el fin de detectar la señal de crominancia. Además, es transmitida una muestra de la señal subportadora de 3.58 MHz con la señal C (llamado burst) como referencia de fase para el oscilador de color en el receptor.

En la televisión en color, el ángulo de fase es el matiz. Los matices del color se sincronizan por medio del "burst" una ráfaga de 8 a 11 ciclos de la señal subportadora de 3.58 MHz en el umbral posterior de cada impulso de borrado horizontal. Este burst de sincronismo de color controla la frecuencia y la fase del oscilador en el receptor.

Cuando la señal C con la información de color y la señal de Y luminancia son ambas acopladas a la sección del sumador o colorplexor. Esta etapa combina la señal Y con la señal C para formar la señal vídeo total colorplexada (figura 1.7 c). Esta señal es transmitida al receptor por modulación de amplitud de la onda portadora de imagen en el canal de 6 MHz asignado a la estación.

El burst de color sincroniza en los demoduladores, la fase del oscilador de color de 3.58 MHz. para detectar la señal de crominancia, en el receptor. La fase de la tensión del oscilador reinsertada determina los matices en la salida del detector. Por tanto, es necesario el sincronismo de color para establecer los matices correctos de los demoduladores.



SISTEMA ANALOGICO DE TV

El burst tiene de 8 a 11 ciclos de la subportadora de 3.58 MHz., transmitidos en el umbral posterior de cada impulso de borrado horizontal. La amplitud pico a pico del burst es igual a la del sincronismo. Sin embargo, el valor medio del burst coincide con el nivel de borrado. Este valor corresponde a cero para el sincronismo de deflexión, en consecuencia, el burst de color no interfiere con la sincronización de los osciladores de deflexión.

La presencia o ausencia del burst determina si un programa es de color o monocromático. Ésta es una frecuencia comprendida entre 2 y 4 MHz aproximadamente. Si la frecuencia de la señal subportadora de color es demasiado baja, puede producir excesiva interferencia con la señal de luminancia. En el extremo opuesto, la señal de crominancia puede interferir con la señal de 4,5 MHz de los receptores de sonido de interportadora.

Para minimizar estos efectos interferentes, se toma la frecuencia subportadora de color en exactamente 3.579545 MHz generada por un oscilador controlado por un cristal de cuarzo. Esta frecuencia está determinada por las relaciones armónicas para la señal subportadora de color, la frecuencia de exploración de línea horizontal y la interportadora de 4.5 MHz, permite utilizar para la información de crominancia bandas laterales de 0.5 MHz inferiores y superiores a la frecuencia subportadora de la señal.

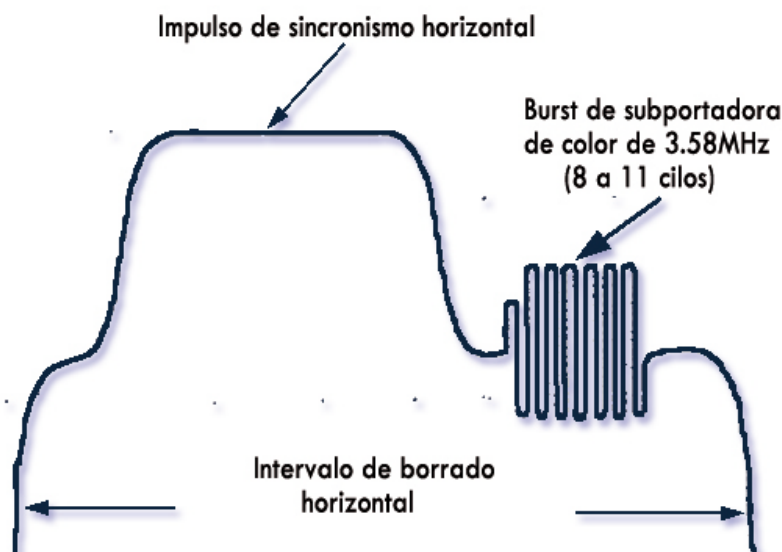


FIGURA 1.10 Burst de sincronismo de color en el umbral posterior de cada impulso de sincronismo H.

Si la frecuencia de exploración de línea horizontal es exactamente 15734.26 Hz para televisión en color, se puede determinar ahora la frecuencia de la subportadora de color. Este valor es igual al del 455 armónico de la frecuencia horizontal entre dos.

$$F_c = 455 \times 15734.27 / 2 = 3.579545 \text{ MHz.}$$



Considerando con más detalle la señal de luminancia, que contiene las variaciones de brillo de la información de imagen. La señal Y está formada por la suma del rojo, verde y azul de las señales vídeo primarias en las proporciones:

$$Y = 0.30R + 0.59V + 0.11A$$

La figura 1.11 muestra los valores de tensión de la señal Y con las proporciones específicas de las tensiones R, V y A para la carta de ajustes de las barras de color. Estas barras incluyen los colores primarios R, V y A, sus mezclas complementarias, el blanco y el negro.

La señal Y tiene su máxima amplitud relativa de 1 ó 100% para el blanco, a causa de que incluye R, V y A. Este valor para el blanco se calcula por:

$$Y = 0.30 (1) + 0.59 (1) + 0.11 (1) = 1$$

En otro ejemplo, la barra de color ciano incluye V y A pero no R. Así el valor de Y para el cian se calcula por:

$$Y = 0.30 (0) + 0.59 (1) + 0.11 (1) = 0.70$$

Todos los valores de tensión de la señal Y se calculan de esta manera. Las tensiones resultantes son los valores relativos de luminancia correspondientes a cada una de las barras de color.

También en la figura 1.11 se muestran los valores de voltaje de las señales de crominancia. Aquí se ilustra la formación de la señal de video que combina la luminancia y la crominancia en etapas sucesivas. Comenzando con los colores primarios, las tensiones de video R, V y A están completamente saturados, sin blanco. Así el valor relativo de tensión de R, V y A es de 100% o 1.

Color	R	G	B	Y	(R-Y)	(B-Y)	R	Y(Grados)
Blanco	1	1	1	1	0	0	0	0
Amarillo	1	1	0	0,89	0,11	-0,89	0,89	173,36
Ciano	0	1	1	0,7	-0,7	0,3	0,76	293,21
Verde	0	1	0	0,59	-0,59	-0,59	0,83	225
Magenta	1	0	1	0,41	0,59	0,59	0,83	45
Rojo	1	0	0	0,3	0,7	-0,3	0,76	113,21
Azul	0	0	1	0,11	0,11	0,89	0,89	343,36
Negro	0	0	0	0	0	0	0	0

FIGURA 1.11 niveles de señal de crominancia y luminancia



formar la señal vídeo V-Y. Contando desde el burst (en el sentido de las agujas del reloj), el ángulo de fase es de 90° para R-Y, 180° para A-Y y 304° para V-Y.

RESOLUCIÓN Y ANCHO DE BANDA DE COLOR

La señal Y es transmitida en todo el ancho de banda de video es decir 4.2 Mhz , con la finalidad de tener el mayor detalle en Monocromía, sin embargo este ancho de banda total no es necesario para las señales de color, esto debido a que en color el ojo no resulta tan sensible a los detalles. Por esta razón la información de color se puede transmitir con sólo una parte del ancho de banda. Esta característica permite multiplexar la señal de crominancia en el canal estándar de 6 Mhz. Todas las señales de vídeo en color tienen un ancho de banda de 0 a 0.5 Mhz, a excepción de la señal I, la cual tiene un ancho de banda de 1.3 Mhz.

En la figura 1.13 puede apreciarse los anchos de banda, para las diferentes señales de video y al final se aprecia el ancho de banda total de la señal de video y el canal de televisión de 6 Mhz completo.

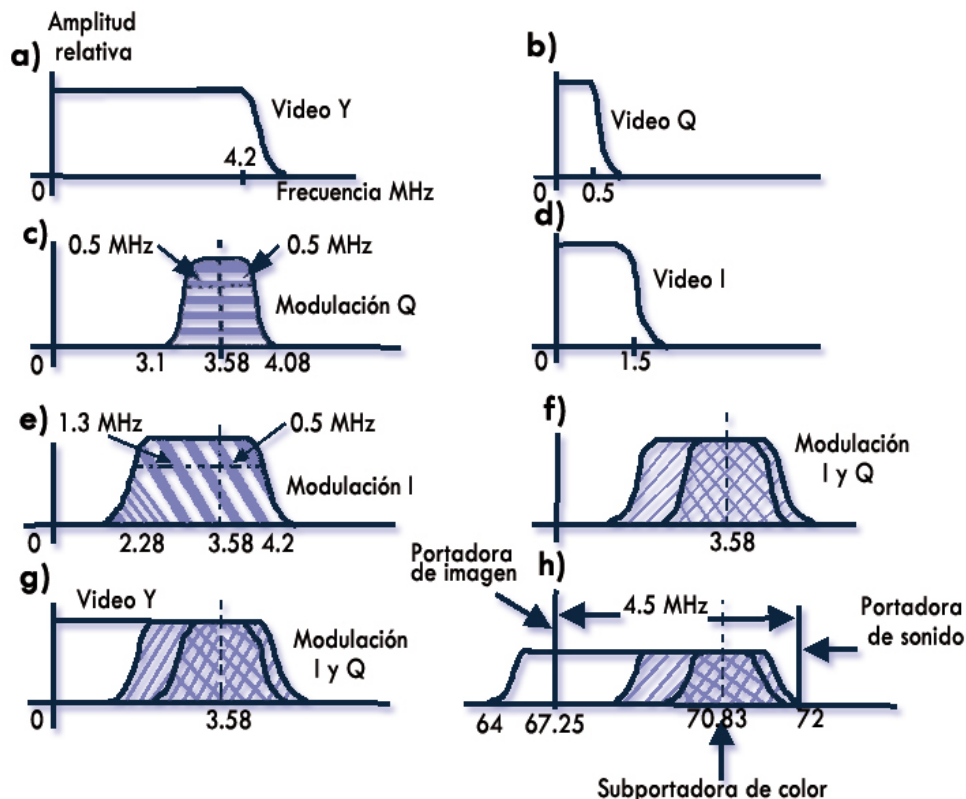


FIGURA 1.13 Anchos de banda para las diferentes señales de video. a) Video Y b) Video Q c) Modulación Q d) Video I e) Modulación I f) Modulación I y Q g) Video Y, modulación I y Q h) Espectro de una señal de TV



1.8 FUNDAMENTOS DE AUDIO ANALÓGICO.

Hasta ahora hemos hablado de video, sin embargo el sistema de audio asociado, resulta de gran importancia, desde hace algunos años las compañías de televisión han comprendido la necesidad de manejar sistemas de audio de excelente calidad para poder lograr esta calidad es necesario tener un conocimiento básico de las características del audio, algunas de ellas las veremos a continuación.

1.8.1 Nivel de Presión Sonora (SPL).

El sonido es definido como oscilaciones o desplazamiento bajo presión en un medio elástico. El sonido es la sensación producida por el oído por estas oscilaciones, el sonido puede ser deseable (música) o indeseable (ruido). Las oscilaciones audibles ocurren dentro de un rango (para el oído humano) aproximado de 20 Hz. – 20 KHz, algunas veces menor dependiendo de la salud del aparato auditivo del individuo.

Como mencionábamos anteriormente el sonido es el resultado de oscilaciones en un medio con presión y elástico, por lo cual revisaremos una variable llamada nivel de presión sonora.

El rango dinámico del oído humano, está situado en el umbral del dolor a 120 dB y varía de un individuo a individuo, el oído va degradándose conforme a la edad, las enfermedades y a la exposición continua a niveles altos de sonido.

El audio es un elemento fundamental para una estación de televisión, actualmente el audio para aplicaciones de broadcast, resulta de una gran calidad y desarrollo tecnológico, los procesos de audio, monitoreo, medición y control de calidad en nuestros días, resultan igual de cuidadosos que para la señal de video.

Revisaremos las partes más importantes del proceso de audio para estudio y efecto de transmisión.

1.8.2 Niveles de señales eléctricas y unidades de medición.

Las amplitudes de las señales de audio son muy variables, además dado que las características de la recepción del oído humano son logarítmicas se utiliza una unidad logarítmica, el DECIBEL con la finalidad de expresar los cambios en potencia o voltaje con respecto a un nivel de referencia.

Comúnmente utilizamos 3 tipos de unidades para la medición de niveles de audio. Estas unidades son:

El **dBm** es una unidad para expresar el valor RMS, de una señal senoidal con respecto a una potencia de referencia de 1 mW, la cual se encuentra referenciada a una carga de 600 ohms, cuando se toma esta carga y esta referencia, el nivel de voltaje resultante es: **0.7745 V**.



Esto es debido a la siguiente relación:

A partir de la expresión de potencia:

$$P = V^2/R$$

Despejando de la fórmula tenemos:

$$V = \sqrt{PR}$$

Donde: V= Voltaje RMS

P= Potencia de referencia

R= Carga o Impedancia 600 Ohms

Despejando y sustituyendo valores tenemos que el voltaje es de:

$$V = 0.774596 \text{ Volts.}$$

Cuando el valor de la carga cambia, los valores de voltaje también son afectados. El valor de 0 dBm, está definida entonces a un valor de 1 mW, otros valores de audio pueden ser calculados de la siguiente manera:

$$N = 10 \log (P/P_{REF})$$

La misma expresión pero ahora derivada para valores de voltaje y corriente:

$$N = 20 \log (V/V_{REF})$$

$$N = 20 \log (I/I_{REF})$$

EL DBu

Un método alternativo para expresar niveles de audio es el dBu, el concepto de dBu, asume una impedancia de la fuente cercana a cero y una impedancia de carga cercana a infinito o muy alta. Bajo estas condiciones ideales la fuente no disipa ninguna potencia medible en la carga y el voltaje de la fuente por lo tanto no es afectado, la referencia es de 0.775 V, y para efectos prácticos la impedancia de la fuente es de 50 Ohms, por otra parte la impedancia de la carga deberá ser de 10 K Ohms o mayor.

EL DBV

Otra manera también usada para mediciones de audio es el dBV, se basa en el concepto de una carga de alta impedancia con una referencia de 1 Volt, este tipo de medición es usada principalmente por fabricantes de micrófonos.



El dBV, es de uso incorrecto cuando se aplica a audio, 0 dBV está definido como 1 Vpp y es usado para medir señales en las cuales importa el voltaje para excitar por ejemplo los preamplificadores de una consola.

El nivel de señal de audio es expresado en dBm, el nivel estándar de operación puede ser de +8dBm en 600 Ohms, algunos sistemas trabajan a +4dbm.

NIVELES DE SEÑAL PARA MICRÓFONOS E IMPEDANCIAS

Los rangos de sensibilidad de un micrófono son medidos sobre una referencia de 74dB SPL, son expresadas comúnmente en microvolts con carga abierta, actualmente los fabricantes de micrófonos han estandarizada la impedancia en 150 Ohms, sin embargo algunos otros valores son encontrados en la práctica.

Regularmente la bobina de un micrófono dinámico con un impedancia de 150 Ohms, genera un voltaje de 100milivolts considerando que la impedancia de entrada de un preamplificador de una consola de audio es de 1.5 K ohms, se puede entender el por qué las consolas de audio cuentan con controles de ganancia en las entradas de los micrófonos.

1.8.3 Medición de Fase Mediante el Monitor de fase de Audio.

Actualmente casi todas las estaciones de Televisión, utilizan audio estéreo en sus emisiones, por lo tanto se requiere mayor cuidado en el nivel y fase de los dos canales de audio, esto es debido a que cuando el audio se modula para la transmisión sabemos que el modulador de audio trabaja bajo la relación:

L-R , LCR

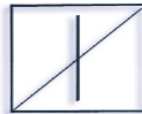
Las cuales son relaciones de fase de los canales de audio, por lo cual si se producen errores en la conexión de estos canales al salir del estudio , es decir al ser enviados hacia el máster , este las enviará en forma incorrecta la transmisor con lo cual la transmisión estéreo será incorrecta y el televidente no podrá apreciar la sensación estéreo, Para evitar estos problemas existe un método llamado figuras de Lissajous, las cuales al ser observadas en un monitor de audio nos permiten determinar la correcta o incorrecta posición de los canales de audio, así mismo existen algunos equipos encargados del monitoreo de audio , algunos de ellos son Tektronix ,audio monitor modelo 760 A.

Los patrones de Lissajous son. Ver figura 1.14



PHASE/AMPLITUDE ERRORS
AS SEEN ON
AUDIO VECTORSCOPE
USING STEADY TONE SIGNALS

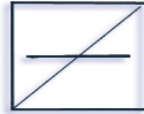
A. SIN ERRORES



SOLO CANAL
IZQUIERDO



CANAL IZQUIERDO Y
DERECHO EN FASE



SOLO CANAL
DERECHO

B. ERRORES DE FASE EN GRADOS



10°



45°



90°



135°



170°



180°

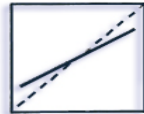
C. ERRORES DE AMPLITUD EN dB.



L=0dB
R=-3dB



L=-3dB
R=-3dB



L=3dB
R=0dB

L= LEFT = IZQUIERDA
R= RIGTH = DERECHA

C. COMBINACIÓN DE ERRORES DE FASE Y AMPLITUD



R= .3dB y
10° DE ERROR



L= .3dB y
10° DE ERROR



L=-3dB
R=-3dB y
90° DE ERROR



FASE INVERTIDA
L= .3dB y
10° DE ERROR

FIGURA 1.14 Errores de Fase/Amplitud como se ven en un vectorscopio de Audio utilizando señal de tono

Como es fácil observar de estas figuras este método nos permite tener en cuenta los errores de fase así como de nivel diferente en cada uno de los canales.

1.8.4 Monitoreo de Niveles de Audio.

El monitoreo de audio, es una parte muy importante en la etapa de transmisión y generación del audio, este proceso se realiza con la finalidad de evitar los picos de nivel los cuales pueden ocasionar sobrecarga y distorsión en la transmisión. Existen básicamente dos tipos de medidores para audio el medidor de VU's y el PPM, a continuación veremos los dos casos:



SISTEMA ANALOGICO DE TV

EL MEDIDOR DE VU'S

Resulta conveniente efectuar la medición de nivel de señal de audio tomando en cuenta el valor promedio de acuerdo con el volumen del audio.

El equipo adecuado para efectuar estas mediciones es el medidor de VU's.

El equipo fue desarrollado en los años 30's por los institutos de CBS, NBC y Bell.

La característica de este equipo es que cuando se conecta a un equipo o circuito de carga de 600 Ohms de impedancia y con una señal de 1 Khz se tiene un voltaje de 1.228 volts, al ser un medidor de aguja móvil, la aguja bajo estas condiciones se reflexiona hasta la marca 0 VU, es importante señalar que este instrumento al ser mecánico posee el problema de la inercia y por lo cual no sirve para medir señales de pico, dado que no responde con la suficiente rapidez, por este motivo una medición en este equipo depende de su velocidad de respuesta la cual es de más o menos 30 milisegundos o 0.3 segundos, en este momento la medición que el equipo hace resulta confiable.

EL MEDIDOR PPM.

Este medidor posee una respuesta mucho mejor que el medidor VU's, por lo cual permite el monitoreo de los picos de la señal, se encuentra referido al igual que el medidor mecánico, sin embargo este es capaz de efectuar mediciones de picos que puedan resultar perjudiciales para la transmisión, produciéndose saturación y distorsión, las escalas para estos medidores van del orden de -20 VU's hasta + 4VU's pasando por cero.

Es importante señalar que es deseable que los picos de señal no sobrepasen +3 VU's

1.9 TRANSMISORES DE TELEVISION.

La operación de los transmisores de TV es de acuerdo a la asignación de los canales de televisión, los cuales se localizan en las siguientes tres bandas: banda baja VHF (canales 2 a 6, de 54 a 88 MHz), en la banda alta VHF (canales 7 al 13, de 174 a 216 MHz), y la banda UHF (canales 14 a 83, de 470 a 806 MHz).

El principio fundamental que se aplica al diseño de los transmisores de TV, es el nivel de potencia aplicado a la modulación. Así por ejemplo, en los transmisores con nivel alto, la modulación se efectúa en la etapa de potencia de RF final; para este tipo de transmisores es importante cuidar la linealidad en la transferencia de la entrada contra la salida del transmisor y la utilización de drivers de video de potencia. Además, el filtro de banda lateral residual debe poder manejar la potencia total del transmisor.

En los transmisores con nivel bajo de modulación, uno o mas amplificadores de potencia siguen después del amplificador de modulación el cual se diseña para la operación de banda ancha. Para este caso el filtro de banda lateral residual se puede colocar después del amplificador de modulación, operando así con un nivel bajo de potencia.



Dado que los transmisores de TV transmiten audio y video, la amplificación, modulación y acondicionamiento de dichas señales se puede efectuar de dos maneras, por amplificación combinada o por amplificación separada. En el caso de la aplicación combinada se aplica modulación de bajo nivel y amplificación de una sola etapa, por lo regular clase A para lograr una mayor linealidad a costa de una menor eficiencia.

Para la amplificación separada se utiliza varias etapas de amplificación independientes y modulación de alto nivel para la señal de video, combinando audio y video en alto nivel por medio de un combinador y diplexor. Los amplificadores utilizados son clase AB, B o C.

1.9.1 Componentes de un transmisor de TV.

Los diseños de los transmisores de televisión difieren ampliamente dependiendo de su banda de frecuencias y la potencia requerida. Otras diferencias dependen de la manufactura de los componentes y del sistema a utilizar. Sin embargo los transmisores de televisión deben incluir los siguientes componentes.

1.9.2 Excitador visual.

El excitador visual tiene el propósito de recibir señales en banda base de video, procesándolas y convirtiéndolas en una señal modulada en banda lateral residual para la transmisión de un canal de TV. Gran parte del procesamiento de la señal ocurre en las etapas de video o entre las etapas de IF. En la figura 1.15 se muestra un diagrama básico de un transmisor modulador de IF.

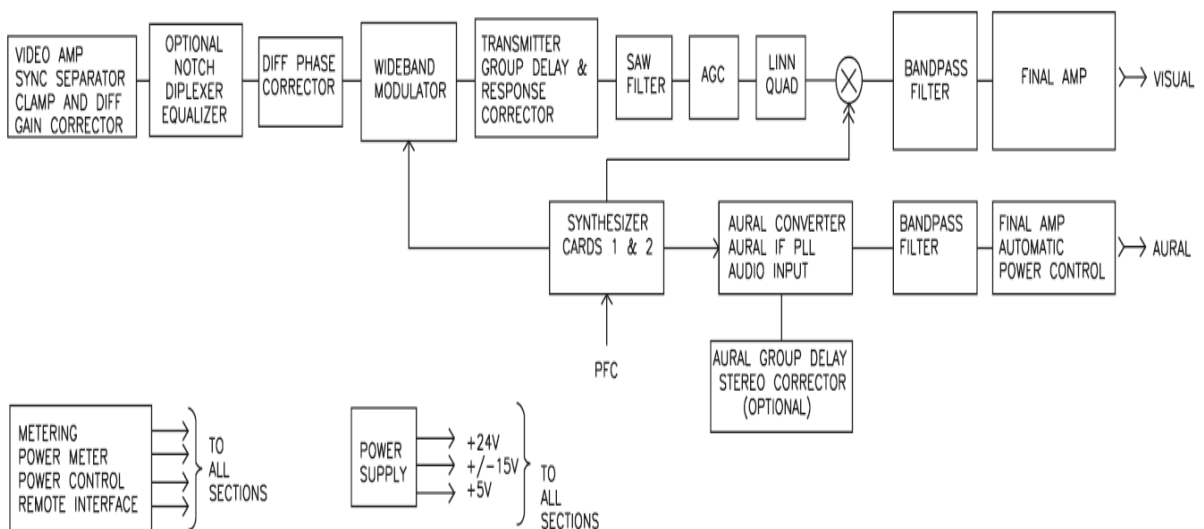


FIGURA 1.15 Diagrama básico de excitador



SISTEMA ANALOGICO DE TV

Para cumplir con el objetivo del transmisor de televisión, de ser transparente para la señal interna, es de gran importancia asegurarse de que la señal interna es optimizada. Es difícil definir exactamente en donde termina el procesamiento de video de la estación y donde empieza el procesamiento en el transmisor. Prácticamente, parte del procesamiento de video se realiza fuera del transmisor.

Las principales funciones de procesamiento del excitador de video son:

1. obtener la apropiada relación entre sincronización y video
2. remover cualquier señal en modo común
3. proveer completamente el control de nivel de video
4. restablecer el nivel de DC
5. prevenir la sobre modulación
6. correcciones a la respuesta en frecuencia para la señal aplicada al transmisor.

Frecuentemente se usa la precorrección como compensador para algunas distorsiones del transmisor, que suelen aparecer en el proceso de video.

Algunos tipos de precorrección son: ganancia diferencial, fase diferencial y compensación por retardo de grupo.

El restablecimiento de DC es importante porque la información de brillo de la imagen esta contenida en la componente de DC de la señal de video. Las señales en modo común, como ruido o componentes de AC pueden ser removidas usando entradas en modo diferencial para la señal de video.

Los limitadores para el nivel pico de blancos se aplican para mantener la portadora libre de estrangulamiento. Cuando en un receptor de TV la portadora que recibe desaparece, ésta temporalmente incrementa su ganancia por medio del control automático de ganancia, por consiguiente solo se produce ruido cuando la portadora desaparece; este ruido se amplifica y es transferido a la portadora aural donde se convierte en un zumbido audible en el receptor.

La ganancia no lineal de crominancia a diferentes niveles de luminancia, exhibe un cambio en la saturación de colores llamado ganancia diferencial. La fase no lineal en la crominancia a diferentes niveles de luminancia exhibe un cambio en el matiz de los colores, la cual es denominada fase diferencial.

La ganancia diferencial y la fase predistorcionada son frecuentemente creadas en el excitador para compensar las no linealidades en el transmisor.

La luminancia no lineal esta presente donde exista un cambio en la ganancia de luminancia con diferentes niveles de brillo. Ambas, la ganancia diferencial y la luminancia no lineal son distorsiones de amplitud.



La forma en la que se realiza el procesamiento de la señal de video en el excitador es la siguiente:

La señal de banda base es alimentada al excitador donde se fija, se corrige en ganancia y fase diferencial y modula en FI. En seguida, se corrige la respuesta en frecuencia y el retardo de grupo, siguiendo con el filtrado de la banda lateral vestigial. Luego la señal de FI pasa con un amplificador con AGC donde se corrige la linealidad y el ICPM.

Un oscilador local y mezclador, convierte la señal de FI a frecuencia de transmisión y la señal resultante se filtra en pasa banda y se amplifica. El amplificador final del excitador es capaz de entregar hasta 1 watt pico de sincronía a las etapas subsecuentes y una muestra de su salida se lleva al circuito AGC del excitador para mantener su potencia de salida constante.

A continuación se describe los módulos más importantes de un excitador:

MODULADOR

La mayoría de los transmisores actuales son del tipo “transmisor modulador de IF e incluyen moduladores balanceados con excelente linealidad y bajo nivel de ruido. Para una modulación negativa, los picos de la sincronización corresponden a la envolvente máxima o 100% de la IF, para el nivel de borrado se tiene el 75% de la IF, y la señal de blanco máxima corresponde al mínimo con un 12.5% de modulación. Muestra una señal con diferentes niveles de modulación.

COMPENSADOR DE RETARDO DE GRUPO

La distorsión de la forma de onda puede ser causada por un retardo de grupo inherente a los amplificadores de RF, filtros de RF, combinadotes y otros sistemas de salida. La distorsión por retardo de grupo es el retardo no uniforme de diferentes frecuencias sobre el ancho de banda de la señal de TV.

La distorsión por retardo de grupo ocurre en amplificadores (TUVE CAVITY AMPLIFIER), Combinadotes (NOTCH DIPLEXER COMBINERS), circuitos de sintonía en los amplificadores de alta potencia con base en tetrodos y Klystrons.

La predistorsión de retardo de grupo se puede realizar en la banda base de la señal de video o en el nivel de FI, utilizando ya se redes o circuitos ecualizadores pasivos o ecualizadores activos. Este tipo de redes, es conocido como filtros paso todo, los cuales proporcionan una respuesta para la fase no lineal.



FILTRO DE BANDA LATERAL RESIDUAL

Un canal de TV debe de cumplir con los estándares establecidos por los organismos gubernamentales de telecomunicaciones, así su transmisión se efectúa por una modulación en amplitud de banda lateral residual con portadora suprimida. La banda lateral superior debe de estar contenida dentro de los 4.75 MHz de la portadora visual; la banda lateral inferior es filtrada en una gran porción.

Con advenimiento de los moduladores de IF, el filtrado de la señal se efectúa en las etapas de baja potencia, utilizando principalmente filtros de estado sólido, en especial filtros de onda acústica superficial (SAW). Este tipo de filtros se basan en la propagación de una onda elástica sobre la superficie de un cristal piezoeléctrico, aproximadamente a la velocidad del sonido.

Un filtro SAW consiste transductores diseñados con película delgada de aluminio depositada en la superficie de un material de cristal semiconductor con propiedades piezoeléctricas. Esto resulta en una vibración en la superficie del sustrato, la vibración varía de acuerdo a la frecuencia de la señal aplicada y viajando a la velocidad del sonido sobre la superficie; en la figura 1.16 se muestra el esquema de un filtro acústico. Para proporcionar el filtrado, se deposita sobre la superficie plana del sustrato del filtro una hilera de electrodos metálicos espaciados con precisión, los centros de los electrodos se localizan a la mitad o a un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia central deseada. Conforme las ondas acústicas viajan a través de la superficie del sustrato, se reflejan hacia un lado y otro, mientras que chocan sobre los electrodos. Dependiendo de la longitud de onda acústica y los espacios entre electrodos, parte de la energía reflejada, atenúa y cancela la energía de la onda incidente (interferencia destructiva), mientras que parte de la energía ayuda (interferencia constructiva). Las frecuencias de la energía acústica que se cancelan dependen de los espacios entre los electrodos. El ancho de banda de los filtros se determina por el grosor y número de electrodos.

Una característica de los filtros SAW es que el retardo de grupo se puede fijar independientemente de la característica de la amplitud. Su principal desventaja es la pérdida de inserción extremadamente baja al orden de 25 y 35 Db. De sus funciones principales se puede mencionar el ajuste de ancho de banda, ecualización de retardo de grupo, y reducción de la comunicación cruzada entre la señal de video y audio.

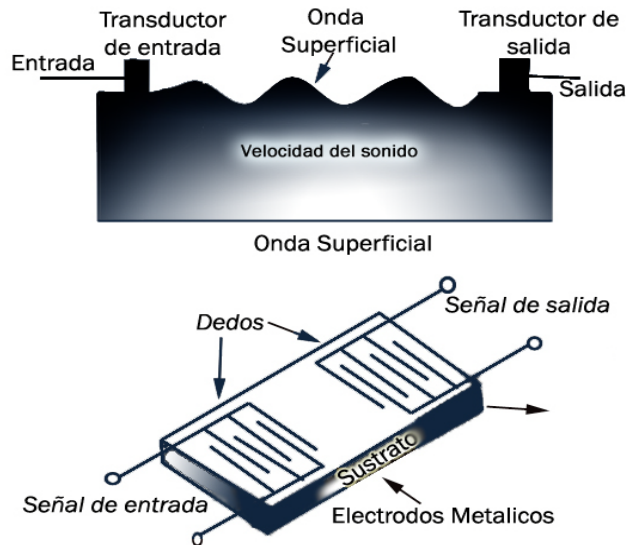


FIGURA 1.16 Filtro SAW

PRECORRECCION DE LINEALIDAD EN IF

Algunas veces se efectúa la corrección de no linealidad en amplitud y fase de la señal de video en banda base. Una alternativa es realizar la corrección a frecuencias de IF. La ventaja de corregir en el nivel de IF se presenta dado que la mayor distorsión se da en los amplificadores de potencia de RF y después del filtro de banda lateral residual. Por lo tanto si se efectúa una predistorsión antes de que la señal llegue a estas etapas, a la salida se tendrá un espectro con componentes que tenderán a cancelar los productos de intermodulación generados por las etapas de potencia y filtrado.

Este tipo de precorrección es útil en caso de amplificadores de potencia que utilizan dispositivos clystron. También ayuda a corregir distorsiones de la señal de crominancia, puesto que el contenido de energía de su espectro es mucho menor que la energía contenida en el espectro de la señal de luminancia.

Los productos de intermodulación son causados principalmente por las características de transferencia no lineal de los amplificadores de potencia cuando la potencia de salida se acerca a la región de saturación.



SISTEMA ANALOGICO DE TV

PRECORRECTORES DE ICPM

La distorsión de fase en los amplificadores de alta potencia produce una distorsión de fase accidental en la portadora (ICPM), la cual genera componentes en cuadratura con la modulación de la señal. Cambios rápidos en la amplitud de la señal de video produce mayor modulación de fase accidental que variaciones lentas. En el receptor esta condición resulta mas adversa por la atenuación de la banda lateral inferior después de los 0.75MHz. El receptor responde a las bandas laterales extras, generadas por la modulación de fase accidental como si fuera información modulada en amplitud en banda lateral, produciendo distorsión en las esquinas de la imagen.

También, la modulación ICPM deteriora el audio con receptores que utilicen conversión de ínter portadora. Un receptor de ínter portadora utiliza un detector de AM síncrono para producir la seña de IF de video compuesto, la frecuencia intermedia de 4.5 MHz para el audio. Así, cualquier modulación en fase presente en la portadora de video se transfiere a ínter portadora de audio.

Los precorretores de ICPM actúan sobre la señal de IF y son de dos tipos: Unos utilizan moduladores de fase y los otros operan sobre la señal directamente. Los de tipo modulador utilizan la señal de video para variar la fase de IF o la fase del oscilador maestrete manera opuesta a la característica no lineal del amplificador; en la figura 1.17 se muestra un diagrama de bloques donde un modulador de fase actúa sobre la señal de un oscilador maestro.

Los precorretores de ICPM que opera directamente sobre la señal de IF pueden ser implantados de varias maneras. Uno de los métodos consiste en dividir la señal de IF en dos señales en cuadratura como se muestra en la figura 1.17, de esta manera variando la ganancia de una de las señales, es posible precorregir la distorsión por fase que introduce El amplificador de potencia.

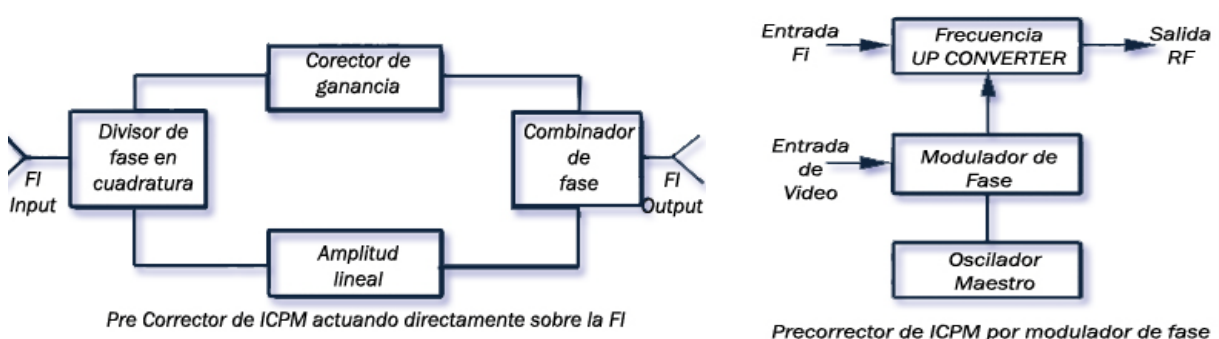


FIGURA 1.17 Precorrector ICPM



GENERADOR DE RF

Los transmisores que emplean moduladores de IF, generan las siguientes frecuencias: La IF visual, IF aural, y las señales del oscilador maestro para trasladar las frecuencias intermedias IF a las frecuencias finales de la portadora. Estos osciladores son implantados por sintonizadores digitales o con osciladores que utilizan cristal. Una de las ventajas de, los sintonizadores, es que con un solo cristal operando a una frecuencia estándar, se puede operar varios canales de TV. Por otro lado los osciladores de cristal requieren de circuitos simples.

Dos frecuencias intermedias comúnmente utilizadas en los generadores de RF son: 37MHz y 45MHz. Varias son las razones para seleccionar una u otra IF. Una de las ventajas de la frecuencia de 37 MHz es que la sensibilidad de la temperatura de muchos de los componentes de IF como los filtros SAW, se relaciona directamente con la frecuencia de portadora. Así para la frecuencia baja de IF los componentes presentan 12% menos de corrimiento por sensibilidad a la temperatura con respecto a la frecuencia de 45.75 MHz. También, el segundo armónico de 38.9 cae entre los canales 4 y 5 por lo cual no causa interferencia.

La frecuencia de 45.75 MHz es una frecuencia intermedia común con los demoduladores, la cual puede ser útil para identificar la falla en los equipos.

La característica importante del funcionamiento de un oscilador son: el ruido de fase, sensibilidad a corrimientos o variaciones de frecuencia con el tiempo y la temperatura, y la susceptibilidad a corrimientos de fase y temperatura inducidos mecánicamente.

La tolerancia de frecuencia esta relacionado estrechamente con los generadores de IF y RF, la tolerancia para la frecuencia portadora de imagen es de ± 1000 Hz. La frecuencia portadora de sonido debe de estar a 4.5 Mhz ± 1000 Hz arriba de la frecuencia portadora de imagen. Para la frecuencia subportadora de croma, se debe cumplir con 3.579545 Mhz ± 10 Hz.

1.9.3 Excitador de audio

El excitador de audio en su forma más básica, esta integrado por un procesador de audio, un oscilador de IF (41.25 MHz) modulado en FM y un convertidor de subida (generador de RF) para obtener la señal portadora, la figura 1.18 muestra los bloques que forman el excitador de audio.

El sistema de audio en banda base denominado sonido de televisión Multicanal MTS propuesto por Broadcast Televisión Systems Comité (BTSC) de la Electronics Industries Association, incluye canales monoaurales, estéreo, canales para programas de audio separados (SAP) y datos. Las características del sonido de TV se muestran en la figura 1.18 en este sistema el canal L+R corresponde al sonido original para compatibilidad con



SISTEMA ANALOGICO DE TV

receptores monofónicos. La señal L-R para el efecto estereofónico modula una subportadora suprimida de 31.4 KHz. Se elige esta frecuencia como $2f_h$, donde f_h es la frecuencia de barrido de línea horizontal, o sea aproximadamente 15.7 KHz. La señal piloto es de $3.5 f_h$. Los múltiplos de f_h se utilizan para entrelazar las componentes de frecuencia de la modulación del sonido con la frecuencia de la señal de video. Las señales indicadas a la derecha son para canales SAP cuyo posible uso es la emisión en un segundo lenguaje.

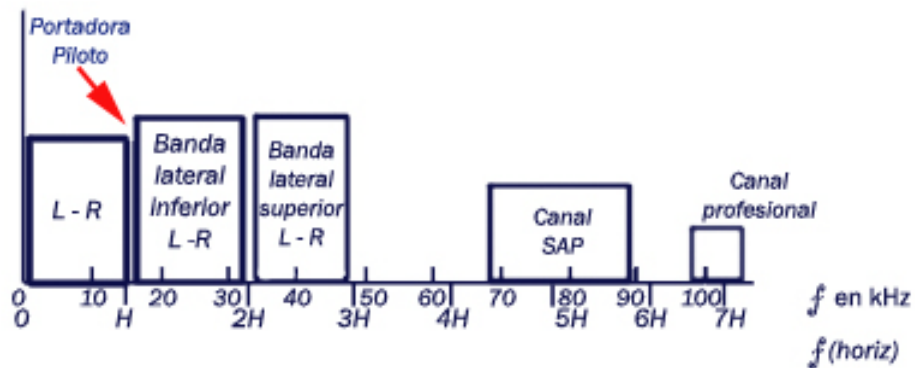


FIGURA 1.18 Espectro de banda base del sonido para el sistema de TV estéreo

CIRCUITOS DE PROCESAMIENTO DE AUDIO

Estos aseguran una buena separación de la señal estéreo y una mínima comunicación cruzada entre la señal estéreo principal y los canales SAP, tomando en cuenta la linealidad en fase, baja distorsión reducción de rizados en la amplitud, y buena limitación en la banda de paso.

Todos los errores relacionados con la linealidad de fase y la respuesta en amplitud contribuyen a deteriorar la separación de la señal estéreo.

MODULADOR DE IF

Los transmisores modernos utilizan modulación de IF; la utilización de amplificadores de banda ancha asegura que las etapas de baja potencia no contribuyan con el retardo de grupo o atenuación excesiva en las frecuencias cercanas a la frecuencia de corte de los amplificadores.

Con el advenimiento de los sistemas estéreo MTS, se acentúa el problema de intermodulación y distorsión de tercera armónica. Así mismo es importante mantener la IF



dentro de los límites especificados para no generar frecuencias espurias que generen ruido en la señal de FM.

AMPLIFICADORES DE RF Y DIPLEXORES

Se dice que un amplificador de RF esta optimizado para el funcionamiento estéreo cuando su respuesta en frecuencia es simétrica y plana, y minimizando además la variaciones de retardo de grupo en su banda de paso.

El diplexor es el último y posiblemente el elemento más crítico en la cadena de etapas aural con respecto a la separación estéreo y a la comunicación cruzada entre el canal estéreo y el SAP. Sin embargo los diplexores híbridos no presentan degradación al sonido multicanal, ya que presentan un mayor ancho de banda que los diplexores con supresión de banda (Notch Diplexer). Se debe mantener para los diplexores con supresión de banda una correcta sintonización, compensación por retardo de grupo y amplitud para no degradar la separación estéreo y la comunicación cruzada.

Minimizar las reflexiones de onda estacionaria en la antena, también ayuda a mantener la señal piloto libre de distorsión y evita que el canal de audio pierda separación estéreo o se vuelva ruidoso.

1.9.4 Transmisores de Estado Solido.

En la actualidad se cuenta con dispositivos de amplificación de RF con tecnología de transistores bipolares y efecto de campo. Los amplificadores de potencia operan en clase AB para lograr una mejor relación entre eficiencia y linealidad. Los amplificadores Drive usualmente contienen dispositivos de amplificación en RF que operan en clase A.

Aunque los dos tipos de transistores tienen sus méritos, los Fets presentan algunas ventajas sobre los transistores bipolares.

Los Fets tienen factores de amplificación mayor, lo que reduce el número de dispositivos de una sola etapa de amplificación. Requieren del voltaje del orden de 50 volts en las fuentes de poder, lo que permite reducir la capacidad de corriente de las mismas. Sus circuitos de polarización requieren de menos componentes.

Los transmisores de estado solido mantienen su comportamiento por largos periodos de tiempo debido a que no tienen controles de sintonía, ni filamento de emisión que se degrade con el tiempo, no requieren de tiempo de calentamiento y son activados en segundos. Algunas ventajas adicionales de los transmisores de estado solido son las siguientes.

1. alta confiabilidad de los circuitos fundamentales
2. fácil acceso a todos los módulos
3. módulos intercambiables
4. reparación del transmisor por módulos.



Cambiando módulos de RF se puede generar transmisores en cualquier rango hasta 60 Kw.

CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA

El sistema de controla automático de ganancia se utiliza para mantener constante la potencia de salida del transmisor. Los cambios en la temperatura ambiente pueden causar cambios en la ganancia de los amplificadores de estado sólido, asimismo, fallas en algún modulo de RF causan reducción en la potencia de salida final.

AJUSTE DE FASE Y GANANCIA.

Al combinar amplificadores de potencia de RF, se deben de acoplar en fase y en ganancia para transmitir máxima potencia a la antena y un mínimo de potencia a la carga de rechazo.

AMPLIFICADORES DE RF.

Al combinar varios módulos de potencia de RF para lograr la potencia de salida deseada, aumenta la redundancia del sistema por el arreglo en paralelo y la disponibilidad de permanencia al aire del transmisor.

Hoy en día casi todos los fabricantes de módulos de amplificadores de potencia han adoptado el modulo con potencia de salida de 1Kw, esto con base al costo, y limitaciones de tamaño. Cada modulo cuenta con fuente de poder y autoprotecciones para evitar que una falla de una sección se prolongue hasta otra sección dentro del modulo.

1.9.5 Combinadores de Audio y de Video

Existen varios métodos para combinar la potencia en RF de módulos amplificadores de estado sólido. El método predominante es por medio de combinadotes en anillo de N-vias en fase. Este tipo de combinadotes permite combinar una gran cantidad de amplificadores (comúnmente de 2 a 20) esto debido a la capacidad de sus líneas coaxiales para manejar alta potencia. La figura 1.19 muestra un combinador en anillo de dos vías; cada una de las líneas de transmisión es de un cuarto de longitud de onda. Cuando se aplican voltajes iguales a los dos puertos de entrada (ambos amplificadores operando) la señal combinada pasa completamente a la salida, siendo esto cierto por tres razones:

1. la distancia de cada puerto hacia la salida es eléctricamente igual, ya sea por la trayectoria corta o larga.
2. la señal de un amplificador, que llega a un puerto de carga esta 180 grados fuera de fase con respecto a la señal del otro amplificador, por lo que no se disipa potencia en la carga.



3. la señal de amplificador 1 que llega al puerto de entrada 2 por los dos caminos esta fuera de fase y viceversa, por lo que quedan aislados los amplificadores.

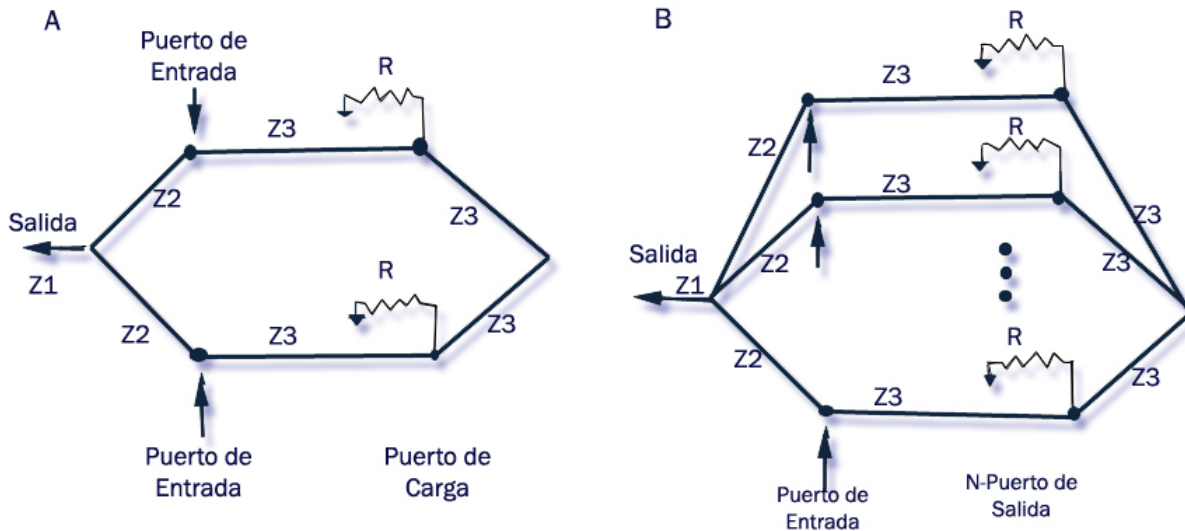


FIGURA 1.19 Combinadores de anillo A) 2-vías B) N-vías

1.9.6 Combinadores y divisores de potencia.

Un sistema transmisor típico de RF consiste de combinadores híbridos (si se utiliza mas de un modulo amplificador), filtros armónicos, filtros supresores de banda a la frecuencia de 3.58 Mhz (notch filtros) y diplexores para combinar el video y el audio.

A las frecuencias de VHF los filtros supresores de banda de 3.58 Mhz, los filtros de armónicos, y los diplexores son todos de tamaño relativamente grande y son suministrados como unidades individuales. En algunos casos el filtro de -3.58 MHz es incorporado con el diplexor con supresión de banda (notch diplexor). Sin embargo a frecuencias de UHF, las componentes son demasiado pequeñas y con la aplicación de guías de onda dichos elementos son agrupados en una sola unidad. Varias cavidades resonantes con supresión de banda se utilizan a las frecuencias de UHF para optimizar el funcionamiento del sonido de TV multicanal, además para compartir la potencia cuando se maneja en grandes cantidades.

A las frecuencias de UHF, son dos los tipos de circuitos combinadores que se utilizan:

1. combinadores de fuentes con la misma frecuencia(amplificadores múltiples)
2. Combinadores de fuentes con diferentes frecuencias (visual y aural)



SISTEMA ANALOGICO DE TV

Para combinar fuentes de la misma frecuencia, se atizan los combinadores de 3DB y 90grados, los cuales mantenido una aceptación universal, la figura 1.20 muestra el modelo físico de este acoplador.

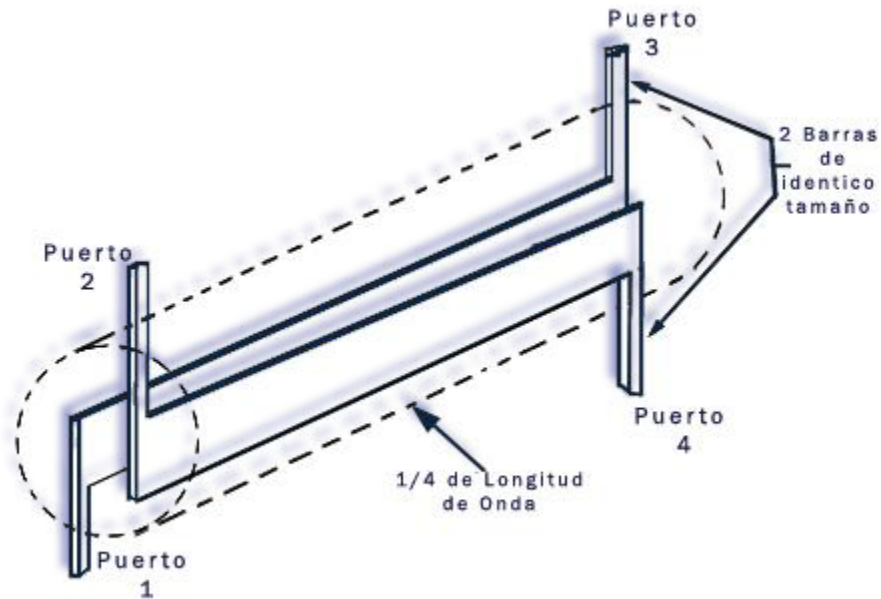


FIGURA 1.20 Acoplador de 3dB y 90°

El acoplador de 3db consiste de dos líneas paralelas de transmisión idénticas montadas dentro de un conductor y acopladas sobre una longitud igual o aproximadamente igual a un cuarto de longitud de onda de la frecuencia de operación.

El acoplador de 3Db se puede utilizar como un divisor de potencia o como un combinador de potencia. La figura 1.21 muestra el divisor de potencia y la 1.22 muestra el combinador de potencia.

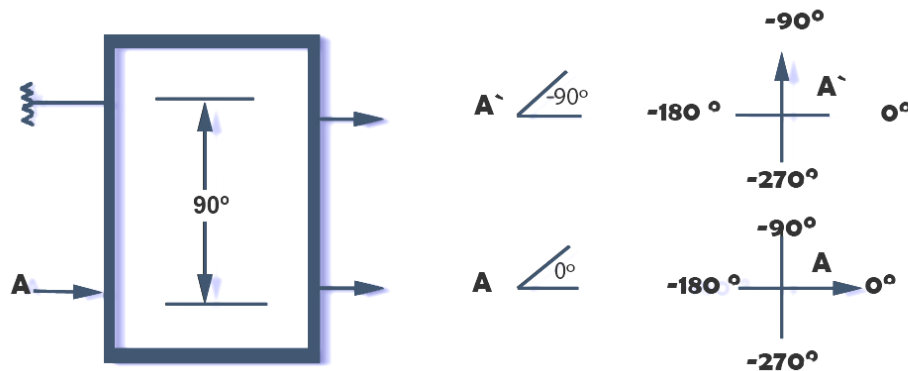


FIGURA 1.21 Divisor de potencia híbrido de 3dB

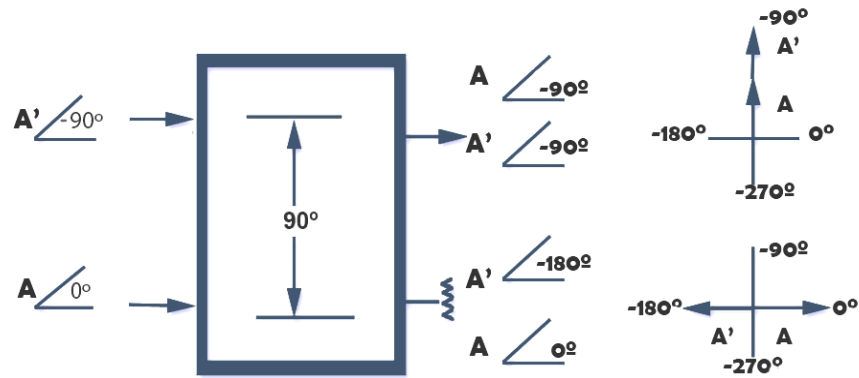


FIGURA 1.22 Combinador de potencia híbrido de 3dB

Uno de los usos comunes de los híbridos de 3DB es la combinación de frecuencias que están relativamente cercanas (visual y aural), en un arreglo back-to-back llamado notch diplexer, este arreglo se muestra en la figura 1.23

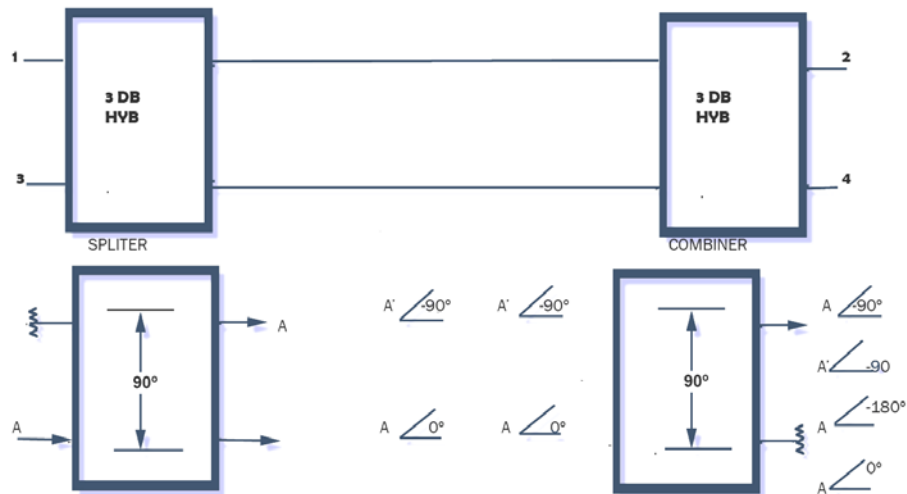


FIGURA 1.23 Híbridos en arreglo Back to Back

En el arreglo anterior el híbrido de entrada actúa como divisor mientras que el híbrido de salida actúa como combinador. La señal visual de entrada aparecerá a la salida de la antena como se muestra en la figura 1.24



SISTEMA ANALOGICO DE TV



FIGURA 1.24 Proceso de la señal de video en el arreglo back to Back

Si ahora se añade la señal aural como se muestra en la figura 1.25, se verá que ésta pasa a través del híbrido de 3DB pero no aparece en el puerto de la antena como se requiere.



FIGURA 1.25 Proceso de la señal de audio en el arreglo Back to Back

Si se añaden dos cavidades resonantes (notch cavities) con una alta Q sintonizadas a la frecuencia aural, como se muestra en la figura 1.26, se introduce un corto circuito a la frecuencia aural, causando que la señal aural sea reflejada de regreso al híbrido de 3DB, combinando efectivamente la potencia aural y visual en la antena.

La cavidad resonante aural teóricamente no es vista por la señal visual puesto que se encuentra sintonizada a la frecuencia aural. En realidad, la cavidad aural produce atenuación de amplitud y retardo de grupo en la parte alta de la banda visual.

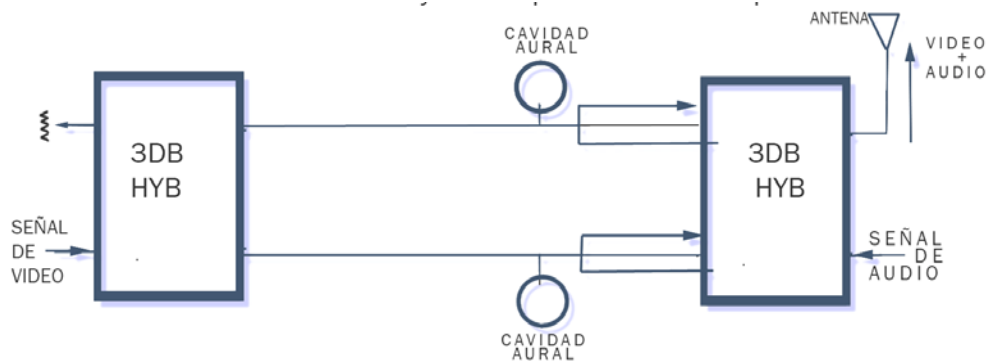


FIGURA 1.26 Señal aural y visual aplicada al notch diplexer

1.10 LINEA DE TRANSMISION

La línea de transmisión es un sistema de conductores metálicos para transferir energía eléctrica de un punto a otro, consta de un par o más conductores que se utilizan para transferir c.d o c.a de baja o alta frecuencia. Para nuestro caso en particular se analizara para el estudio de la señal de televisión (alta frecuencia).

La propagación de la energía eléctrica por una línea de transmisión se hace en forma de ondas electromagnéticas transversales (EMT). Una onda EMT se propaga principalmente en el no conductor que separa los dos conductores de una línea de transmisión. Ver figura 1.27

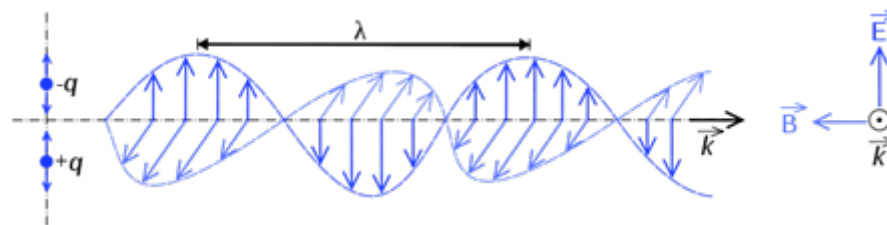


FIGURA 1.27 Onda electromagnética que se propaga en una línea de transmisión

En la figura anterior se puede ver que los campos E y B son perpendiculares en un campo de 90° entre si en todos los puntos. las ondas electromagnéticas que viajan por una línea de transmisión, de la fuente a la carga se llaman ondas incidentes y las que regresan de la carga a la fuente se llaman ondas reflejadas.



1.10.1 Velocidad de onda.

Las ondas viajan a diversas velocidades que dependen del tipo de onda y de las características del medio de propagación, las EMT viajan a la velocidad de la luz 3×10^8 . Sin embargo en el aire de la atmosfera terrestre viajan un poco más despacio y por una línea de transmisión viajan con bastante menor velocidad. La fórmula que describe la velocidad de propagación con diferentes factores de velocidad es:

$$Vf = Vp/C$$

C=velocidad de la luz

VP=velocidad real de propagación

Vf=factor de velocidad

Las oscilaciones de una onda electromagnética son periódicas y repetitivas por consiguiente se caracterizan por su frecuencia y su longitud de onda.

$$(\lambda = v/f).$$

1.10.2 Atenuación en la línea de transmisión.

Son pérdidas de señal que se presentan por efectos resistivos del cable su magnitud aumenta directamente con la frecuencia, a mayor frecuencia mayor atenuación, por lo regular el fabricante proporciona la atenuación la cual es dada en DB por metro.

1.10.3 Impedancia característica.

La línea de transmisión que se utiliza para la transmisión de señales de televisión utiliza líneas de transmisión de de tipo coaxial tanto rígidas como flexibles.

La impedancia característica de la línea de transmisión de este tipo se calcula a través de la siguiente formula, la cual para el caso de transmisión de tv es de 50Ω .

$$Z_0 = 138 \sqrt{\epsilon_r} \log D/d$$

ϵ_r constante dieléctrica

d diámetro exterior del conductor interno

D diámetro interno del conductor externo

Para fines de análisis las líneas de transmisión se consideran, sin pérdidas. Sin embargo hay varias formas en las que se pierde la energía en una línea de transmisión. Están las perdidas en el conductor, perdidas por radiación, pérdidas por el calentamiento del dieléctrico, pérdidas por acoplamiento y efecto corona.

1.10.4 Ondas incidentes y Reflejadas.



Una línea de transmisión ordinaria es bidireccional; la potencia puede propagarse, igualmente bien, en ambas direcciones. El voltaje que se propaga, desde la fuente hacia la carga, se llama voltaje incidente, y el voltaje que se propaga, desde la carga hacia la fuente se llama voltaje reflejado. En forma similar, hay corrientes incidentes y reflejadas. En consecuencia, la potencia incidente se propaga hacia la carga y la potencia reflejada se propaga hacia la fuente. El voltaje y la corriente incidentes, siempre están en fase para una impedancia característica resistiva. Para una línea infinitamente larga, toda la potencia incidente se almacena por la línea y no hay potencia reflejada. Además, si la línea se termina en una carga totalmente resistiva, igual a real a la impedancia característica de la línea, la carga absorbe toda la potencia incidente (esto supone una línea sin pérdidas). Para una definición más práctica, la potencia reflejada es la porción de la potencia incidente que no fue absorbida por la carga. Por lo tanto, la potencia reflejada nunca puede exceder la potencia incidente. Ver figura 1.28.

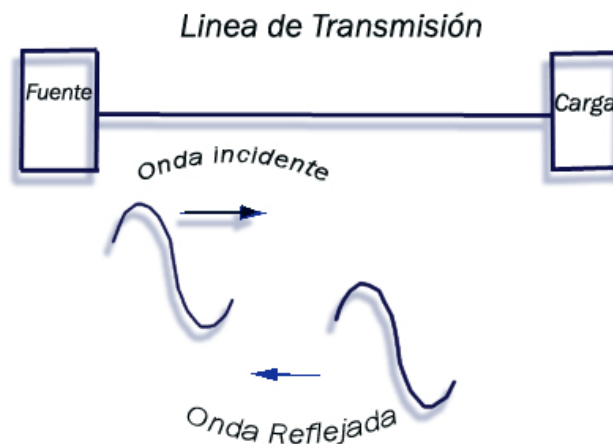


FIGURA 1.28 Onda incidente y reflejada

1.10.5 Coeficiente de reflexión.

El coeficiente de reflexión, es una cantidad vectorial que representa a la relación del voltaje reflejado al voltaje incidente o corriente reflejada a la corriente incidente, definido por:



$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \text{ o } \frac{I_r}{I_i} \qquad \Gamma = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

en donde Γ = coeficiente de reflexión
 E_i = voltaje incidente
 E_r = voltaje reflejado
 I_i = corriente incidente
 I_r = corriente reflejada

1.10.6 Relación de onda estacionaria.

La relación de onda estacionaria (SWR), se define como la relación del voltaje máximo con el voltaje mínimo, o de la corriente máxima con la corriente mínima de una onda. A ello también se llama relación de voltajes de onda estacionaria. (VSWR). En esencia es una medida de la falta de compensación entre la impedancia de carga y la impedancia característica de la línea de transmisión. Ver figura 1.29

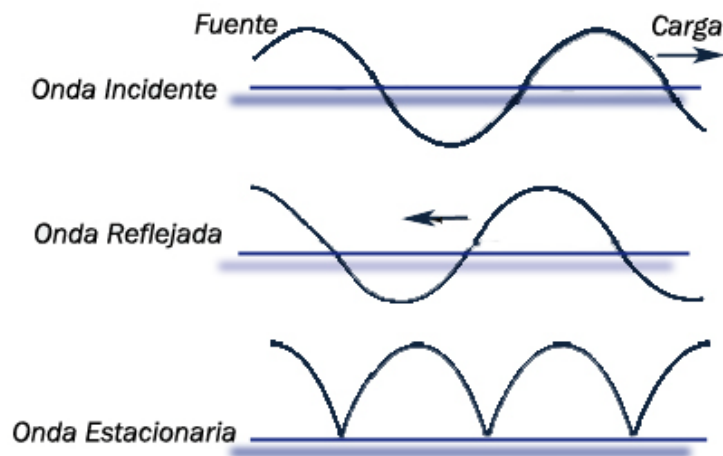


FIGURA 1.29 El desarrollo de una onda Estacionaria en una línea de transmisión

La ecuación correspondiente es:

$$\Gamma = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \qquad SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

(Adimensional)



Los máximos de voltaje (V_{max}) se presentan cuando las ondas incidentes y reflejadas están en fase (es decir, sus máximos pasan por el mismo punto de la línea, con la misma polaridad) y los mínimos de voltaje (V_{min}) se presentan cuando las ondas incidentes y reflejadas están desfasadas 180° . La ecuación queda:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{E_i + E_r}{E_i - E_r}$$

1.10.7 Ondas estacionarias en una línea abierta

Cuando las ondas incidentes de voltaje y corriente alcanzan una terminación abierta, nada de la potencia se absorbe; toda se refleja nuevamente a la fuente. La onda de voltaje incidente se refleja exactamente, de la misma manera, como si fuera a continuar a lo largo de una línea infinitamente larga. Sin embargo, la corriente incidente se refleja 180° invertida de como habría continuado si la línea no estuviera abierta. Ver figura 1.30

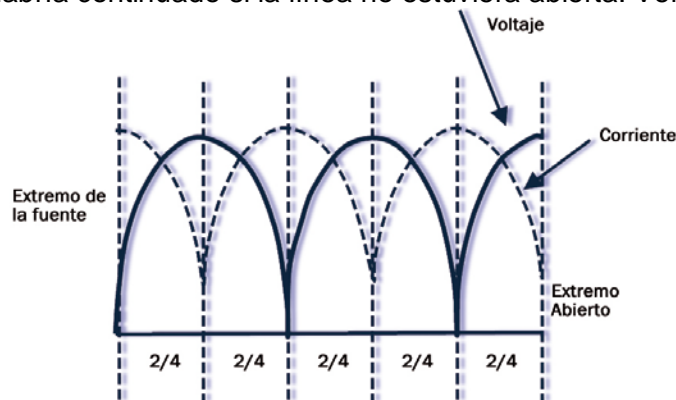


FIGURA 1.30 Ondas estacionarias en una terminación abierta

1.10.8 Ondas estacionarias en una línea en cortocircuito

Así como en una línea de circuito abierto nada de la potencia incidente será adsorbida por la carga, cuando una línea de transmisión se termina en un cortocircuito. Sin embargo, con una línea en corto, el voltaje incidente y las ondas de corriente se reflejan, nuevamente de la manera opuesta. La onda de voltaje se refleja 180° invertidos de como habría continuado, a lo largo de una línea infinitamente larga, y la onda de corriente se refleja exactamente de la misma manera como si no hubiera corto. Ver figura 1.31

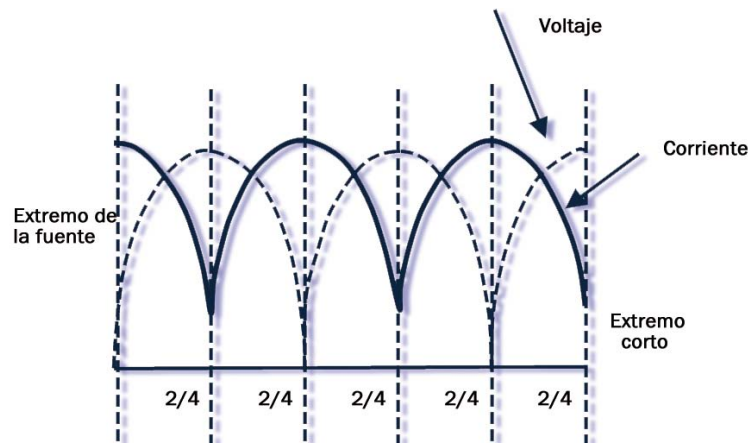


FIGURA 1.31 Ondas estacionarias en una terminación en corto

1.10.9 Acoplamiento de impedancias de una línea de transmisión.

La línea de transmisión para el caso de los transmisores de TV transfiere toda la potencia de la señal de la fuente (transmisor) a la carga (antena) cuando no hay ondas reflejadas, esto es cuando la carga es puramente resistiva e igual a la impedancia de la línea $Z_0=50\Omega$. Siempre que la impedancia característica de la línea de transmisión no esté balanceada con la carga habrá ondas estacionarias en la línea y no se transferirá la máxima potencia a la carga.

1.11 ANTENAS

Una antena es un sistema de conductores metálicos capaz de radiar y capturar ondas electromagnéticas. Las antenas se utilizan para conectar las líneas de transmisión con el espacio libre o el espacio libre a las líneas de transmisión, o ambas cosas. Una línea de transmisión acopla la energía de un transmisor o de un receptor con una antena, que a su vez acopla la energía con su atmósfera terrestre y de la atmósfera terrestre a una línea de transmisión en el extremo transmisor de un sistema de radiocomunicaciones con el espacio libre, una antena convierte la energía eléctrica que viaja por una línea de transmisión en ondas electromagnéticas que se emiten al espacio en el extremo receptor.

El comportamiento de una antena se basa en el principio de las ondas estacionarias en una línea, con la diferencia de que el espacio entre los conductores de la antena son de múltiplos o fracciones de longitud de onda provocando que con ciertas características propias de la antena no se refleje nada de potencia hacia la fuente de señal.

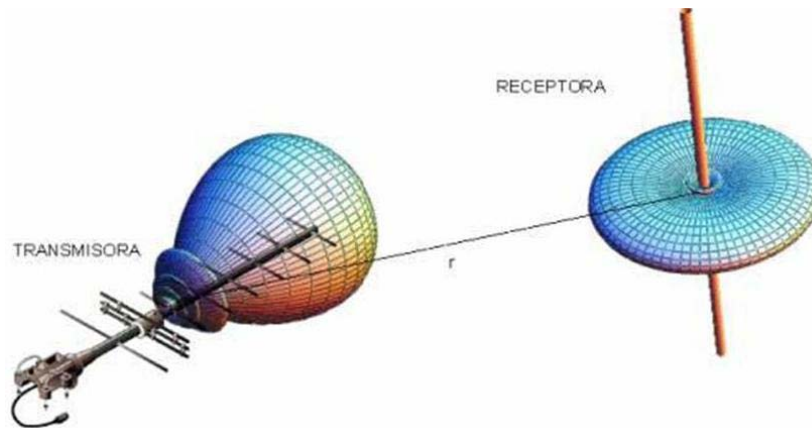


FIGURA 1.32 Lóbulos de radiación en una antena Transmisora y receptora

1.11.1 Parámetros de una antena.

Una antena va a formar parte de un sistema, por lo que tenemos que definir los parámetros más importantes que la describan y nos permitan evaluar el efecto que va a producir sobre nuestro sistema:

1. La impedancia de entrada de la antena nos permite tener un acoplamiento sin pérdidas de potencia entre la línea y la antena ($Z_e=50\Omega$).
2. la frecuencia de resonancia de la antena nos permite evitar efectos capacitivos o inductivos que provoquen desacoplamientos de impedancia.
3. diagrama de radiación es un diagrama o grafica polar que representa intensidad de campo o densidades de potencia en diversas posiciones angulares en relación con una antena. Si la grafica de radiación se traza en términos de intensidad de campo eléctrico o de densidad de potencia se llama grafica de radiación absoluta (es decir distancia variable y potencia fija). Si se grafica intensidad de campo o densidad de potencia con respecto al valor en algún punto de referencia, se llama grafica de radiación relativa (es decir, potencia variable, distancia fija).



SISTEMA ANALOGICO DE TV

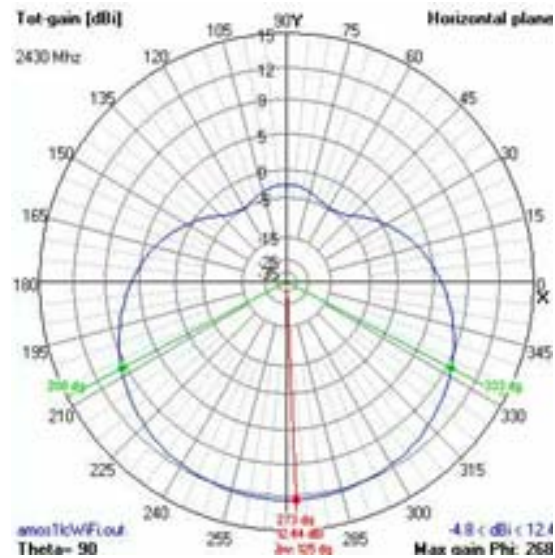


FIGURA 1.33 Diagrama de radiación de una Antena

4. ganancia directiva es la relación de la densidad de potencia radiada en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena de referencia, suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia.

$$D = P/P_{ref}$$

D =ganancia directiva

P =densidad de potencia en un punto, con determinada antena(watts/m²)

P_{ref} =densidad de potencia en el mismo punto, con una antena de referencia (watts/m²)

5. La ganancia de potencia es igual a la ganancia directiva excepto que se utiliza el total de potencia que alimenta a la antena (o sea, que se toma en cuenta la eficiencia de la antena). Se supone que la antena indicada y la antena de referencia tienen la misma potencia de entrada y que la antena de referencia no tiene pérdidas ($\eta = 100\%$). Matemáticamente, la ganancia de potencia (A_p) es:

$$A_p = D\eta$$

D =ganancia directiva

η =eficiencia de antena

6-La polarización de una antena se refiere solo a la orientación del campo eléctrico radiado desde ésta. Una antena puede polarizarse en forma lineal (por lo general, polarizada horizontal o vertical), en forma elíptica o circular. Si una antena irradia una onda electromagnética polarizada verticalmente, la antena se define como polarizada verticalmente; si la antena irradia una onda electromagnética polarizada horizontalmente, se dice que la antena está polarizada horizontalmente; si el campo eléctrico radiado gira en un patrón elíptico, está polarizada elípticamente; y si el campo eléctrico gira en un patrón circular, está polarizada circularmente.



CAPITULO II DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

2.1 CONVERSIÓN ANALÓGICA A DIGITAL

El proceso de digitalización de una señal consta básicamente de dos pasos:

- Muestreo de la señal analógica.
- Cuantificación de los valores muestreados.

Estos dos procesos se efectúan en el Conversor Analógico / Digital, ver Figura 2.1.

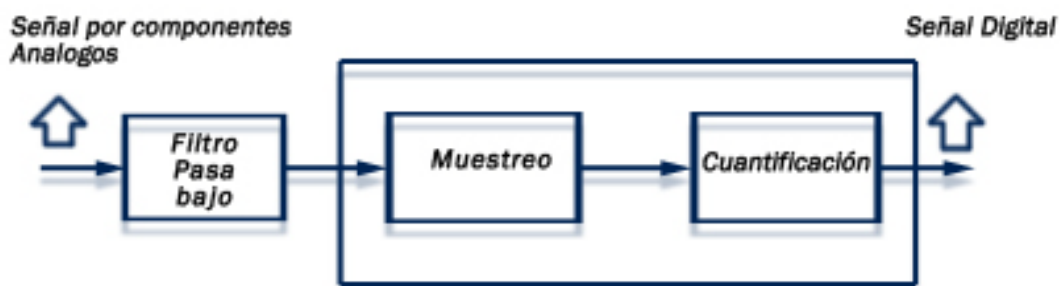


Figura 2.1 Conversor A/D

La señal de entrada es limitada en banda por un filtro Pasa Bajo. Este filtro denominado anti aliasing, evita que se mezclen frecuencias de la señal de entrada con frecuencias de la banda de muestreo. De esta forma evitamos que se formen efectos indeseables sobre la imagen.

El filtro limita las bandas cuando las frecuencias de la señal a muestrear, superan la mitad de la banda de la frecuencia de muestreo.

Supongamos a manera de ejemplo que la frecuencia de muestreo es de 12 MHz. En este caso, el filtro cortaría la frecuencia por encima de 6 MHz. Actualmente, este filtro es incorporado dentro del conversor A/D por algunos fabricantes.

Lo que se trata de evitar es el efecto aliasing y cumplir con el teorema del muestreo de Nyquist.

Este teorema expresa que para poder conservar prácticamente toda la información de una señal, la frecuencia de muestreo debe de ser como mínimo el doble del ancho de banda de la señal a muestrear.

De acuerdo a este teorema, si la señal a muestrear es una señal de luminancia de 5.5MHz de ancho de banda, para que no se produzca aliasing, la frecuencia de muestreo en este caso debería de tener como mínimo 11MHz.



2.2 MUESTREO DE LA SEÑAL ANALÓGICA

El proceso de muestreo consiste en tomar muestras de píxeles de la señal analógica. Estas se toman a una frecuencia determinada, llamada frecuencia de muestreo. La señal a muestrear es modulada por un tren de pulsos de corta duración a intervalos regulares T .

Idealmente, la señal de muestreo es una Delta Dirac repetido a intervalos T .

La frecuencia de muestreo viene dada por:

$F_m = 1/T$; donde T son los periodos o intervalos de muestra.

En la figura 2.2 se representa el espectro ideal de una señal analógica. Como primer paso a la digitalización, este es la señal que se va a muestrear.

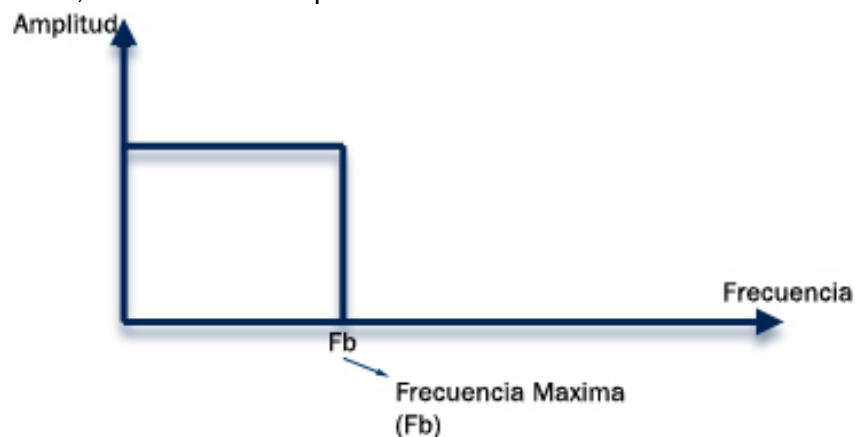


Figura 2.2 Espectro de banda base de la señal a muestrear

El ancho de banda de esta señal tiene una frecuencia máxima F_b . La pendiente de Caída abrupta de la figura es para un filtro anti aliasing de espectro ideal.

Esta señal será muestreada por un tren de pulsos angostos, representados en la figura 2.3. En esta se representa la frecuencia de muestreo fundamental F_m y la de doble de la fundamental $2F_m$. Para cada pulso de muestreo, fundamental y sus armónicos, se generan 2 bandas laterales. Para la fundamental, la banda lateral inferior es $F_m - F_b$ y la banda lateral superior es de $F_m + F_b$.

Para $2F_m$ las bandas laterales las bandas laterales son $2F_m - f_b$ y $2F_m + f_b$ y así sucesivamente.



Para que no se mezclen las frecuencias del espectro de entrada, con el espectro de la banda lateral inferior de la frecuencia de muestreo, es necesario que se cumpla la siguiente condición;

$$F_m \geq 2 F_b \text{ (Ver apéndice C)}$$

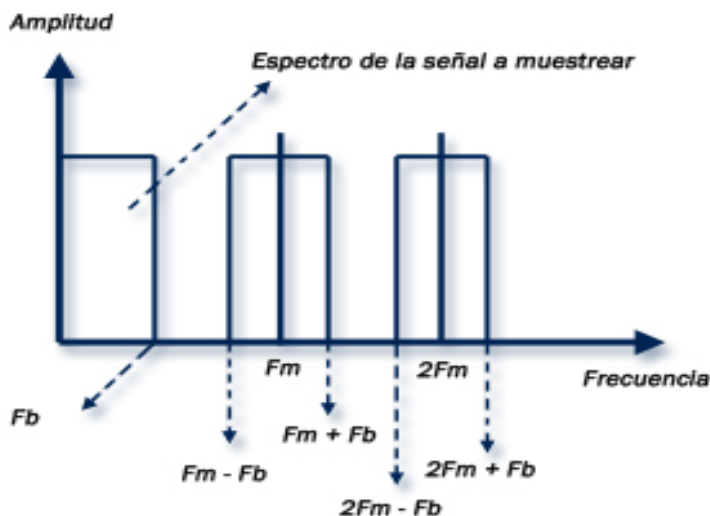


FIGURA 2.3 Espectro de los pulsos de muestreo.

Las señales utilizadas para ser muestreadas, son las denominadas de componentes analógicas (YPrPb), de la recomendación ITU-R.BT.601.

La frecuencia de muestreo, a la cual se debe tomar la muestra de cada una de las componentes, tiene que cumplir dos condiciones básicas a saber; la primera de ellas es que debe de ser múltiplo entero de la frecuencia de línea y la segunda es que debe cumplir con el teorema de muestreo de Nyquist.

Como hemos visto anteriormente, este teorema establece que la frecuencia de muestreo, debe de ser por lo menos el doble de ancho de banda de la señal a muestrear. Si no se cumple esta premisa, se produce aliasing con los consecuentes efectos indeseables sobre la imagen.

En la Figura 2.4 se representa el espectro de la señal a muestrear y el espectro de la frecuencia de muestreo.

En este ejemplo, debido a una baja frecuencia de muestreo o a un filtrado inapropiado en la señal a muestrear, se produce aliasing.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

En la figura, observamos que la banda lateral inferior del espectro en frecuencia ($F_m - F_b$), se superpone en la banda lateral superior de la señal de entrada o señal a muestrear (F_b), produciéndose en este caso aliasing.

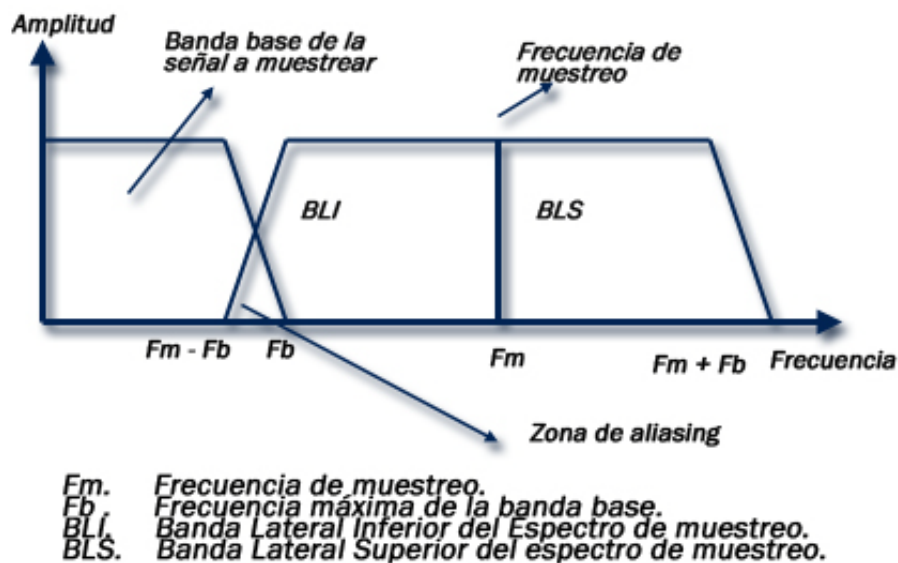


FIGURA 2.4 Aliasing causado por una baja frecuencia de muestreo.

En la figura 2.5 vemos como una baja frecuencia de muestreo también produce aliasing, debido a que los puntos de muestras tomados en la señal son insuficientes. Estos puntos son A, B, C, D, E, F, G y H. Uniendo estos obtenemos la línea de puntos de la señal muestreada en la figura. Esta nueva forma de onda envolvente (curva punteada), dista lejos de la original y esto nos indica que hemos tomado una baja frecuencia de muestreo.

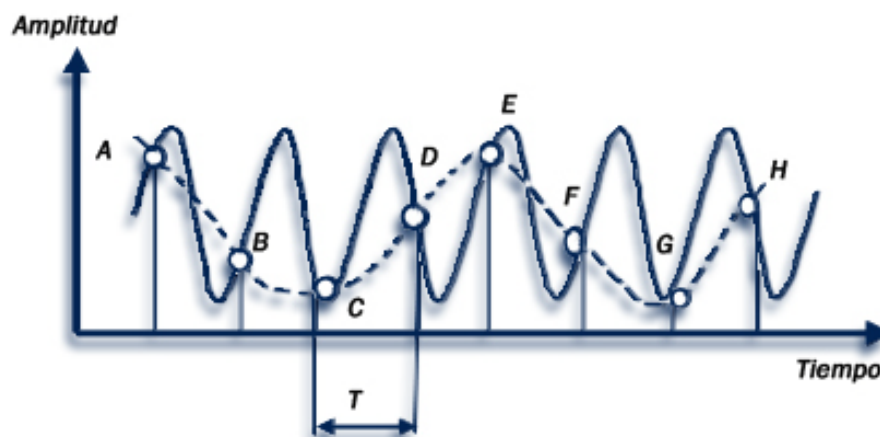


FIGURA 2.5 Señal muestreada con una baja frecuencia de muestreo.



El periodo T correspondiente a la inversa de la frecuencia o sea:

$$T=1/F_m$$

Donde: F_m es la frecuencia de muestreo.

De las señales por componentes analógicas (YPbPr) a muestrear, tomemos el caso de la señal de luminancia (Y). Esta señal tiene un ancho de banda típico de 5.5Mhz.

De acuerdo al teorema de Nyquist, la frecuencia de muestreo debe de ser por lo menos el doble del ancho de banda de la señal a muestrear. Para componentes analógicos, la frecuencia de muestreo de la señal de luminancia es de 13.5Mhz. Esta frecuencia cumple con el teorema de Nyquist y además es múltiplo entero de la frecuencia de línea.

La figura 2.6 muestra el espectro para una frecuencia de muestreo de luminancia de 13.5MHz. En este caso no se produce aliasing. Esto es debido a que la banda lateral superior de la señal a muestrear no se superpone con la banda lateral inferior de la frecuencia de muestreo. Nótese el espaciamiento entre las pendientes de la señal a muestrear de 5.5Mhz y el tope de la banda lateral inferior del espectro de muestreo que esta ubicado en 6.75Mhz.

A manera de ejemplo, si la señal de luminancia (Y) a muestrear tuviera 8 MHz de ancho de banda, el filtro antialiasing antes del muestreo, debería limitar la banda de la señal de entrada en 5.5 o 6 MHz como máximo.

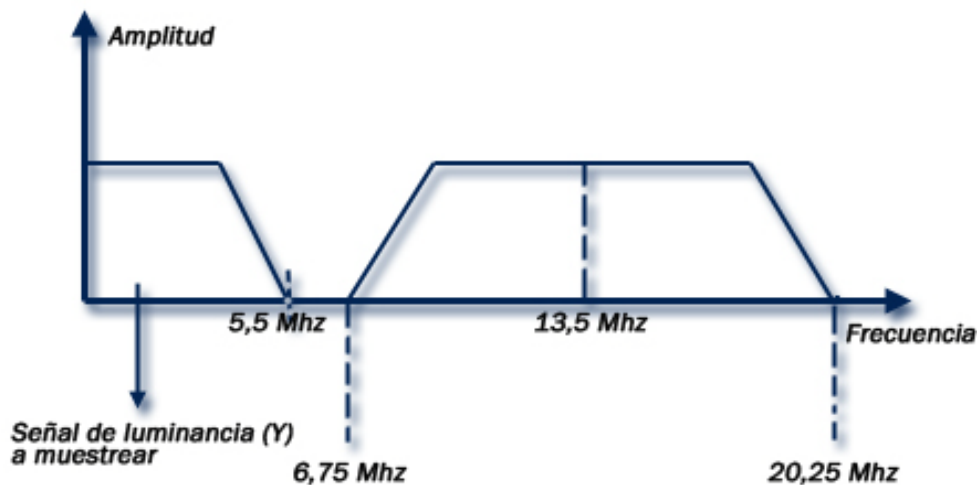


FIGURA 2.6 Espectro de la frecuencia de muestreo.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

En este ejemplo, la envolvente de las muestras se mantiene igual a la forma de onda de la señal original. Este dibujo es meramente ilustrativo y representa una serie de muestras para su mejor interpretación.

La señal analógica es muestreada a intervalos regulares T.

El número de muestras por línea completa o total viene dado por:

N° de muestras por línea total = frecuencia de muestreo / frecuencia horizontal

En el estándar 525/60 se muestran por línea total 858 muestras.

Para ambos estándares se muestrean en luminancia 720 Píxeles por línea activa.

Las señales Cr y Cb son muestreadas a otra frecuencia, dependiendo de la estructura de muestreo utilizada. De la estructura empleada y de la cantidad de Bits por muestra de resolución, dependerá la cantidad de señal digital obtenida, en términos de Relación señal a ruido (S/R).

Mas adelante veremos que si la estructura de muestreo es de 4:2:2, las señales Cr y Cb se muestrean a la mitad de la frecuencia de luminancia o sea a 6.75 MHz cada una en este caso se muestrean por línea activa 360 muestras de cada una de las señales diferentes de color.

2.3 ESTRUCTURA DE MUESTREO

La estructura de muestreo se identifica con tres números. Tomemos como ejemplo la estructura 4:2:2

El primer numero (4), indica la frecuencia de muestreo de la señal de luminancia (Y), que siempre es de 13.5Mhz. El segundo numero (2), indica la frecuencia de muestreo de la señal diferencia de color al azul Cb y el tercer numero (2) indica la frecuencia de muestreo de la señal diferencia al rojo Cr.

Para este ejemplo tenemos: 4:2:2 = 13.5: 6.75: 6.75 (MHz)

2.3.1 Estructura de muestreo 4:4:4

Existen varias estructuras de muestreo y dependiendo de cual se elija, junto a la resolución de Bits por muestra, dependerá en síntesis la velocidad binaria final y por ende la calidad de esa señal digital.



En la figura 2.7 se representa la estructura de muestreo 4:4:4 para una línea de borrado con cuatro muestras consecutivas.

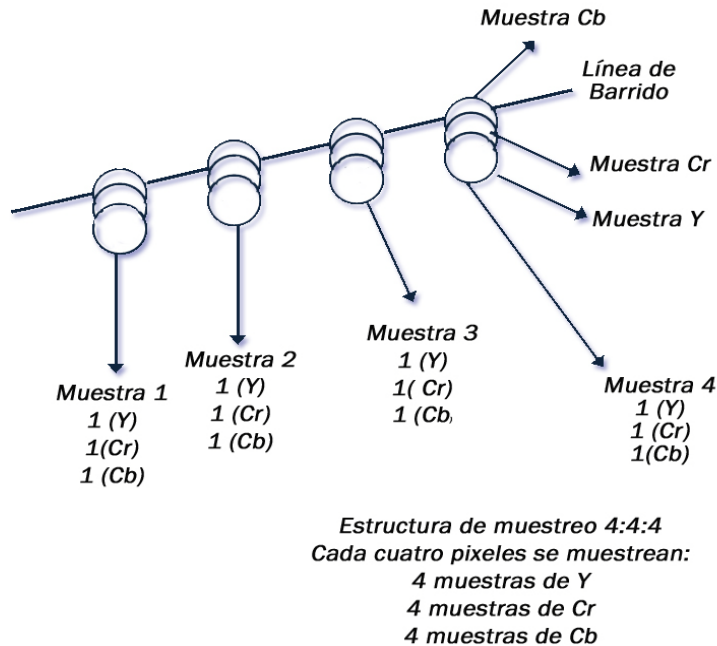


FIGURA 2.7. Cuatro muestras consecutiva en la estructura 4:4:4.

Es interesante destacar que las muestras (Y, Cb y Cr), se encuentran superpuestas. En esta estructura, cada muestra consecutivas en una línea, tenemos cuatro muestras de Y, cuatro de Cb y cuatro de Cr.

Dependiendo de la estructura de muestreo utilizada, cuando corresponda se muestrea solo luminancia o los tres píxeles a la vez, de esa muestra en particular.

Para una mejor comprensión, se puede efectuar el análisis de varias muestras por línea y varias líneas.

En la figura 2.8 se representa la estructura de muestreo 4:4:4, un poco mas detallada que en la figura anterior.

Se representan cada una de las líneas como filas L1, L2, L3 etc. hasta la línea 485, que corresponde a la última línea activa del estándar 525/60.

Las líneas impares corresponden al primer campo, mientras que las líneas pares, corresponden al segundo campo. En cada una de las filas tenemos 720 muestras de luminancia, por línea activa.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

Si analizamos una línea vemos que cada; cuatro píxeles consecutivos se muestrean cuatro muestras de luminancia (Y), cuatro muestras de diferencia de rojo (Cr) y cuatro muestras de Diferencia del Azul (Cb). De allí el nombre 4:4:4.

En la estructura de muestreo 4:4:4 la frecuencia de muestreo de Y, Cb, Cr corresponden a las frecuencias de muestreo de (13.5:13.5:13.5 MHz), siendo la frecuencia total de muestreo igual a la suma de cada una de ellas o sea 40.5 MHz.

La frecuencia de muestreo total multiplicada por la cantidad de Bits por muestra, nos da como resultado la velocidad binaria total de ese tren de datos.

Supongamos que estamos cuantificando a una resolución de 10 Bits por muestra. En esta estructura, la velocidad binaria será:

Velocidad Binaria total en 4:4:4 (Mbps)= frecuencia de muestreo total x N° de Bits por muestra. Velocidad Binaria total en 4:4:4 = 40.5 MHz x 10 Bits por muestra = 405Mbps.

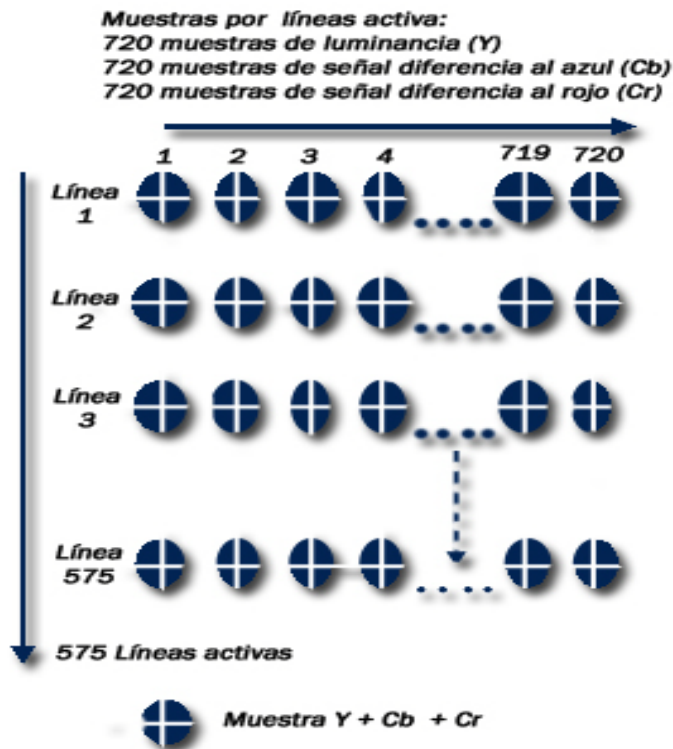


FIGURA 2.8 Estructura de muestreo 4:4:4.



2.3.2 Estructura de muestreo 4:2:2

Esta estructura es la más utilizada en el estudio. En la Figura 2.9 se puede observar la arquitectura de muestreo 4:2:2 para el estándar 525/60 la cantidad de muestras por línea activa es de:

720 muestras de luminancia

360 muestras de Cb

360 muestras de Cr

Por línea total o completa tenemos: 858 muestras de luminancia, 429 muestras de Cb y 429 muestras de Cr. Esto hace un total de 1716 muestras por línea total. Recordemos que la línea total o completa, se compone de la línea digital activa más el periodo de retraso.

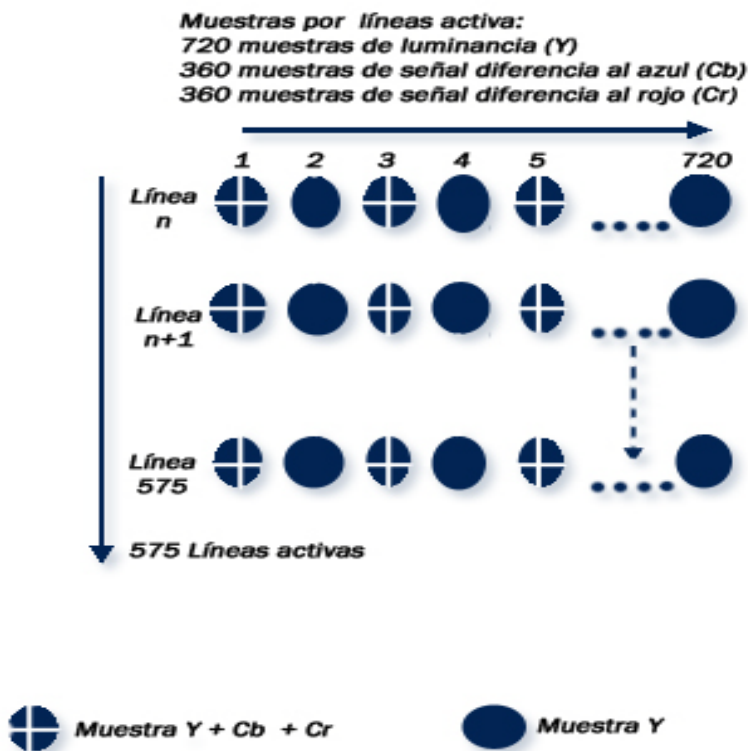


FIGURA 2.9 Estructura de muestreo 4:2:2.

Si consideramos que tenemos 525 líneas por cuadro, entonces;
Cantidad de muestras por cuadro = $1716 \times 525 = 900900$ muestras/cuadro

Como se transmite a 30 cuadros/seg. Tendremos;



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

Muestras/Seg. = 900900 muestras/cuadro x 30 cuadros/seg = 27000000 muestras/segundo.

En la estructura de muestreo 4:2:2 se tomen 27000000 de muestras por segundo.

Una señal SDI implica cuantificación a 10 Bits por muestra. En este caso tenemos:

Cant. De bits/seg. = 27000000 muestras x 10 Bits/muestra = 270 MBit/seg.

Esta velocidad es la que corresponde al tren de datos serie SDI en estudio.

En la figura 2.9 se analiza por comodidad dos líneas. La línea (n) del campo 1 y la siguiente (n+1) del campo 2.

Analizando una línea, vemos que cada cuatro muestras consecutivas, ej. (1, 2, 3,4), se muestran cuatro muestras de luminancia y dos muestras de cada una de las señales diferencia de color. O sea que en cuatro muestras consecutivas en la estructura 4:2:2 tenemos:

$$4(Y), 2(Cb), 2(Cr)$$

De allí el nombre de 4:2:2.

Simplificando podemos decir que en cada línea, en muestras alternadas, se muestra luminancia solamente.

Si analizamos la primer muestra de cada fila vemos que esa muestra corresponde a Y, Cb y Cr. En esta estructura la resolución vertical es el doble que la horizontal.

Las frecuencias de muestreo para la estructura 4:2:2 son:

Luminancia (Y): 13.5MHz, debido a que se muestrean 720 píxeles consecutivos por línea activa.

Señal diferencia al Azul (Cb): se muestrea en cada línea (píxel por medio), que corresponde a una frecuencia de muestreo que es la mitad de la frecuencia de la luminancia o sea 6.75MHz. En este caso se muestrea la mitad de los píxeles de luminancia por línea activa o sea 360 muestras.

Señal diferencial al Rojo (Cr): exactamente igual que Cb. La frecuencia de muestreo corresponde a 6.75Mhz y la cantidad de muestras por línea activa es de 360.

Un resumen de esta estructura se analiza en la figura 2.10.



Características del muestreo 4:2:2		
4:2:2	Y:Cb:Cr	13,5:6,75:6,75 Mhz
Número de muestras por línea total: Y:864 Total: 1728		Cb:432,Cr : 432.
Número de muestras por línea activa: Y:720 Total: 1440		Cb:360,Cr : 360.
Standard de barrido: 625/50		
Estructura de muestreo ortogonal.	FRECUENCIA DEMUESTREO	
	Y=864 x fH(15.625)=13,5 Mhz	
Codif. De señales: Y=0,30R+0,59G+0,11B Cb=0,564(B-Y) Cr=0,713(R-Y)	Cb y Cr = 432 x fH(15625)=6,75 Mhz	

FIGURA 2.10 Resumen de las característica principales en la estructura de muestro 4:2:2.

2.3.3 Calculo de la velocidad Binaria en 4:2:2.

Calculemos ahora, la velocidad binaria para una señal digitalizada con una estructura de muestreo 4:2:2. Este cálculo se puede efectuar de dos maneras; la primera de ellas es el más simple dado que conociendo solo la resolución de la cuantificación, podemos determinar la velocidad binaria, ver figura 2.11

$V_b = (f_y + f_{cb} + f_{cr}) \cdot n$
Vb: Velocidad binaria en Mbps. Fy: Frecuencia de muestreo de luminancia en Mhz. Fcb: Frecuencia de muestreo de la señal dif. al azul Cb en Mhz. Fcr: Frecuencia de muestreo de la señal dif. al rojo Cr en Mhz. n: Número de bits por muestra de resolución.
4:2:2 - Y = 13,5 Mhz. Cb=6,75 Mhz. Cr=6,75 Mhz. n: Resolución de 8 bits por muestra
$V_b = (13,5 + 6,75 + 6,75) \cdot 8 = 216 \text{ Mbps}$
4:2:2 - Y = 13,5 Mhz. Cb=6,75 Mhz. Cr=6,75 Mhz. Resolución de 10 bits por muestra
$V_b = (13,5 + 6,75 + 6,75) \cdot 10 = 270 \text{ Mbps}$

FIGURA 2.11 Cálculo de velocidad binaria para la estructura 4:2:2 en 8 y 10 bits por muestra de resolución.

En efecto, la velocidad binaria viene dada por la frecuencia de muestreo total por el Número de bits por muestra de resolución.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

En la estructura 4:2:2, la frecuencia total de muestreo es de 27 MHz. Esta frecuencia multiplicada por el número de Bits por muestra de resolución, nos da como resultado la velocidad total de ese flujo de datos.

Cuantificando a 8 bits por muestra de resolución, la velocidad binaria es de 216 Mbits por segundo. Si pasamos de 8 a 10 bits de cuantificación por muestra, la velocidad binaria es ahora de 270 Mbits por segundo.

Esta señal como se había visto, es la que corresponde a una señal SDI.

Otra forma de calcular la velocidad binaria se muestra en la figura 2.12.

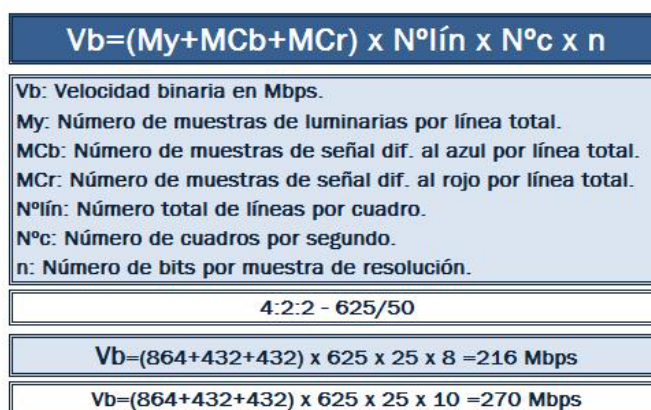


FIGURA 2.12 Otro método para calcular la velocidad binaria. Ejemplo para una estructura 4:2:2 en 8 y 10 bits de resolución.

En este caso, la velocidad binaria está dada por el número de muestras totales de luminancia o sea: 720 muestras que corresponden a la parte activa de la línea y 138 muestras que corresponden al retrazo.

Como se había mencionado, para el estándar 525/60, tenemos 858 muestras de luminancia por línea total. Para cada una de las señales diferencia de color, la cantidad de muestras por línea totales de 429.

La cantidad total de muestras por línea, por la cantidad total de líneas barridas por cuadro, por la cantidad de cuadros por segundo, por la cantidad de viñetas por muestra, nos da como resultado la velocidad binaria total en cualquier estructura.

Este caso es el visto en la figura 2.12. Cualquiera de los dos métodos adoptados para calcular la velocidad binaria es válido y se llega al mismo resultado final.



2.3.4 Estructura de muestreo 4:1:1.

La estructura de muestreo 4:1:1 se utiliza en aplicaciones semiprofesionales. En la figura 2.13 se puede apreciar este tipo de estructura. Si analizamos una línea de barrido cualquiera por ejemplo la línea 1, vemos que cada 4 muestras consecutivas de luminancia se muestrea un píxel de Cr y uno de Cb.

O sea que la primera muestra corresponde a Y, Cr y Cb. Esto es debido a que los tres píxeles están superpuestos. En la segunda, tercera y cuarta muestra de la línea, solo se muestrea luminancia.

En este caso, la frecuencia de muestreo para la estructura 4:1:1 corresponde a:

$$4 = 13.5 \text{ MHz}$$

$$1 = 3.375 \text{ MHz}$$

$$1 = 3.375 \text{ MHz}$$

La formula para el calculo de la velocidad binaria es;

Velocidad binaria = frecuencia de muestreo total x N° de bits por frecuencia de resolución.

Aplicando esta formula, para la estructura 4:1:1 en Bits, la velocidad binaria es:

$$\text{Velocidad binaria (8 bits)} = (13.5 + 3.375 + 3.375) \times 8 = 162 \text{ Mbps}$$

Para 10 Bits, la velocidad binaria es:

$$\text{Velocidad binaria (10 bits)} = (13.5 + 3.375 + 3.375) \times 10 = 202.5 \text{ Mbps}$$

Nótese que para un flujo de datos en 4:1:1, cuantificado a 10 bits, la velocidad binaria del tren de datos es de 25 % mayor que un flujo cuantificado de 8 bits por muestra.

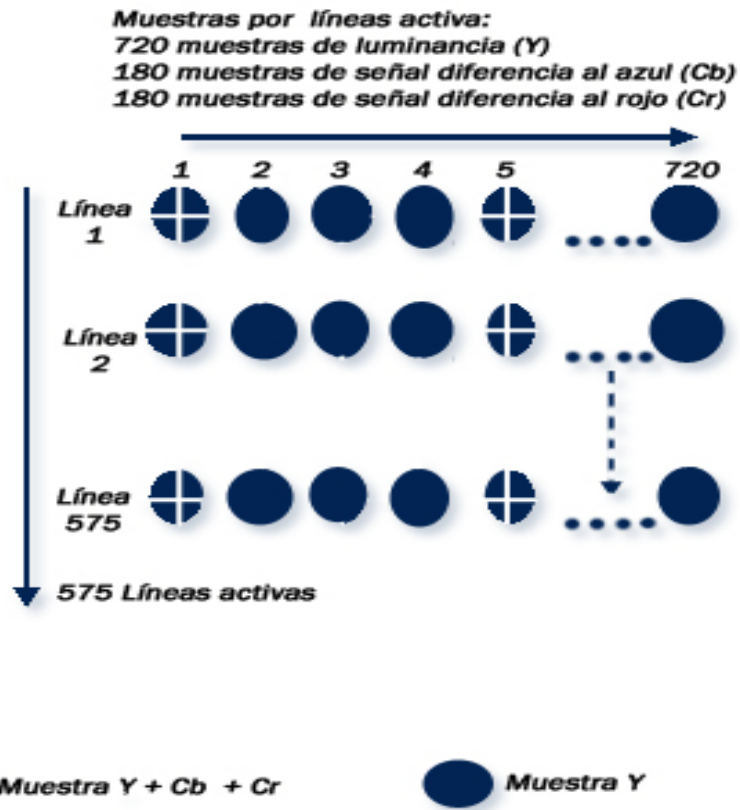


Figura 2.13 Estructura de muestreo 4:1:1.

2.3.5 Estructura de muestreo 4:2:0

La estructura 4:2:0, es una de las mas utilizadas en señales que serán comprimidas en MPEG-2. En la figura 2.14 se representa este tipo de estructura.

En 4:2:0 en líneas alternadas no se muestrean las señales diferencia de color. En esas líneas solo se muestrea luminancia.

Las líneas 1 y 3 corresponden al primer campo donde la muestra es como un 4:2:2 y la 2 y 4 corresponden al segundo campo. En estas líneas no se muestrea croma.

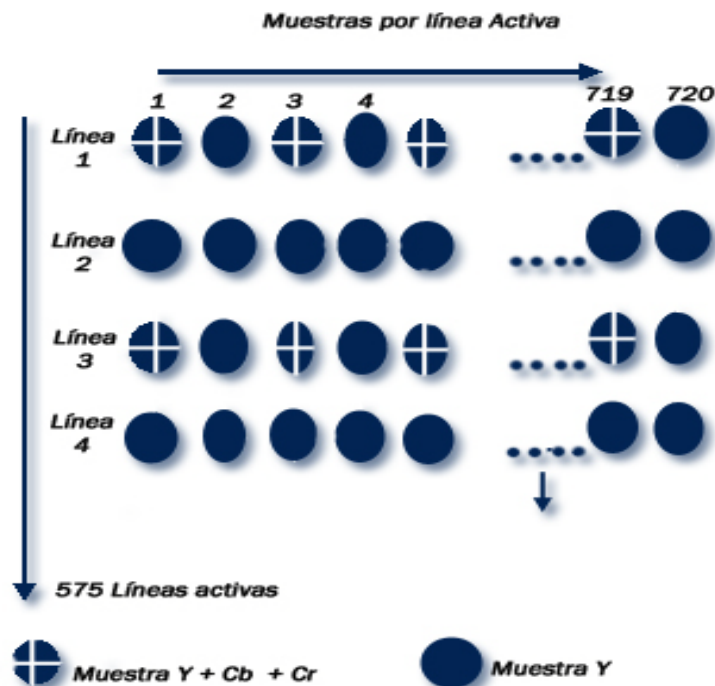


Figura 2.14 Estructura de muestreo 4:2:0.

2.4 PARÁMETROS DE CODIFICACIÓN PARA LA ESTRUCTURA 4:2:2 A 13.5MHZ.

La recomendación ITU-R.BT.601 fija el estándar para televisión digital en estudio. Además. Además establece los parámetros de codificación de la señales, específicamente para una estructura de muestreo 4:2:2 a 8 y 10 bits por muestra de resolución.

En la tabla 2.1 se muestran los valores de los parámetros de la digitalización, para los estándares de 525 líneas/60 campos



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

PARAMETROS	SISTEMAS DE 525/60	SISTEMAS DE 525/50
1.- Señales codificadas Y, Cr y Cb.	Las señales codificadas Y, Cr y Cb son obtenidas de las señales pre corregidas en gamma, o sea; Y, R-Y y B-Y	
2- N° de muestras/Líneas Completa. Señal de luminancia (Y). Cada señal dif. de color (Cb, Cr)	858 429	864 342
3- Estructura de muestreo	Ortogonal y repetitiva en cada línea, campo y cuatro. Las muestras de las señales Cr y Cb coinciden en el espacio con las muestras (1°,3°,5° etc) de la señal (Y) en cada línea.	
4- Frecuencia de muestreo. Señal de luminancia (Y) Cada señal dif.de color (Cb,Cr)	13,5 MHz 6,75 MHz La tolerancia para las frecuencias de muestreo debe coincidir con la tolerancia	
5- Forma de codificación	MIC con cuantificación uniforme, 8 ó 10 bits por muestra, para la señal de luminancia y para cada una de las señales dif. Color	
6- N° de muestras/Lín. activa digital Señal de luminancia (Y). Cada señal dif. de color (Cb, Cr)	720 360	
7- Relación de timing horizontal analógico desde el final de la línea activa digital hasta 0h.	16 periodos del clock de luminancia.	12 periodos del clock de luminancia.
8- Relación entre los niveles de la señal de video y los niveles de cuantificación.	Escala. De 0 hasta 255. Corresponden a 256 niveles o pasos de cuantificación para 8 bits por muestra.	
9- Uso de palabras de código.	Las palabras de código que corresponden a los niveles de cuantificación 0 a 255 se utilizan exclusivamente para sincronización. Los niveles 1 a 254 están disponibles para video.	
10- Escala de cuantificación Señal de Luminancia (Y) Cada señal dif. de color (Cb, Cr)	0 a 255 220 niveles. El nivel de negro corresponde al nivel 16 y el máximo nivel de blanco corresponde al nivel 235. 225 niveles de cuantificación en la parte central de la escala de cuantificación: La señal cero corresponde al nivel 128.	

Tabla 2.1 Parámetros de digitalización para 625/50 y 525/60 en la estructura 4:2:2
Reproducida con permiso de ITU (International Telecommunication Union)

2.5 RELACIONES DE ASPECTO 4:3 Y 16:9 PARA LA ESTRUCTURA DE MUESTREO 4:2:2.

Desde el origen de la televisión se viene utilizando la relación de aspecto tradicional de 4:3 sin embargo, en la actualidad también se utiliza para televisión digital estándar (SDTV) la relación 16:9.

Prácticamente todos los equipos de SDTV utilizados hoy Día en el estudio (Cámaras, Mixers de video etc.) Poseen formatos conmutables de 4:3 y 16:9.



En la figura 2.15 se analizan los formatos 4:3 16:9, para televisión digital estándar en 4:2:2 -625/50 de acuerdo a la recomendación ITU-R.BT.601.



FIGURA 2.15 Comparación de relaciones de aspecto de 4:3 y 16:9 de la Recomendación ITU-R.BT.601

En la parte a) y b) de la figura, se representa la parte activa de la imagen para una relación de aspecto de 4:3 y 16:9 en SDTV. Esto corresponde a una frecuencia de muestreo de luminancia de 13.5 MHz.

En ambos casos, por cada línea activa se muestrean 720 píxeles de luminancia y 360 píxeles para cada una de las señales diferencia de color.

Para una relación de aspecto 16:9 en SDTV parte C) de la figura) se muestrea 960 píxeles de luminancia y 480 píxeles para cada una de las señales diferencia de color de acuerdo a la recomendación ITU-R.BT.601.

En este caso la frecuencia de muestreo de la luminancia es de 18 MHz y 9 MHz para cada una de las señales diferencia de color. La frecuencia de muestreo total para este caso es de 36MHz. Cuantificado con una resolución de 10 Bits por muestra de resolución, la velocidad binaria total de este tren de datos es de 360Mbps.

En SDTV 4:2:2 con el formato 16:9 muestreado a 18:9:9 (MHz), tenemos 240 muestras mas de luminancia por línea activa y 120 muestras mas de cada una de las señales diferencia de color también por línea activa, respecto a la estructura 4:2:2 con formato 4:3

La relación de aspecto 16:9 con una velocidad binaria de 360 Mbps esta definida en el estándar SMPTE 267.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

2.5.1 Análisis de la señal de video de la estructura 4:2:2 para 4:3 y 16:9.

Resulta interesante analizar lo expuesto anteriormente sobre una forma de onda típica de una señal de blanco (Luminancia), para la estructura 4:2:2 en 625/50. En primer termino efectuamos el análisis para la relación 4:3 de SDTV.

En la figura 2.16 se muestrea este ejemplo y se representa la línea activa digital, en este se muestrean como habíamos expuesto anteriormente 720 muestras de luminancia y 360 muestras de Cb y muestras de Cr.

Entre dos frentes del pulso de sincronía tenemos 864 ciclos de 13.5Mhz para luminancia. Aquí solo se muestrea la línea activa.

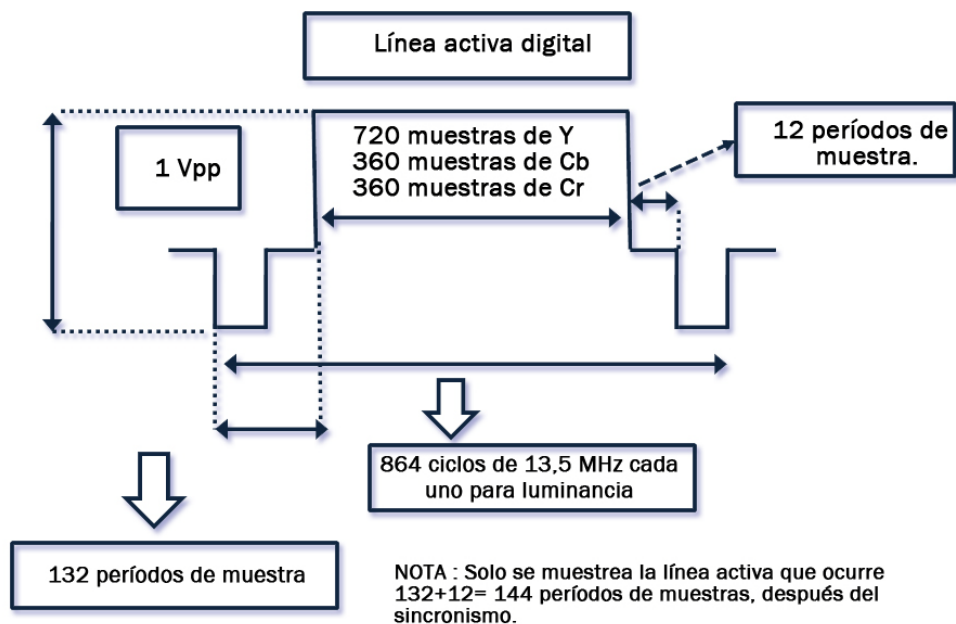


FIGURA 2.16 Línea activa digital y periodos de muestra para 625/50 , con relación de aspecto de 4:3 para SDTV para una frecuencia de muestreo de luminancia de 13 MHz.

Esto ocurre cada 144 periodos de muestra después del sincronismo o sea (132 + 12) muestras.

En la figura 2.17 se efectúa el mismo análisis que la figura anterior, pero para una relación de aspecto de 16:9 en SDTV, con una frecuencia de muestreo de luminancia de 18MHz también aquí se muestrea la línea digital activa.



Como se había visto, durante la línea digital activa en 4:2:2 para 16:9 SDTV, se muestrean 960 píxeles de luminancia, 480 píxeles para Cb y 480 para Cr.

Entre dos frentes de pulsos de sincronía tenemos 1152 ciclos. En este caso, la frecuencia de muestreo de luminancia es de 18 MHz

Aquí solo se muestrea la línea activa pero esta ocurre cada 192 periodos de muestra después del sincronismo o sea (176 + 16).

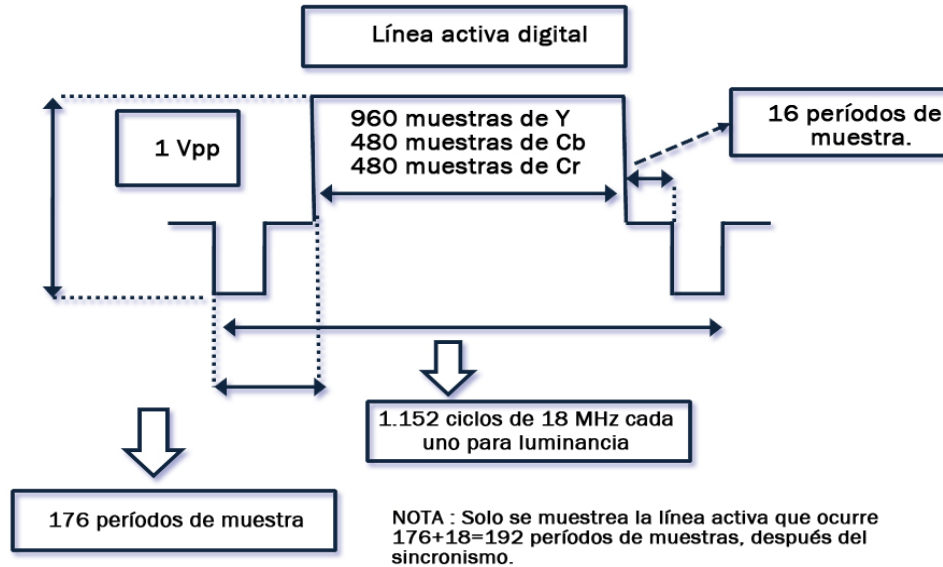


FIGURA 2.17 Línea digital y periodos de muestra para 525/60, con relación de aspecto de 16:9 para SDTV, para una frecuencia de muestreo de luminancia de 16 MHz.

2.6 CUANTIFICACIÓN DE LOS VALORES MUESTREADOS

Una vez que las señales de luminancia y diferencia de color (Y, Cr, Cb) son muestreadas para completar el proceso de digitalización de la señal se procede a efectuar la cuantificación.

El proceso de cuantificación, consiste en asignar valores binarios de una determinada cantidad de bits (palabra de bits), a cada uno de los valores de tensión en amplitud muestreados.

La cuantificación convierte la muestra analógica en un número binario. Supongamos que queremos cuantificar una señal que ha sido muestreada a 3 bits por muestra de resolución. Para 3 bits tendremos $2^3 = 8$ o sea que existen en este caso 8 niveles de cuantificación.

Cada uno de los niveles tendrá una palabra de 3 bits, correspondiendo el primer nivel al estado "000" y el octavo nivel al estado "111". En la figura 2.18, se representa la cuantificación de una señal de Bits por muestra de resolución.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

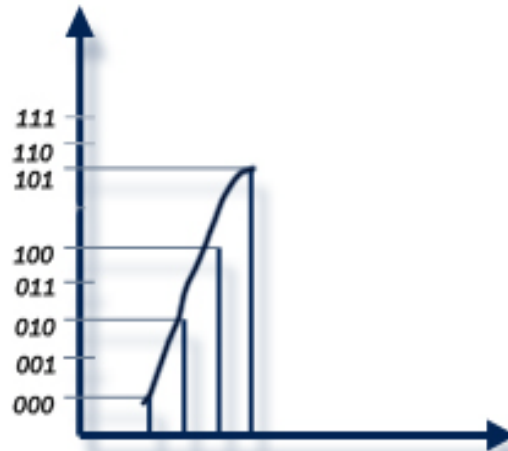


FIGURA 2.18 Cuantificación a 3 bits por muestra

Aquí podemos observar que; para la primer muestra le corresponde el primer nivel que es “000”, a la segunda muestra le corresponde el nivel 010, a la tercera muestra le corresponde el nivel “100” y a la cuarta muestra le corresponde el nivel “101”.

La recomendación ITU-R.BT.601 establece los parámetros para una cuantificación de 8 y de 10 bits por muestra. Actualmente es común cuantificar a 10 bits por muestra.

Para 8 bits se establece $2^8 = 256$ niveles de cuantificación numerados de 0 a 255. De estos 256 niveles de cuantificación el primer nivel es 00000000 y el último nivel es 11111111.

Para 10 bits le corresponde $2^{10} = 1024$ niveles numerados de 0 a 1023.

En este caso el primer nivel es 0000000000 y el último nivel es de 1111111111. Evidentemente cuanto mayor es la cantidad de bits por muestra, mas son los pasos de cuantificación y por ende mayor es la resolución ò definición de la imagen y una mejor relación señal a ruido (S/N).

En la figura 2.19 se representan los niveles de cuantificación para 8 y 10 bits por muestra, para la señal de luminancia.

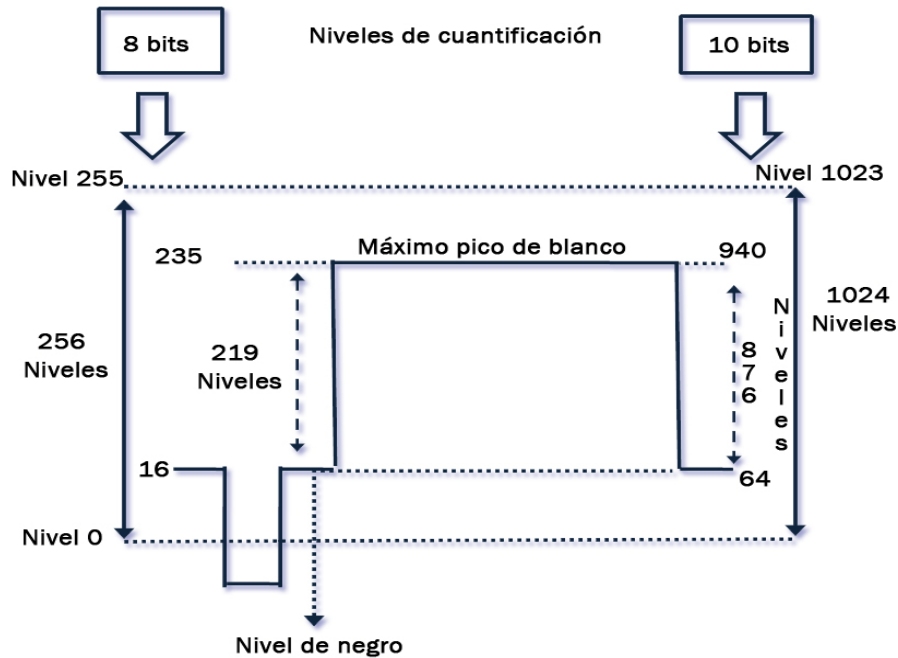


FIGURA 2.19 Niveles de cuantificación para la señal de luminancia para 8 y 10 bits por muestra de resolución.

En la parte izquierda de la figura se representan los distintos niveles para una cuantificación de 8 bits de muestra.

En total tenemos 256 niveles a paso de cuantificación contados desde el nivel 0 al 255, aquí vemos que el sincronismo prácticamente no se muestrea.

El negro arranca en el nivel 16 y el máximo pico de blanco corresponde al nivel 235, entre el negro y el máximo pico de blanco tenemos 219 niveles de cuantificación.

Desde el nivel 0 al 16 no hay muestreo de la señal. Lo mismo ocurre desde el nivel 235 hasta el 255.

A la derecha de la figura tenemos para la misma señal, una cuantificación de 10 bits por muestra. En este caso, existen 1024 niveles o pasos de cuantificación.

El nivel 0 en 10 bits coincide con el nivel 0 en 8 bits, sin embargo para 10 bits el negro está en el nivel 64 y el máximo pico de blanco en el nivel 940, aquí tenemos 876 niveles o pasos de cuantificación.

Si se cuantifica a 8 bits, el nivel de tensión analógica del negro es de 16 y si se cuantifica a 10 bits ese mismo nivel de tensión analógica es de 64.

En la figura 2.20 se representan los niveles de cuantificación normalizados para 8 bits, para las señales diferencia de color Cb y Cr. Estos valores son;



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

Nivel medio de la señal: 128
Nivel mínimo: 16
Nivel máximo: 240

Hay una zona de seguridad, por cualquier excursión que pudiera tener la señal, entre los niveles de 0 a 16 y 240 a 255.

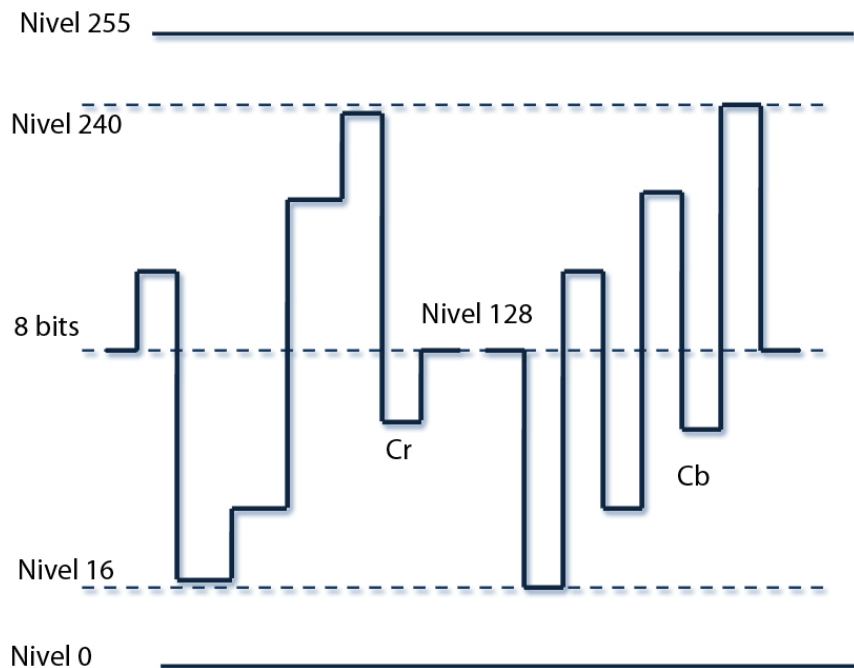


FIGURA 2.20 Niveles de cuantificación para 8 bits para las señales Cb y Cr.

2.7 RELACIÓN SEÑAL A RUIDO (S/N) DE LA SEÑAL DIGITAL.

Existe una relación directa entre la relación señal a ruido de la señal y los niveles de cuantificación. En efecto, una señal cuantificada a 8 bits por muestra tiene una relación S/N de 58.3 dB. Por cada bit que se aumenta la resolución de cuantificación, la relación Señal a Ruido se incrementa 6 dB. Es así que una señal de 9 bits tiene 6 dB más de S/N que una señal de 8 bits o sea 64.3 dB y una señal de 10 bits tiene 6 dB más de S/N que una señal de 9 bits o sea 70.3 dB y así sucesivamente.

Es importante destacar que estas relaciones de S/N se logran y se sobrepasan también con señales analógicas. Esto nos indica que la señal digital en primera instancia, no tiene mejor relación S/N que la señal analógica.



La señal digital distribuida correctamente es una señal que no tiene ruido. Además, tiene la ventaja con respecto a la señal analógica, que no sufre degradaciones en sucesivas ediciones.

Otra de las ventajas de la tecnología digital es que permite procesar y manipular imágenes que en forma analógica sería imposible de realizar.

2.8 CODIFICACIÓN DE LA SEÑAL DE VIDEO COMPUESTO.

Los primeros avances en el ámbito de la televisión digital, trajeron consigo la idea de manejar un sistema que eliminara muchos defectos del mundo analógico, tales como ruido, distorsiones lineales, etc. Por esta razón se comenzó a partir del sistema de video existente y digitalizarlo; es decir el mismo sistema NTSC pero convertido a digital. Este sistema se llamó "video digital compuesto" y al igual que para el sistema análogo se tenían sistemas en PAL y NTSC.

El Formato 4Fsc/NTSC.

La norma 244M, define las características de este sistema, así como la interface paralela para su transmisión.

Para este sistema se eligió una frecuencia de muestreo de 4 veces la frecuencia de subcarrier o 14.3181 MHz. Esta relación es a lo que se refiere el estándar 4Fsc, en realidad esta frecuencia fue utilizada debido a que si bien el teorema de Nyquist, establece que la frecuencia de muestreo debe ser el doble de la frecuencia de información, haciendo caso de esto la frecuencia debía de ser de 7.16 MHz, sin embargo esta frecuencia no permite la reproducción total del ancho de banda de video el cual es de 4.2 MHz. De lo anterior, surge la pregunta acerca de porque utilizar la frecuencia de 3.579545 MHz La respuesta está referida a dos razones la primera de ellas es porque la subportadora es una señal de frecuencia fija bien definida que contiene información de video, por lo cual es importante su reproducción sin pérdidas. La otra razón es que muchos sistemas tanto de video tape como procesadores y switchers, usan el burst de color para sincronizar sus sistemas.

Esta frecuencia permite también el diseño de sistemas de filtro más baratos y eficientes.

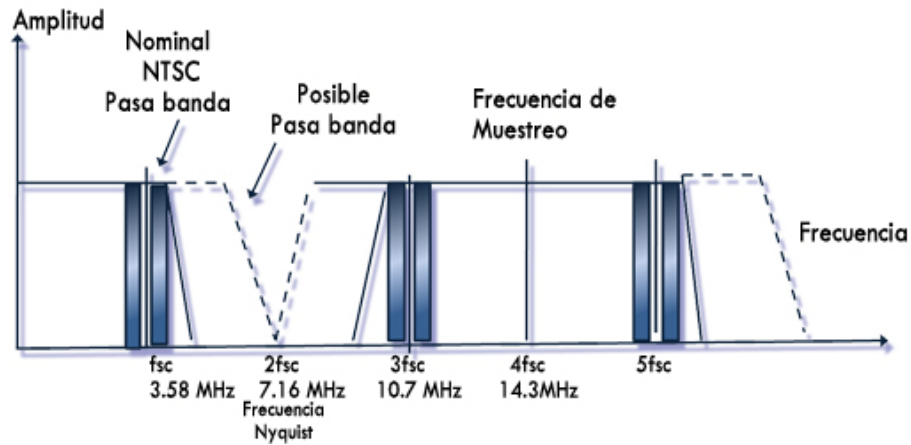


FIGURA 2.21 Espectro y frecuencia de muestreo para un estándar 4Fsc/NTSC.

2.8.1 La Estructura de Muestreo.

Como se mencionó anteriormente el estándar 4Fsc parte del sistema NTSC, el cual utiliza codificación de las señales I y Q, o sea B-Y, R-Y.

El ancho de banda para la señal I es de 1.3 MHz y para la señal Q es de 0.5 MHz, estas dos señales se encuentran defasadas 90° por lo cual la señal Q se llama cuadratura.

Dado que la frecuencia de muestreo es de $f_m=14.31$ MHz y la frecuencia de horizontal es $f_h=15734.27$ Hz, el número de muestras por línea será:

$$f_m/f_h=910$$

Una línea digital activa solo puede acomodar 768 muestras, por lo cual las 142 muestras restantes pasaran a formar parte del intervalo de borrado horizontal.

En la figura 2.22 se observan las muestras para una señal NTSC.

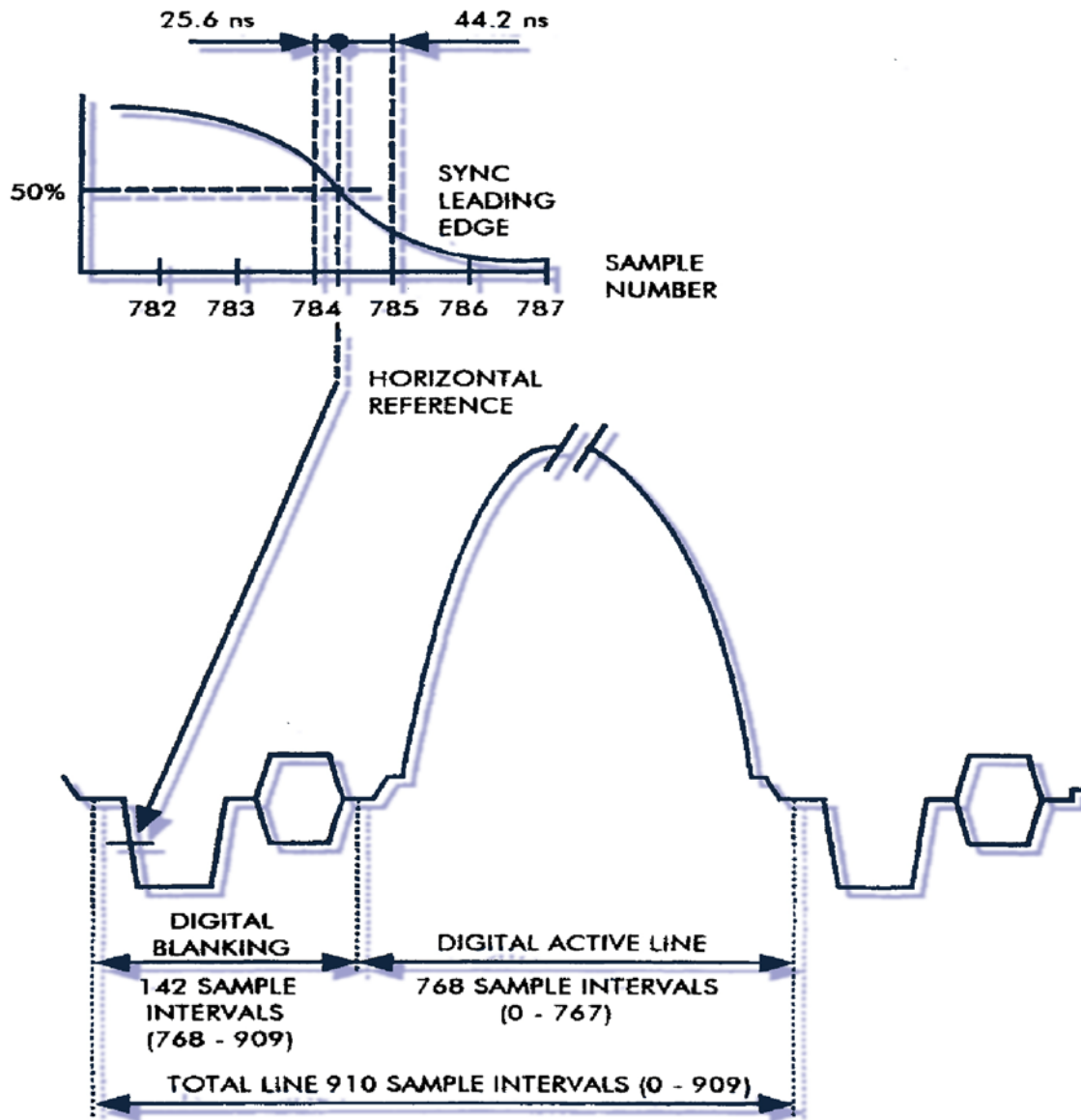


FIGURA 2.22 Muestreo de una señal NTSC

El punto en la caída del pulso de sincronía, se sitúa entre las muestras 784 y 785. La primera de las 910 muestras representa la primer muestra de la línea activa y es designada como la muestra 0 para propósitos de referencia.

El Rango de Cuantización y sus Implicaciones.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

En la figura 2.23 se encuentran anotados niveles de señal importantes para un patron de prueba de barras 100/75, y sus valores para el sistema 4Fsc/NTSC hexadecimal para conversiones de 8 y 10 bits

	8-bit resolution	10-bit resolution
Protected levels	FF	3FC,3FD,3FE,3FF
Highest quantized level	FE	3FB
Peak chroma level	F3	3CC
White level	C8	320
Black level	46	11A
Blanking level	3C	0F0
Sync tip level	04	016
Lowest quantized level	01	004
Protected levels	00	000,001,002,003

FIGURA 2.23 Niveles Hexadecimales de una señal NTSC de barras al 75%

En la figura 2.24 se muestra la forma de onda para una señal de barras y sus valores de amplitud en hexadecimal

Para el caso de una señal convertida a 10 bits, tenemos $2^{10}=1024$ niveles expresados en números del 0 al 1023, ó bien en niveles hexadecimales expresados de 000 a 3FF.

Los niveles digitales 3FC, 3FD, 3FE, 3FF son valores protegidos y no permitidos, esto solo deja 1016 niveles digitales expresados en números desde 4 a 1019, ó su equivalente hexadecimal 004 a 3FB para representar la señal de video. El tip de sincronía en su punto más bajo está asignado en el nivel 16 ó su equivalente hexadecimal 010. El nivel máximo de señal correspondiente al amarillo y cyan, es asignado al valor 3CC. El estándar contempla una pequeña cantidad de Headroom para el punto de menor nivel, es decir por debajo del tip de sincronía, este Headroom es de 010 a 004.

Para el caso de Headroom positivo, este se considera a partir de la muestra 972 hasta la 1019 y su valor hexadecimal será de 3CC a 3FB la cantidad total de Headroom es más o menos 1dB, y está considerado para casos de variaciones en la señal de video.

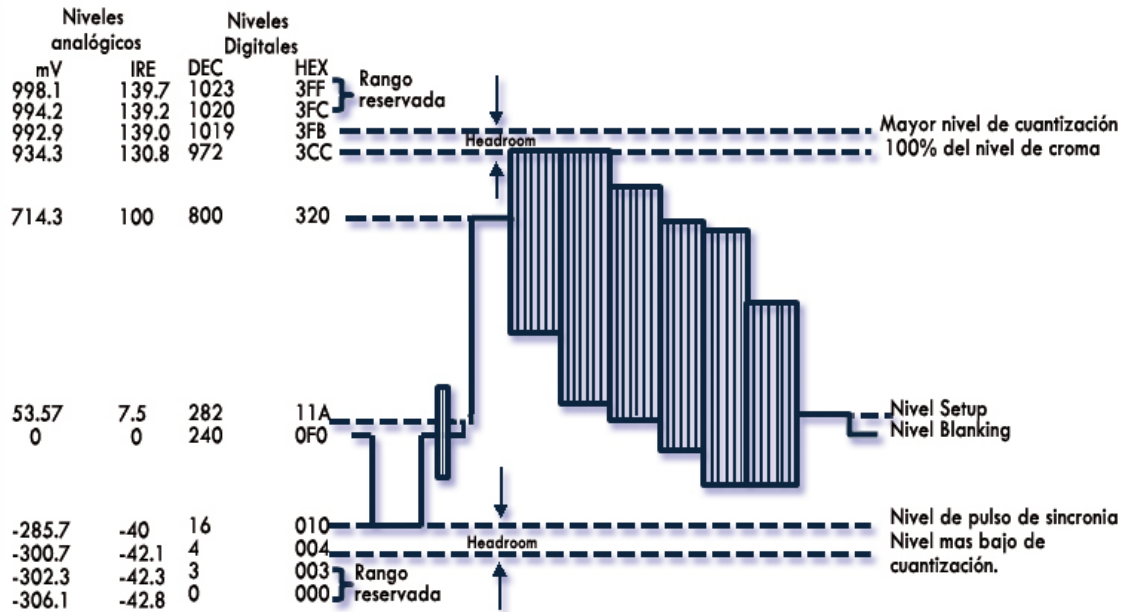


FIGURA 2.24 Señal de barras y sus valores de amplitud en hexadecimal

Con anterioridad ya habíamos revisado la relación señal a ruido para un convertidor, sin embargo ahora analizaremos esta misma relación pero aplicada a un sistema 4Fsc/NTSC esto podemos verlo en la siguiente expresión:

$$S/Q_{RMS}(dB) = 6.02n + 10.8 + 10 \log (f_m/2f_{max}) - 20 \log [V_q / (V_w - V_A)]$$

Considerando los siguientes datos tenemos:

- n= 10 bits
- f_m= 14.31 Mhz
- V_q= 1.3042 V
- V_w-V_A= 07143
- F_{max}= 4.2 Mhz

Sustituyendo los valores y calculando tenemos:

$$S/Q_{RMS} = 68.10 \text{ dB}$$

2.8.2 La Estructura del Raster

La duración de campo activo digital, excede la duración de un campo activo analógico, de hecho el periodo de un campo digital comienza antes y termina después de lo que



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

normalmente resultaría en un campo analógico. Es importante señalar que esta disparidad se corrige cuando la señal vuelve a ser convertida a analógico

En una señal de cuatro campos, el intervalo digital de borrado, se extiende mas allá de la línea 525, muestra 768 a la línea 9 muestra 767, para los campos 1 y 3 , y de la línea 263 o muestra 313 hacia la línea 272, muestra 767, para los campos 2 y 4 . La figura 2.25 nos muestra la relación entre el intervalo de borrado vertical para una señal analógica NTSC y para una señal digital 4Fsc.

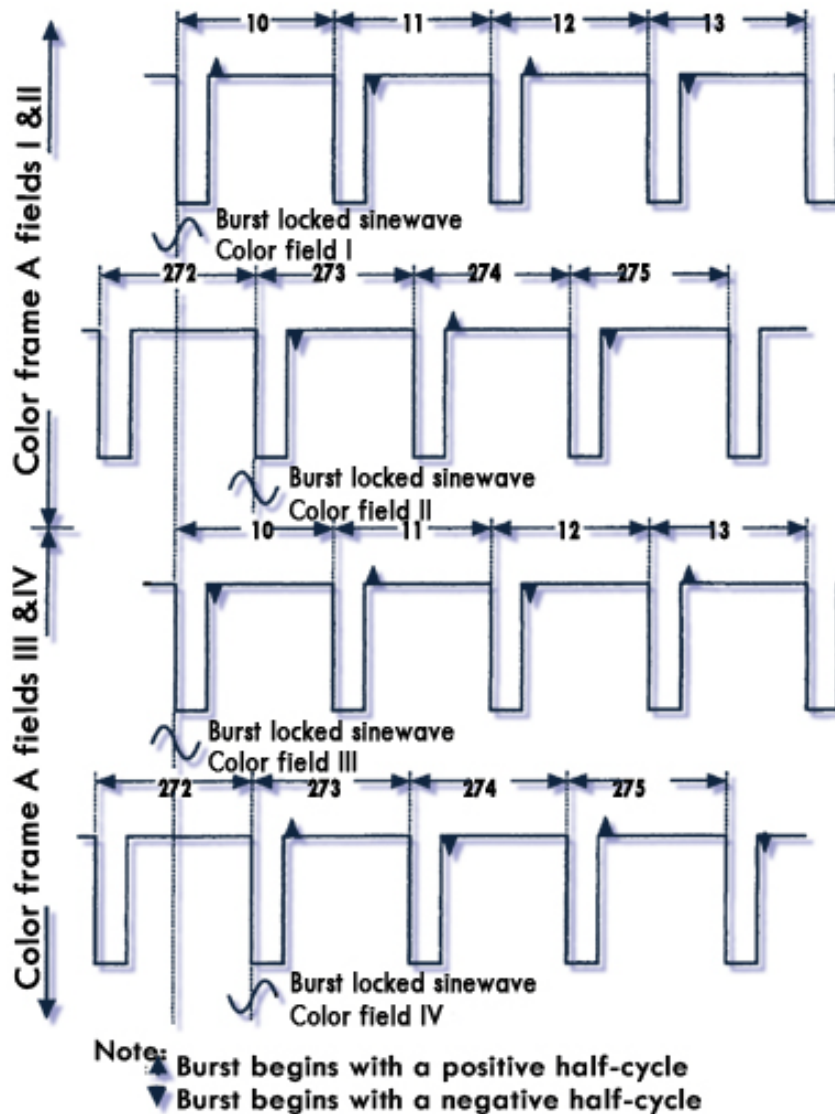


FIGURA 2.25 La relación entre el intervalo de borrado vertical para una señal analógica NTSC y para una señal digital 4Fsc.



La norma 244 y 259 SMPTE, definen los tipos de interfase usados para la transmisión de señal digital, en la norma 244 se especifica el formato 4Fsc, axial como el método de transporte paralelo, la 259 se refiere a la interface serial, en realidad la interface más comúnmente usada es la serial, en ella se establece la velocidad para 4Fsc/ NTSC las cual es:

$$4F_{sc}/ NTSC = 143 \text{ Mb/s}$$

2.9 INTERFACES UTILIZADAS.

A fin de compatibilizar la interconexión de equipos analógicos y digitales, se utilizan hoy en día una amplia variedad de interfaces.

Con la tecnología actual, estos equipos son transparentes y de excelente performance.

2.9.1 Decoder.

Este dispositivo convierte una señal de video compuesta (CCVS) a una señal SDI. En la figura 2.26 se muestra un Decoder típico.

En este equipo, la señal interna es procesada a 10 bits. También existen decoders que procesan internamente la señal en 8 y 12 bits. Pero la salida esta siempre normalizada en 10 bits, que corresponde a una señal SDI de 270 Mbps, que es el estándar de la televisión digital en el estudio.

El decoder representado en este ejemplo es binorma. Esto significa que cuando a la entrada tenemos una entrada a NTSC, la salida SDI en este caso corresponde al estándar 525/60.

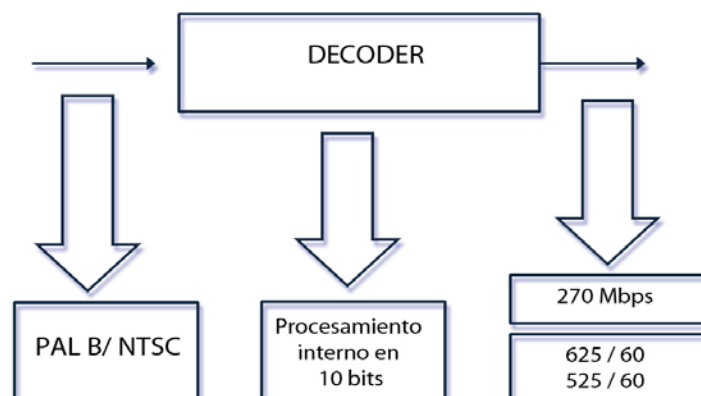


FIGURA 2.26 Esquema de un Decoder típico.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

En la figura 2.27 se representa otro tipo de decoder el cual realiza la conversión de formato de compuesto Analógico (PAL o NTSC) a Digital compuesto (PAL o NTSC). Este tipo de conversión es realizada por el decoder a 4fsp.

En este caso como habíamos mencionado anteriormente, la digitalización se efectúa muestreando la señal de video compuesto a 4fsp (cuatro veces la frecuencia de la subportadora de color)

La frecuencia de la subportadora de croma para NTSC es;

$$4F_{sc}/NTSC = 14.28 \text{ MHz}; 4F_{sc}/PAL = 17.72 \text{ MHz}$$

Y la velocidad binaria es de; ζ

$$4F_{sc}/NTSC = 143 \text{ Mb/s}$$

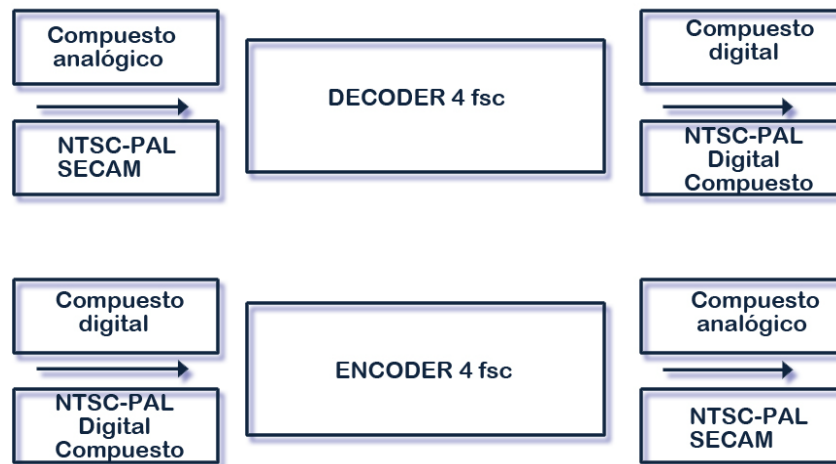


FIGURA 2.27 Decoder y Encoder a sistema 4Fsc.

Otro tipo de Decoder, es aquel que ingresamos en su entrada con señales por componentes analógicos (YCbCr) y a la salida tenemos una señal SDI.

En la figura 2.28, se ilustra el proceso interno de un decoder por componentes analógicas a SDI, con un distribuidor a la salida.

Las señales (YCbCr) por componentes analógicos ingresan a cada uno de los filtros pasa bajos.

El camino de luminancia está compuesto por un filtro paso bajos de 5.75 MHz y un convertor A/D de luminancia. A la salida de este tenemos un tren de datos de 13.5 Mega muestras/Seg.



La señal Cb, pasa por un filtro paso bajos de 2.75Mhz y a la salida de este filtro es conectado con un conversor A/D. A la salida de este tenemos un tren de datos de 6.75 Mega muestras/seg.

Por ultimo, la señal Cr es conectada a la entrada de un filtro paso bajo de 2.75 MHz y luego entra a un convertidor A/D. A la salida de este también tenemos un tren de datos de 6.75 Mega muestras/seg.

Las tres señales obtenidas son multiplexadas a 27 Mega muestras/seg. A la salida del multiplex se obtiene la señal SDI. Esta señal es conectada a la entrada de un distribuidor SDI que tiene seis salidas.

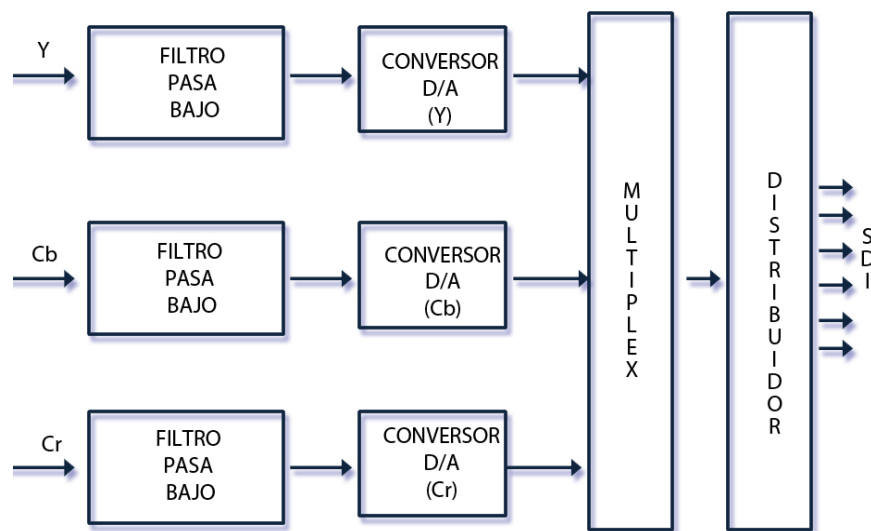


FIGURA 2.28 Decoder de componentes analógicos a SDI – 4:2:2.

2.9.2 Encoder

El encoder es un dispositivo que convierte una señal SDI o una señal compuesta digital a compuesta analógica (CCVS).

En este caso se analizara un Encoder SDI a CCVS. En la figura 2.29 se representa un encoder típico. En este caso el procesamiento interno de la señal es de 12 Bits. La señal de entrada es SDI en 525/60 y a la salida tenemos la señal de video compuesta que puede ser NTSC.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

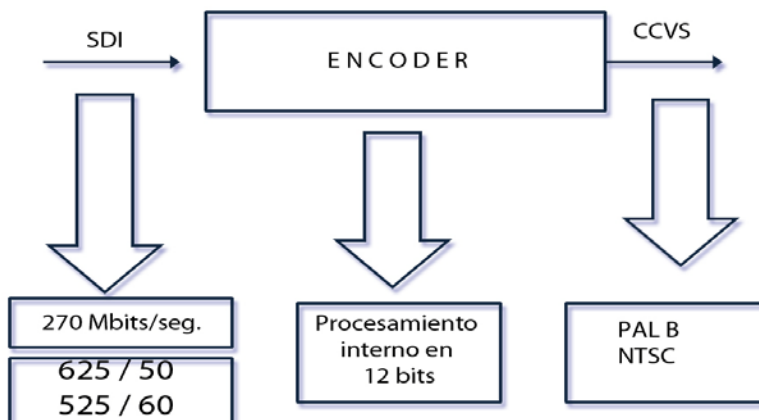


FIGURA 2.29 Encoder típico

Existen otros tipos de Encoders que convierten la señal SDI a una señal por componentes analógicos (YCbCr). En la Figura 2.30 se muestra un encoder de este tipo.

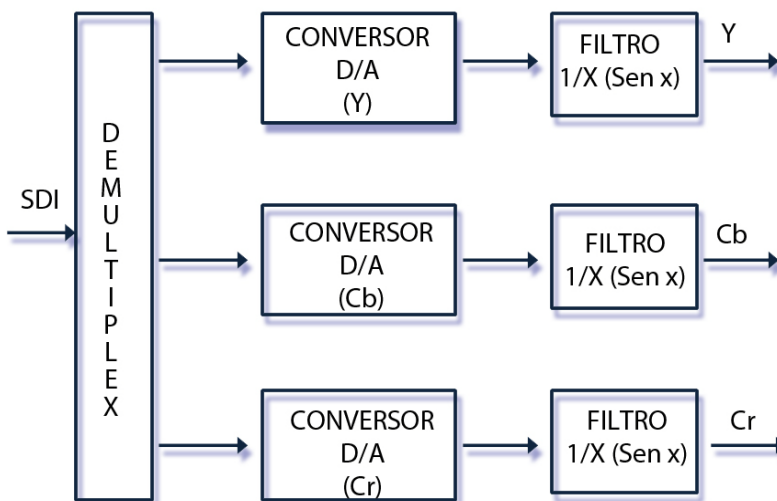


FIGURA 2.30 Encoder SDI a componentes analógicos.

Aquí la señal SDI de entrada se demultiplexa. A la salida del demultiplexor tenemos el tren de datos de luminancia (Y) de 13.5 Mega muestra/seg. Esta señal ingresa a un conversor D/A y la salida de este es conectada a un filtro $1/x$. (Sen x). Estos filtros son utilizados para eliminar los efectos de convolución debido al efecto de digitalización. A la salida de este, tenemos la señal de luminancia por componentes analógicos.

A su vez a la salida del demultiplexor tenemos dos trenes de de datos de 6.75Mega muestras/seg. Cada uno que corresponden a las señales Cb y Cr. Cada uno de estos flujos



ingresa a un convertor D/A y la salida de este es conectada a un filtro $1/x$. (sen x). A la salida de los filtros tenemos las señales Cr y Cb.

De esta forma, el Encoder convierte una señal SDI a componentes Analógicos (Y, Cb, Cr).

2.10 TIPOS DE SEÑALES DE VIDEO DIGITAL.

Existen dos tipos de señales de video digital. La primera de ellas se denominada SDI (serial digital interfase) y es una señal de bits serie. Esta señal es transportada por un solo cable coaxial, siendo la impedancia característica del mismo de 75 ohms. El conector utilizado es de BNC.

La segunda señal es la de bits paralelos y es transportada mediante pares de cables balanceados. Estos tienen una impedancia característica de 110 Ohms. El conector utilizado es del tipo DB 25.

Ambas señales, la de bits serie y paralelo, tienen un formato o estructura en común. Aunque la señal mas utilizada hoy en día es la de Bits serie (SDI), analizaremos primero los parámetros comunes a ambos tipos de señal y luego cada una de ellas en particular.

2.10.1 Parámetros y características comunes a las señales de bits serie y paralelo.

El flujo o tren de datos digital se transmite en el siguiente orden de muestras:

Cb, Y, Cr, Y, Cb, Y, Cr....

Este flujo es multiplexado a 27 Mhz y cada una de las muestras es cuantificada a 10 bits.

Cada muestra posee tres componentes que son; luminancia (Y) que esta co-situada con Cb y Cr. Las tres muestras superpuestas representan cada píxel.

En el tren de datos la primer muestra esta formada por las componentes Cb, Y y Cr.

Continuando con el orden de las muestras, en el tren multiplexado tenemos la muestra de luminancia (Y) que corresponde al segundo píxel de muestra. Aquí solo se muestrea luminancia, debido a que estamos muestreando con una estructura 4:2:2, a continuación, nuevamente se repite la primer secuencia y así sucesivamente.

Con anterioridad, hemos visto que en la estructura 4:2:2 se muestrean 720 pixeles (muestras) de luminancia por línea activa. A su vez, se muestrean 360 pixeles (muestras) de cada una de las señales diferencia de color Cb y Cr, por línea activa.

En total tenemos 1440 muestras por línea activa. Por cada una de estas líneas, las 720 muestras de luminancia (Y) se numeran de 0 a 719 y las 360 muestras de cada una de las señales diferencia de color se numeran de 0 a 359.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

En la figura 2.31 se representan las primeras 4 muestras de la línea activa digital y el orden de las mismas en el tren de datos.

La primera muestra en el tren de datos identificada con el número 0, corresponde a las tres componentes superpuestas o co-situadas Cb, Y y Cr.

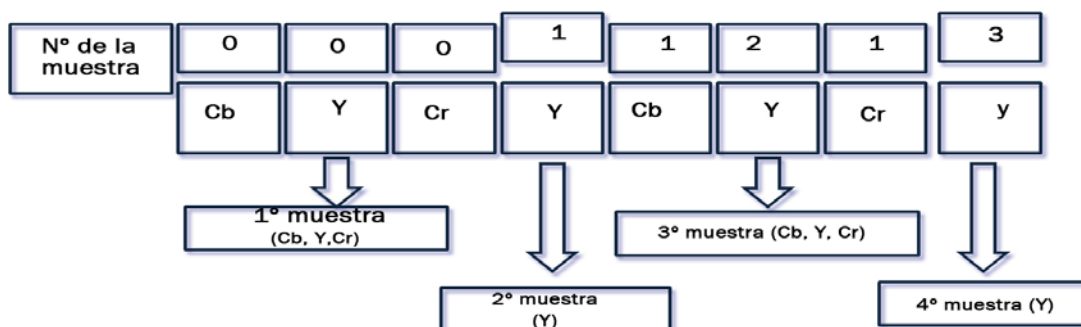


FIGURA 2.31 Primeras cuatro muestras de la línea activa digital y el orden de las muestras en el tren de datos

A continuación, en el tren de datos tenemos la segunda muestra de la línea activa. Que es la de luminancia (Y). Esta identificada con el número 1 en la figura 2.31.

Luego, se repite la secuencia como al principio o sea (Cb, Y, Cr), que corresponde a la tercera muestra identificada con el número 1 (Cb y Cr) e identificada con el número 2 tenemos la muestra (Y).

A continuación, tenemos la muestra de luminancia (Y) solamente, que corresponde a la 4 muestra y esta identificada en la figura con el número 3 y así sucesivamente. De esta forma se va multiplexando el tren de datos.

Las últimas muestras de la línea activa digital se representan en la figura 2.32. Debido a que la estructura de muestreo es 4:2:2, la última muestra (719) es muestreada solo en luminancia. En la muestra anterior se muestrea luminancia y ambas señales de diferencia de color, por ende corresponde a Y (718), Cb (359) y Cr (359). La muestra (717) corresponde a la luminancia (Y) solamente, la muestra anterior a luminancia (716), Cb (358) y Cr (358) y así sucesivamente.

Cada una de las muestras, en la estructura de datos de la señal multiplexada, esta cuantificada a 10 bits por muestra de resolución.



FIGURA 2.32 Orden de las muestras.

2.10.2 Relación entre la línea activa digital y la referencia analógica de sincronismo.

La relación entre la línea activa digital y la referencia analógica de sincronismo, para las relaciones de aspecto 4:3 y 16:9 se muestran en la figura 2.33 esta relación corresponde al estándar 625/50, para una frecuencia de muestreo de la luminancia de 13.5 MHz.

La supresión de la línea digital, comienza con la muestra (720) de luminancia y finaliza en la muestra (863). Recordemos que se muestrean por línea total 864 muestras de luminancia, numeradas de 0 a 863.

Para ambas señales diferencia de color Cb y Cr, la línea activa digital comienza con la muestra número 0 hasta la 359.

La superposición de la línea digital para Cb y Cr comienza con las muestras (360) y finaliza con las muestras (431).

Por línea completa (línea activa mas la línea de retrazo) se muestrean 432 muestras para cada una de las señales diferencia de color Cb y Cr. Estas muestras se numeran de 0 a 431.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

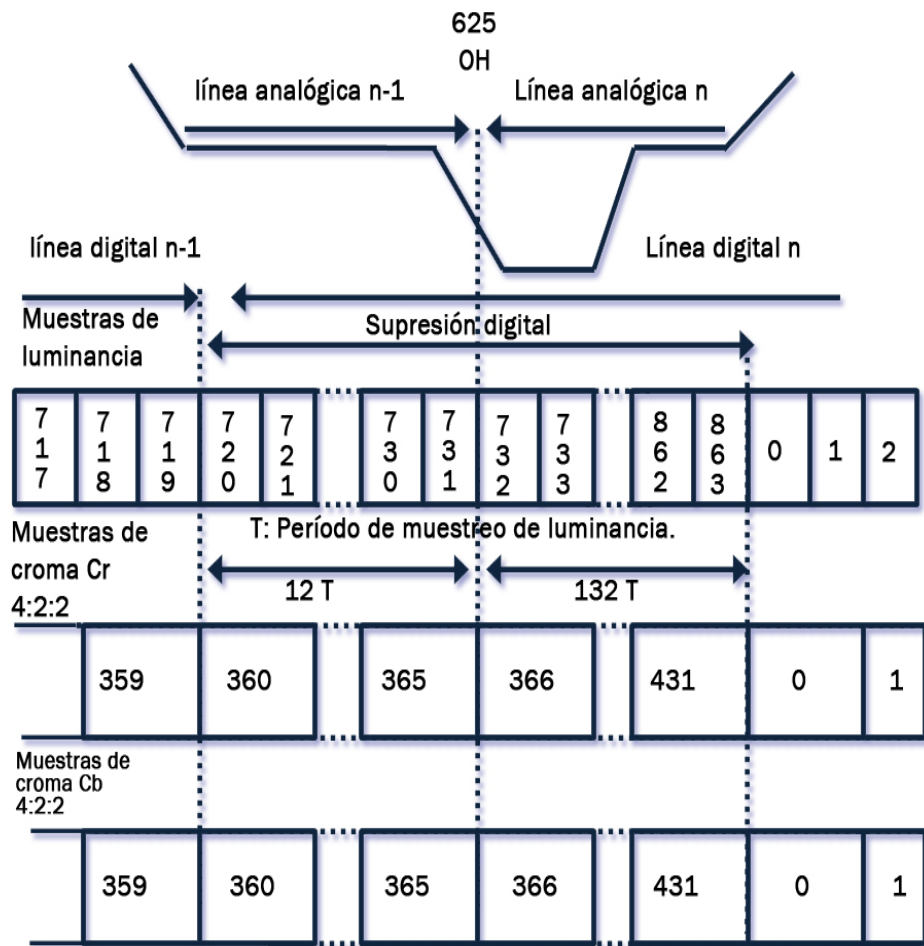


FIGURA 2.33 Relación entre línea activa digital y la referencia analógica de sincronismo.
Esta corresponde para 625/50 y una frecuencia de muestreo de 13.5 MHz para la señal de luminancia.
Reproducida con permiso del ITU (International Telecommunication union)

La misma relación, pero para el estándar 525/60 e igual frecuencia de muestreo de 13.5 MHz para la señal de luminancia, es representada en la figura 2.34. Aquí, la cantidad de muestras de luminancia por cada línea completa o total es de 858, numeradas de 0 a 857. La cantidad de muestras por cada línea completa, de cada una de las señales diferencia de color Cb y Cr es de 429 muestras y son numeradas de 0 a 428.

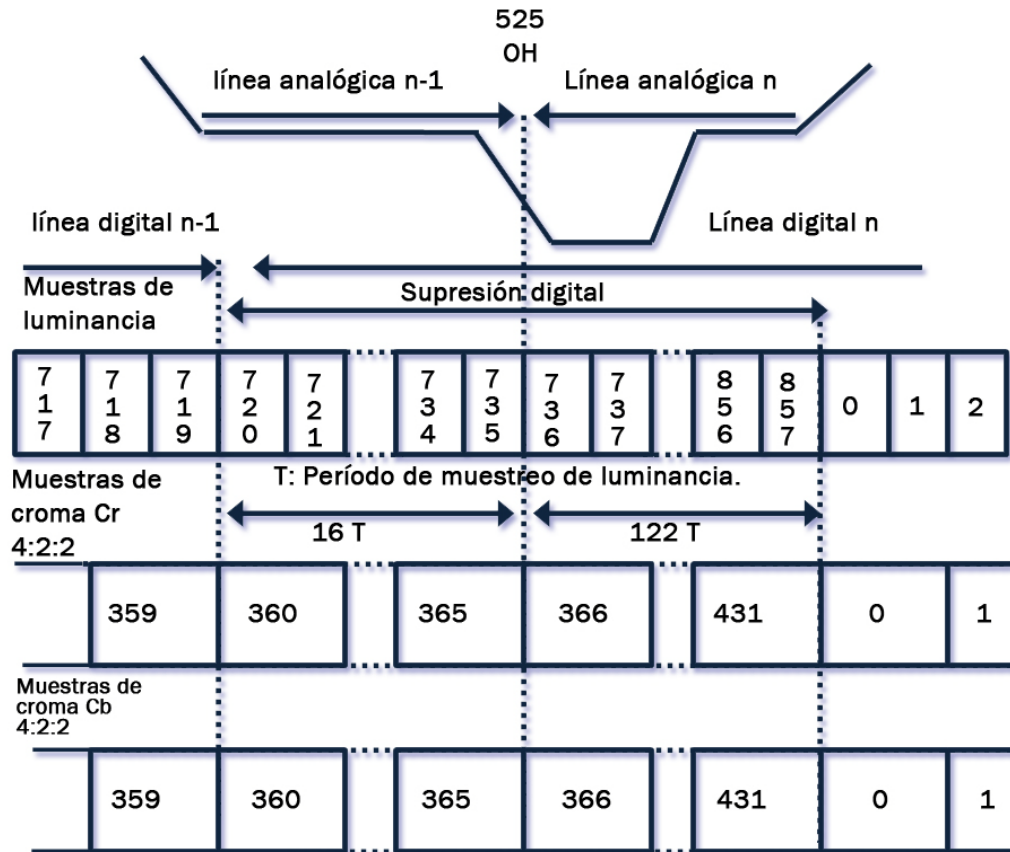


FIGURA 2.34 Relación entre línea activa digital y la referencia analógica de sincronismo.
 Esta corresponde para 525/60 y una frecuencia de muestreo de 13,5 MHz para la señal de luminancia.
 Reproducida con permiso del ITU (International Telecommunication union)

2.11 IDENTIFICACIÓN DEL TREN DE DATOS.

El tren de datos digital lleva además de la información propiamente dicha, los datos de sincronización. Estos nos indican en que momento comienza y finaliza la línea activa digital, si se esta barriendo el primer campo o el segundo y si estamos en el viseo activo o en el intervalo de campo.

Para 8 bits tenemos $2^8=256$ niveles de cuantificación. De este total, se utiliza para la información 254 niveles. El primer nivel (0) y el ultimo (255) se utilizan para la sincronización solamente.

Recordemos que para 8 Bits el primer nivel corresponde a 0000 0000 y el ultimo nivel a 1111 1111.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

En la figura 2.35 se muestran los 4 bytes de sincronización, al comienzo y al final de la línea activa digital. Estos datos corresponden a 8 bits por muestra de resolución.

Los datos de sincronización agrupados en 4 bytes se envían al principio y al final de cada línea activa digital, ver figura 2.36 a) y c).

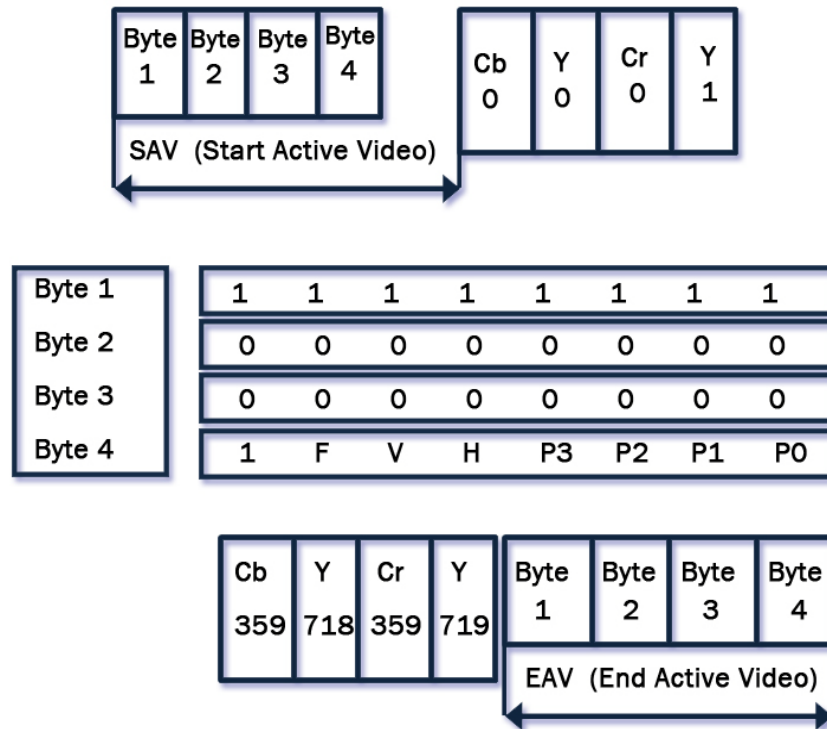


FIGURA 2.35 Estructura de los cuatro byte de sincronización, para una cuantificación de 8 bits por muestra de resolución.

En la parte a) de la figura 2.36, se muestran los 4 bytes al comienzo de la línea activa digital. Estos bytes corresponden al SAV (Start active video) o sea arranque de la línea activa.

En la parte b) de la figura vemos que para una cuantificación de 8 Bits, el primer byte tiene 8 unos, luego viene el segundo byte con 8 ceros, a continuación, sigue el tercer byte con 8 ceros y finalmente tenemos el cuarto byte. El primer bit del 4 byte es siempre 1. Este bit es siempre el más significativo. El segundo, tercero y cuarto bit son los bits de identificación y a continuación tenemos 4 bits de paridad denominados P3, P2, P1 y P0. Estos bits se utilizan para detectar y corregir errores. En la parte c) de la misma figura, se muestran los 4 bytes de sincronización al final de la línea activa estos están representados como EAV(End Active Video) o sea fin de la línea activa.



HDTV

Aquí podemos apreciar que el primer byte de sincronización arranca justo después de la muestra (719) de luminancia. Esta es la última muestra de la línea activa. Recordemos que se muestrean 720 pixeles de luminancia por línea activa digital y se numeran de 0 a 719.

Volvamos al 4 byte de sincronización. El primer bit del 4 byte de sincronización es siempre 1. El segundo bit de este byte es F que corresponde a la identificación de campo. Es así que cuando:

F=0, corresponde al campo 1.
F=1, corresponde al campo 2.

El tercer bit del 4 byte es V, que corresponde a la identificación de Blanking vertical.

Cuando;

V=0, durante el video activo.
V=1, durante el intervalo de campo.

El cuarto bit del cuarto byte es H, que corresponde a la identificación del Blanking horizontal.

Cuando:

H=0, está en SAV.
H=1, esta en EAV.

En la tabla 2.2 se muestrean los intervalos de supresión de campo digital para los estándares 625/50 y 525/60.

	625/50	525/60
V - Supresión de campo digital.		
Campo 1		
Comienzo V=1	624	1
Final V =0	23	10
V - Supresión de campo digital.		
Campo 2		
Comienzo V=1	311	264
Final V =0	336	273
F - Identificación de campo digital.		
Campo 1	1	4
Campo 2	313	266

TABLA 2.2 Identificación de intervalos de campos
Reproducida con permiso del ITU (International Telecommunication union)

Analizaremos los distintos estados que toman V y F en el estándar 525/60.

El intervalo de supresión del campo 1 digital comienza en la línea 1 cuando V=1 y finaliza en la línea 10, para V=0.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

El intervalo del campo 2 comienza en la línea 264 cuando V=1 y finaliza en la línea 273 para V=0 la identificación F con sus 2 estados, nos indica en que línea comienza el campo digital 1 ó el 2.

Cuando F=0 nos indica que comienza el campo 1 con la línea 4. Cuando F=1 nos indica que comienza el campo 2 con la línea 266.

Las distintas configuraciones, que pueden tomar las identificaciones F, V y H para 8 bits con los bits de protección, se ilustran en la tabla 2.3.

Referencia	F	V	H	P3	P2	P1	P0
A	0	0	0	0	0	0	0
B	0	0	1	1	1	0	1
C	0	1	0	1	0	1	1
D	0	1	1	0	1	1	0
E	1	0	0	0	1	1	1
F	1	0	1	1	1	1	0
G	1	1	0	1	1	0	0
H	1	1	1	0	0	0	1

TABLA 2.3 Distintas configuraciones que pueden tomar las identificaciones F,V y H para 8 bits con los bits de protección
Reproducida con permiso del ITU (International Telecommunication union)

Para cada uno de los 8 estados posibles que pueden tomar F, V y H, tenemos los bits de protección correspondientes.

En la tabla 2.4 se muestran las distintas configuraciones que pueden tomar F, V y H.

	F	V	H
A	Campo 1	Video activo	Arranque video activo. SAV
B	Campo 1	Video activo	Fin video activo EAV
C	Campo 1	Intervalo de campo	Arranque video activo. SAV
D	Campo 2	Intervalo de campo	Fin video activo EAV
E	Campo 2	Video activo	Arranque video activo. SAV
F	Campo 2	Video activo	Fin video activo EAV
G	Campo 2	Intervalo de campo	Arranque video activo. SAV
H	Campo 2	Intervalo de campo	Fin video activo EAV

TABLA 2.4 Análisis de las distintas configuraciones que puede tomar F, V y H



Las palabras de sincronización en 10 bits se muestran en la figura 2.36

El SAV está compuesto por cuatro palabras. La primera de ellas tiene diez unos.

La segunda y tercera palabra están compuestas por diez ceros cada una.

A continuación viene la cuarta palabra y el primer bit de esta siempre es 1.

Luego viene las identificaciones f, V y H y a continuación los cuatro bits de paridad el noveno y el decimo bits corresponden a 00.

El EAV está compuesto por cuatro palabras que van al final del bloque de datos.

La última muestra es la luminancia (719) y a continuación viene EAV.

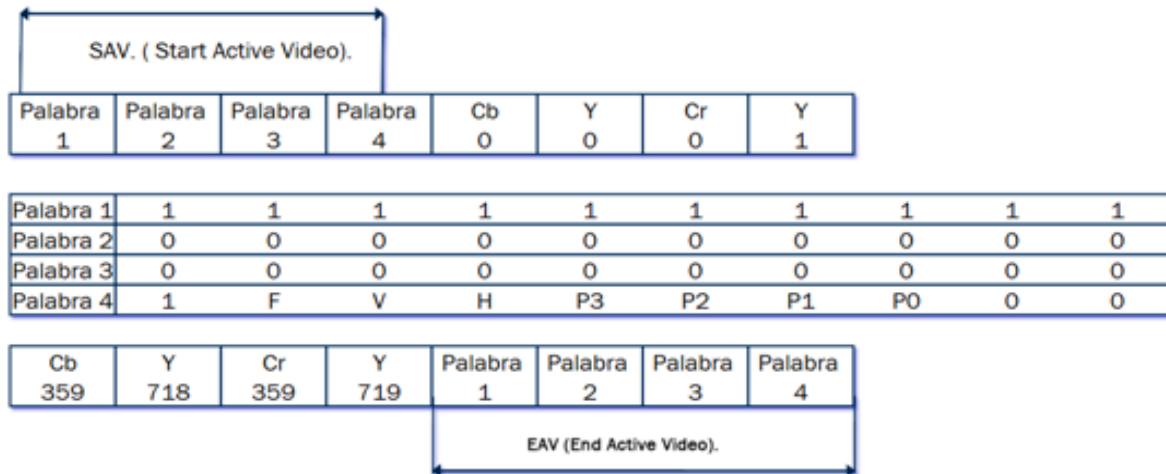


FIGURA 2.36 Las cuatro palabras para la sincronización en 10 bits.

2.12 TIEMPOS DE LA SEÑAL DIGITAL.

El multiplexado de la señal digital es de 27 Mega muestras/seg. El periodo T (periodo de clock) tiene una duración de: $T = 1/27 \text{ MHz} = 37 \text{ nanoseg.}$

Los distintos periodos (T) de la señal digital en los estándares 625/50 y 525/60, están indicados en la tabla 2.5.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

Señal Digital	625/50	525/60
Línea Activa	1440 T	1440 T
Línea inactiva	288 T	276 T
Línea total	1728 T	1716 T
EAV	4 T	4 T
SAV	4 T	4 T

TABLA 2.5 Relaciones de tiempos de la señal digital para 625/50 y 525/60.

Cada periodo T corresponde a 37 nanoseg. De clock.

La línea activa digital en la estructura 4:2:2, es un bloque que contiene 1440 palabras de datos de video multiplexado.

El bloque de datos de video de la señal digital esta representado en la figura 2.37. Los periodos de la línea activa digital del SAV y EAV son iguales para 625/50 y 525/60.

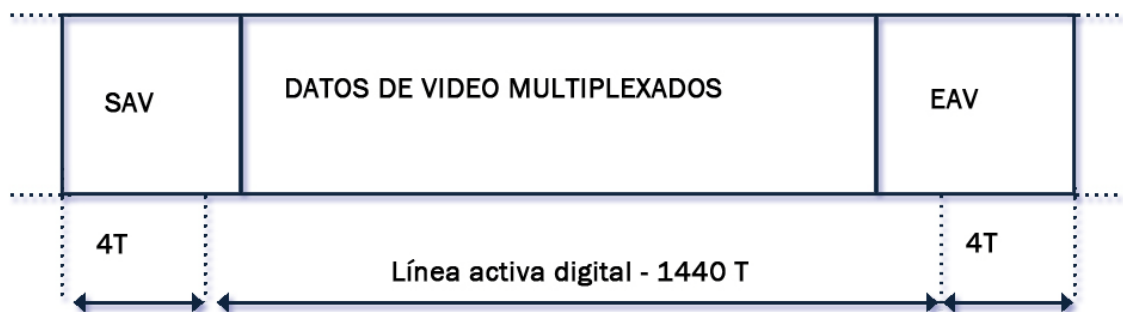


FIGURA 2.37 Período de la línea activa digital.

En la figura, podemos observar que la línea activa digital esta compuesta por 1440 periodos de muestras. El SAV y el EAV están compuestos por cuatro periodos cada uno.

Una representación más completa donde se incluye el blanking de datos, se muestra en la figura 2.38

Entre un EAV y un SAV no se transmite información de video.

Existen dos referencias de tiempo en el bloque de datos. La primera de ellas es cuando comienza el SAV y la segunda es cuando finaliza el EAV.

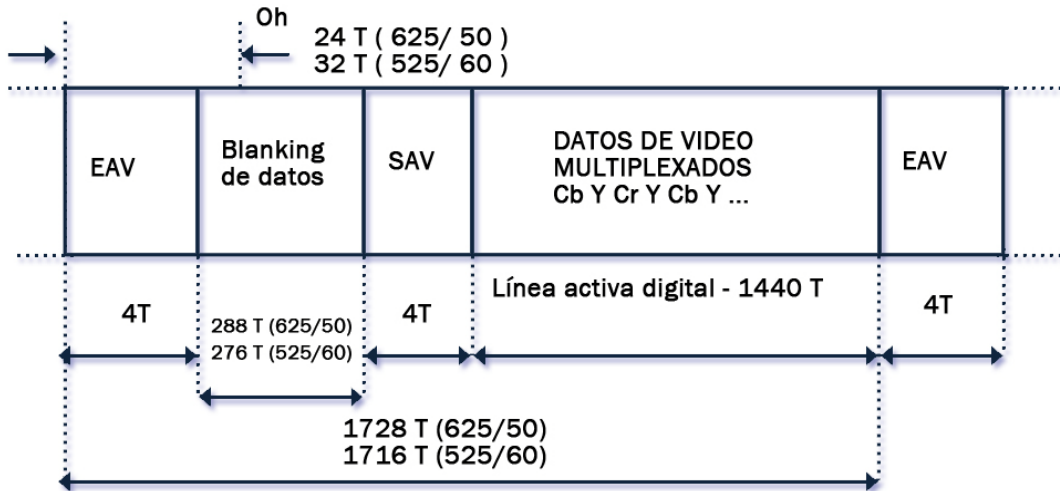


FIGURA 2.38 Bloque de datos que incluye el blanking
Reproducida con permiso de Snell & Wilcox

2.13 EL ANCILLARY DATA.

Antes de hablar del Ancillary Data diremos que el Ancillary Data es el espacio libre en el cual se puede insertar información, algo similar a lo que ocurre en NTSC con el espacio de Vertical para un sistema analógico, de hecho guardan una gran relación como veremos más adelante. El Ancillary data permite insertar algunos servicios tales como: Audio Embebido, Close Caption, etc.

Existen dos formas de Ancillary Data estas son llamadas Ancillary Data Horizontal y Vertical a diferencia de sistema 4Fsc, el cual sólo puede soportar inserción de Ancillary data en el Data Stream Serial, el sistema en componentes es capaz de insertar Ancillary data en cualquier porción del sistema 4:2:2, siempre y cuando no este ocupado por la señal de referencia o por datos de video.

2.13.1 Horizontal Ancillary Data (HANC)

Resoluciones de 10 bits para HANC, pueden ser usadas en el intervalo horizontal, cada bloque se encuentra precedido por un encabezado de tres palabras:

000, 3FF, 3FF

2.13.2 Vertical Ancillary Data (VANC)

En un sistema NTSC el VANC, se encuentra permitido sólo en la porción activa de las líneas 1 a 13, 15 a 19, 264 a 276 y 278 a 282. Las líneas 14 y 277, se encuentra reservadas para el Time Code Vertical Digital (DVITC). El VANC es un formato de 8 bits



2.14 EI EDH

EDH (Error Detection and Handling para Televisión Digital)

El problema con televisión digital es que los problemas de pérdidas y degradación de la señal muchas veces no son tan evidentes, en ocasiones usted puede ver la imagen en un monitor y pensar que no existe nada mal, sin embargo esta señal puede desaparecer de un momento a otro sin una razón lógica aparente. Si se trata de medir la señal por medios tradicionales por ejemplo un waveform analógico y un vectorscopio (después de usarse un convertidor Digital-Analógico), usted podrá ver que la señal es perfecta, no existe atenuación, la calidad de la imagen permanece con excelente calidad. Sin embargo el problema radica en el dominio digital, técnicas totalmente diferentes son necesarias para efectuar estas mediciones. De hecho se requiere checar los errores de bits en la señal, es aquí en donde el EDH hace su contribución al mundo digital. El uso de las técnicas para EDH en instalaciones de televisión serial digital es una recomendación del SMPTE, en la recomendación RP-165.

Antes de hablar acerca del EDH, es importante resaltar que el EDH por sus siglas en Inglés Error Detection and Handling, es una forma de evaluar la calidad de la transmisión de los paquetes de información a través de una interface de tipo serial, por lo cual en realidad el EDH forma parte de las características de una interface serial, más que de el Sistema en Componentes, por otra parte esta información se encuentra insertada en el Stream de la Interface, y es sólo válido para el caso de una Interface de tipo Serial, más adelante se explica a detalle el funcionamiento del EDH.

2.14.1 Principios del EDH.

El principio del EDH está basado en técnicas similares a las que se usan en comunicaciones digitales. Un transmisor de EDH está conectado con el equipo bajo prueba y un receptor de EDH está conectado en la salida del mismo tal como se muestra en la figura 2.38. El primer dispositivo de EDH cuenta los bits de la imagen digital en cada campo de la imagen y después inserta esta información en el ancillary data en el inicio del intervalo de blanking del siguiente campo. La señal completa junto con los datos insertados pasa posteriormente a través del equipo bajo prueba. El segundo dispositivo de EDH conectado en la salida repite los mismos cálculos para contar los bits en el campo y comparar el resultado con ancillary data contenido en la señal. Si los dos números no coinciden después uno ó más errores son detectados. Contando los bits resultantes por cada campo es la manera de checar la palabra, esto se calcula usando el CRC-CCITT método de generación polinomial (código de redundancia cíclica). En comunicaciones la meta es reproducir fielmente la señal original sin modificaciones y un código CRC puede ser usado con un alto grado de confiabilidad para corregir cualquier error, desafortunadamente en televisión esto no resulta posible ya en múltiples ocasiones pueden suceder eventos que cambian la imagen por ejemplo el productor puede agregar



un logo o una indicación en la pantalla, o bien el Ingeniero de la transmisión requiere agregar las señales de prueba en el intervalo vertical (VITS), cuando esto ocurre como el EDH hace para distinguir un error de un cambio en la imagen. Existen algunas indicaciones específicas llamadas banderas para indicar al operador que ha ocurrido un cambio y si el cambio ocurrió en la imagen o en el intervalo de blanking, esto permite saber si el error ocurrió en el paso anterior o bien en el inicio de la transmisión, estas banderas se explicaran cada una, sin embargo continuaremos explicando un poco más acerca del EDH.

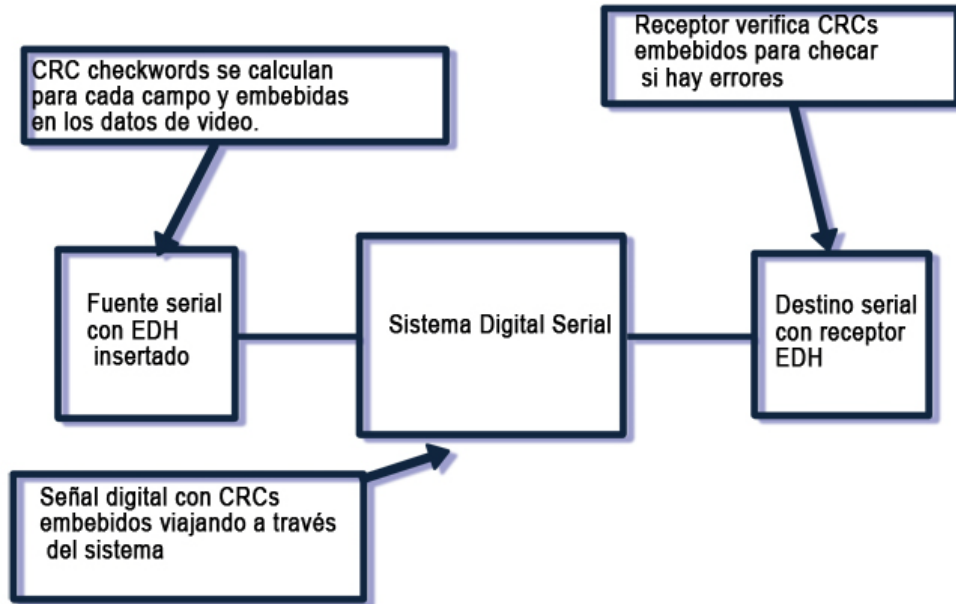


FIGURA 2.39 Sistema EDH

2.14.2 Inserción de EDH

La figura 2.40 a ilustra la inserción de EDH en la salida de un dispositivo serial digital. Los datos en paralelo pasan a través de un coprocesador el cual cuenta campo por campo y genera un CRC por cada campo, los CRC's son multiplexados en los datos en paralelo y después son serializados y transmitidos a través de cable coaxial hacia el siguiente dispositivo.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

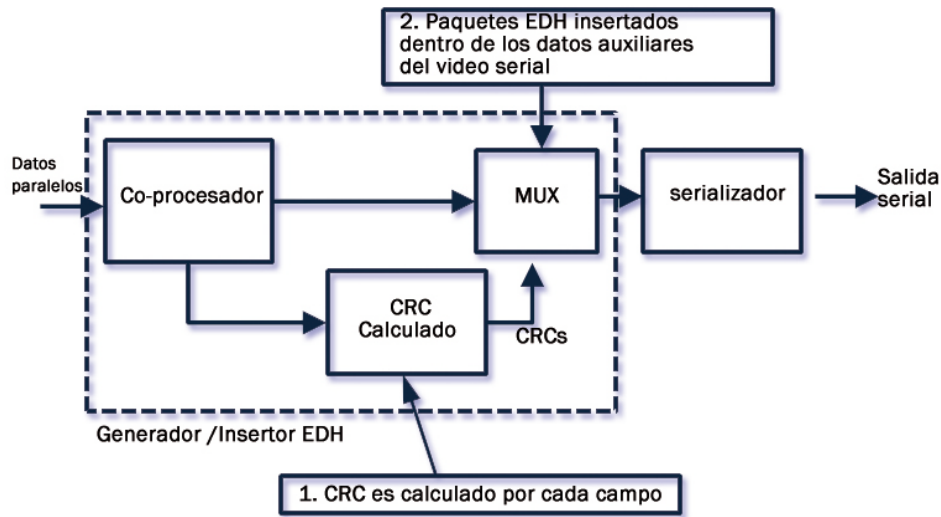


Figura 2.40 a Insertor EDH

2.14.3 Recepción de EDH

La señal serial es recibida en la entrada del siguiente dispositivo, esta señal es deserializada en datos paralelos y el CRC del dispositivo anterior es extraído, un nuevo CRC es calculado y comparado con el CRC del dispositivo anterior, si la comparación falla se indica que un error está presente y estas discrepancias son insertadas como banderas en los datos paralelos de salida, estas banderas son reportadas hacia el usuario en este punto como se muestra en la figura 2.40 b.

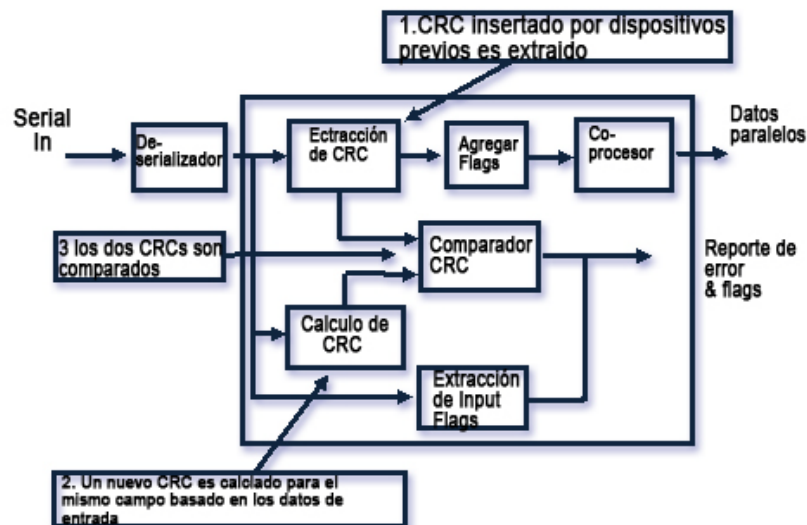


Figura 2.40b Receptor EDH



2.14.4 Equipo de EDH

Para proporcionar un medio para checar la integridad de la transmisión serial digital, el SMPTE ha propuesto a los fabricantes de equipo el incorporar un circuito de EDH en sus transmisores seriales y receptores con la finalidad de detectar errores en el flujo de datos digital. Algunos productos nuevos ahora ofrecen la capacidad de inserción y detección de EDH y cada vez es más común que aparezcan equipos con esta capacidad, sobre todo equipos de procesamiento de señal.

2.15 INTERFACES.

Para la transmisión de los datos, la recomendación ITU-R.BT.656 provee dos tipos de interfaces. Estas se refieren a las interconexión entre un equipo emisor y un receptor la información de datos va codificada en forma binaria en palabras de 8 ò 10 bits.

Existen dos tipos de interfaces para la interconexión de equipos;

Interfaz para bits serie: el tren de datos se transporta por un solo cable coaxial. Utiliza conector BNC.

Interfaz para bits paralelo: el tren de datos se transporta mediante pares de cables. Utiliza conectores tipo DB 25.

2.15.1 Interfaz para bits serie. Señal SDI.

Esta interfaz se refiere a la señal SDI 4:2:2 / 270 Mbits se le denomina SDI o también 656 Serie.

La señal SDI ha sido digitalizada con una estructura de muestreo 4:2:2 y se ha aplicado una cuantificación de 10 bits por muestra de resolución, resultando una velocidad binaria de 270 Mbps. En este tren de bits serie el tren viaja con el clock viaja con el tren de datos.

En el capítulo 2, hemos visto que la estructura 4:2:2 la frecuencia de muestreo es:

13.5 MHz para Y
6.75 MHz para Cb
6.75 MHz para Cr

Si calculamos la velocidad binaria de cada una de las componentes, tenemos:

Velocidad binaria de:

$$Y = 13.5 \times 10 \text{ bits} = 135 \text{ Mbps}$$



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

$$C_b = 6.75 \times 10 \text{ bits} = 67.5 \text{ Mbps}$$

$$C_r = 6.75 \times 10 \text{ bits} = 67.5 \text{ Mbps}$$

Donde la velocidad binaria total, es la suma de la velocidad de cada una de las componentes.

Velocidad binaria total (SDI) = $13.5 + 67.5 + 67.5 = 270 \text{ Mbit/seg.}$

En la figura 2.41 se representa un diagrama de interconexión en SDI entre dos dispositivos o equipos.

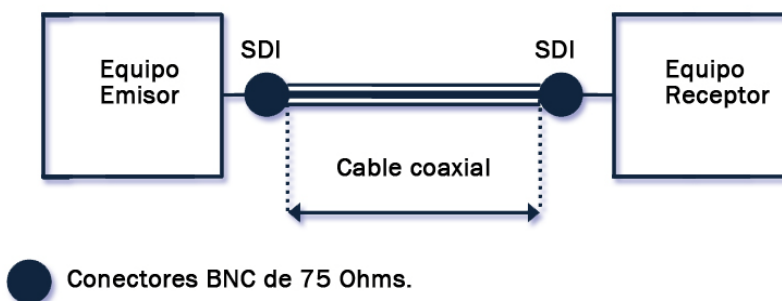


Figura 2.41 Diagrama de interconexión en SDI de dos equipos.

2.16 CODIFICACIÓN DE LA SEÑAL SDI.

Los datos de la interfaz de bits serie se transmiten codificados en NRZI (no retorno a cero invertido). Esta codificación, se efectúa mediante un polinomio que produce una codificación NRZI a partir de una codificación NRZ (no retorno a cero).

El polinomio para NRZ es:

$$G1(X) = X^9 + X^4 + 1$$

Donde X es el flujo de datos serie.

El polinomio para NRZI es: $G2 = X + 1$

El polinomio $G1(X)$ está compuesto por nueve Flip Flops D, que constituyen un registro de desplazamiento.

El polinomio $G2(X)$ está constituido por un Flip flop D realimentado. A este Flip Flop ingresan los datos NRZ y la salida del mismo tenemos los datos en NRZI.

En la figura 2.42 se representa el diagrama del registro de desplazamiento.

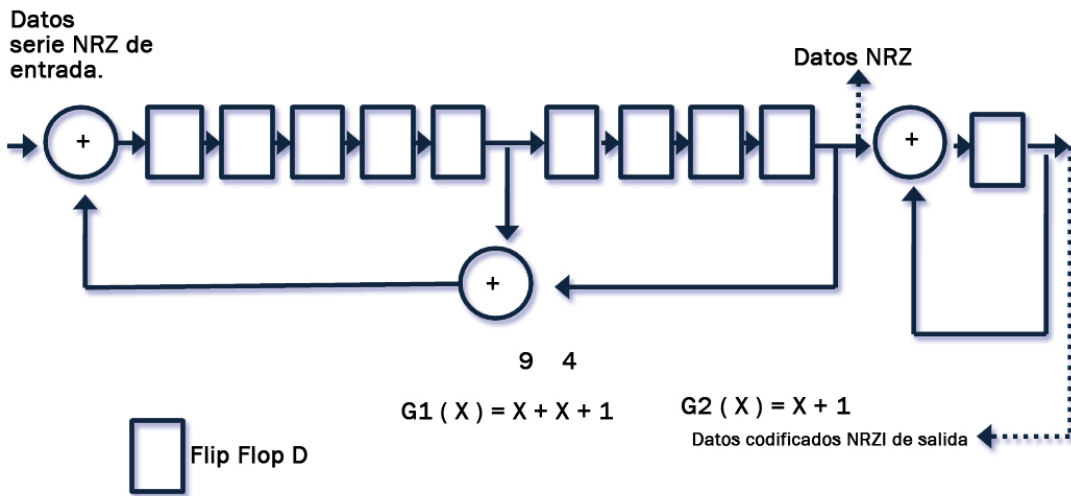


FIGURA 2.42 Codificación polinómica.
Reproducida con permiso de TEKTRONIX.

Por cada bit de entrada, hay un bit de salida que es enviado al Flip Flop del codificador. De esta manera, un bit de salida está determinado por el estado de Diez Flip Flop y el bit de entrada.

El polinomio $G1$ corresponde a los nueve Flip Flop D que componen el registro de desplazamiento, mientras el polinomio $G2$ corresponde al decimo Flip Flop D

La codificación NRZI hace que el tren de datos serie no tenga polaridad.

Para los sistemas de transmisión esto es fundamental pues no se requiere una polaridad de la señal en el receptor.

Un NRZI, la transición de datos es utilizada para representar los unos y no hay transición para los datos que son ceros. Esto implica que solo es necesario detectar las transiciones.

La señal codificada en NRZI es aquella que todos los unos producen transiciones para todos los intervalos de CLOCK y el resultado es una onda cuadrada de la mitad de la frecuencia del Clock. En cambio, los ceros no producen transición.

En el dispositivo receptor, la decodificación de los datos se efectúa exactamente a la a la inversa.

Los equipos para NRZ y NRZI se muestran en la figura 2.43

En la codificación NRZ un cero corresponde a un nivel bajo y un uno corresponde a un nivel alto.



En la codificación NRZI, el esquema de los datos codificados implica que; cuando hay un cero no hay cambio lógico y un uno implica transición desde un nivel lógico de uno a otro nivel.

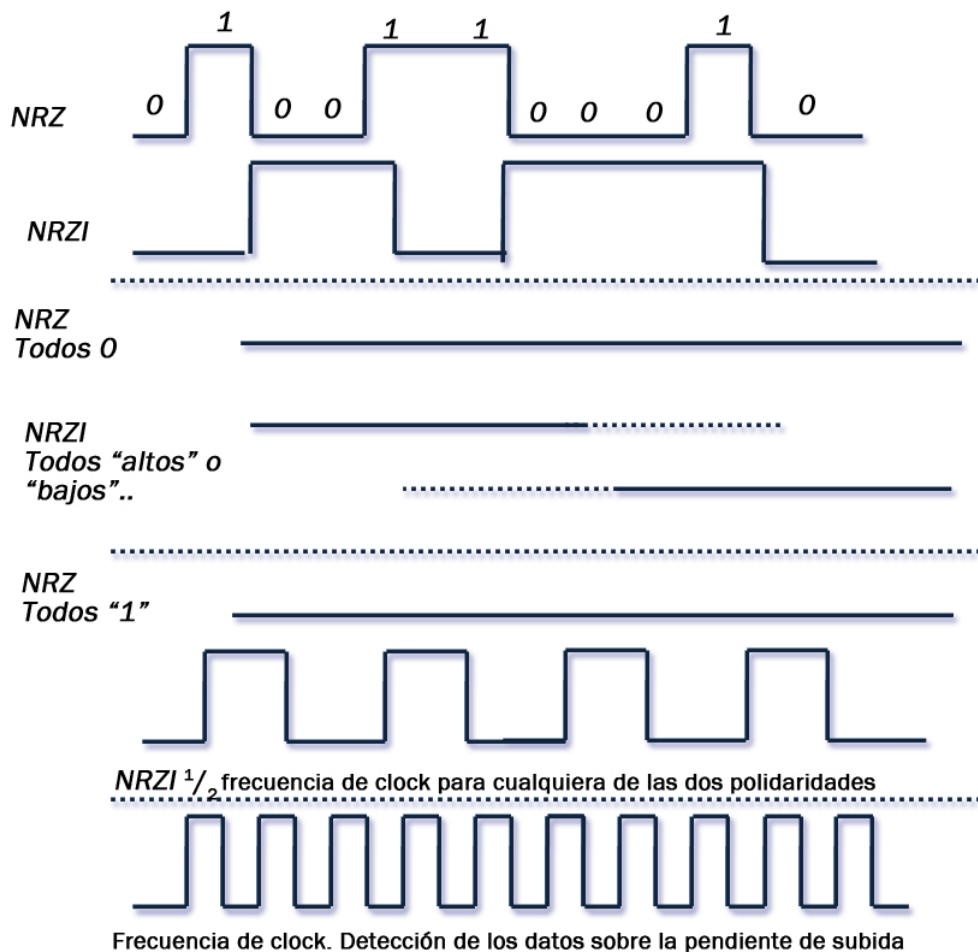


FIGURA 2.43 Relaciones para la codificación NRZ Y NRZI.
Reproducida con permiso de TEKTRONIX.

2.17 SEÑAL DE DATOS Y CLOCK.

Los datos se transmiten en forma codificada y en bloques. Cada uno de estos comprende una línea activa.

La señal de clock es una señal de onda cuadrada de 27 MHz.



En la figura 2.44 se analiza una señal de datos y el pulso de clock. La duración de los pulsos se mide al 50% del valor de amplitud.

Periodo de clock $1/27 \text{ MHz} = 37 \text{ nanoSeg}$, para 625/50 y 525/60
Ancho del pulso de clock: $t = 18.5 \text{ nanoseg. (+/- 3 nanoseg)}$.

O lo que es lo mismo:

Periodo de clock (625/50): $T = 1/1728 \text{ FH} = 37 \text{ nanoseg}$.

Periodo de clock (625/60): $T = 1/1716 \text{ FH} = 37 \text{ nanoseg}$.

FH es la frecuencia de barrido horizontal.

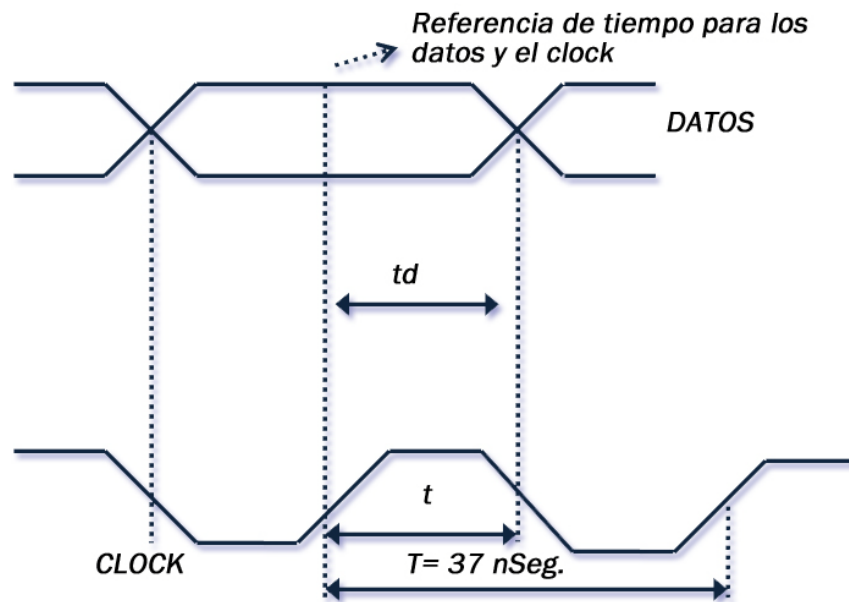


FIGURA 2.44 Señal de datos y clock.
Reproducida con permiso del ITU (International Telecommunication union)

2.18 MEDICIÓN DE LA SEÑAL SDI

La señal de SDI puede ser vista y medida en un osciloscopio digital. La forma de onda de esta señal es un diagrama de ojos.

En la figura 2.45 podemos observar una señal SDI vista en el display del osciloscopio. Por el canal vertical se ingresa con la señal SDI y por el canal horizontal se ingresa con la señal de trigger o clock a efectos de sincronizar la señal.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

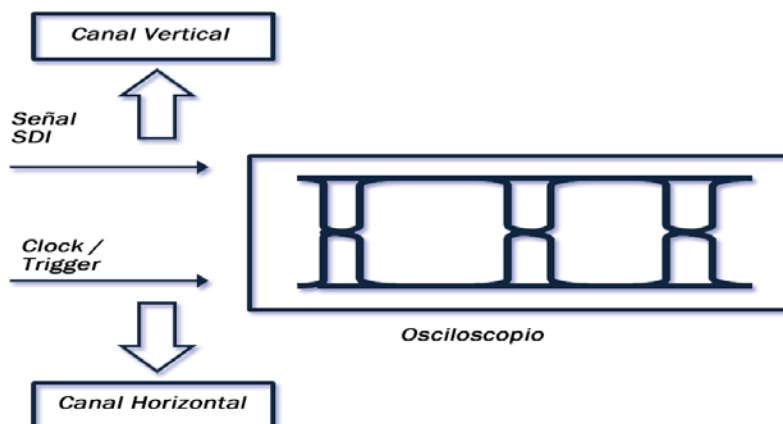


FIGURA 2.45 Diagrama de ojos de la señal SDI mostrada en un display.
Reproducida con permiso de TEKTRONIX.

Los principales parámetros que se pueden medir en la señal de SDI son:

Amplitud, intervalo unitario, Jitter y el tiempo de subida de la señal (Rise Time).

En la tabla 2.6 se analizan estos parámetros y sus especificaciones.

Parámetro	Especificación	Observaciones
Amplitud	0,8 Volts pp +/- 10%	
Intervalo unitario		Tiempo entre dos transiciones de señal adyacentes
NTSC	7 ns	Corresponde a NTSC Digital Compuesto.
PAL	5,6 ns	Corresponde a PAL Digital Compuesto.
Componentes 525/60 y 625/50.	3,7 ns	Corresponde a Componentes Digital en ambos estándares.
Jitter	<0,5 ns pp	
Risetime	0,75 a 1,5 ns	Tiempo de subida de la señal desde el 20% al 80%

TABLA 2.6 Parámetros que se pueden medir en la señal SDI

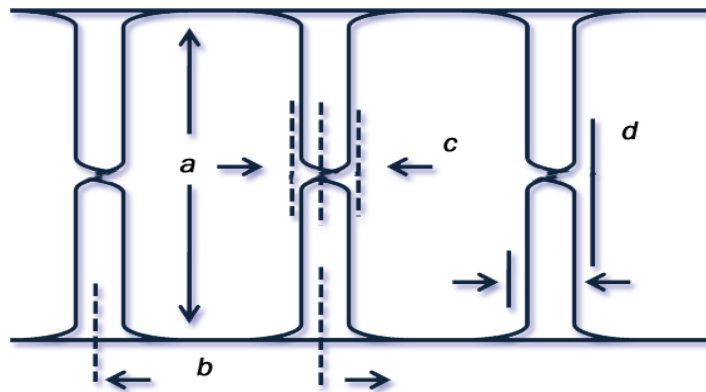
Obsérvese que la amplitud de la señal digital SDI es de 0.8 Vpp. Se tolera un jitter máximo sobre esa señal de 0.5 ns o menos.



El tiempo medio entre dos transiciones de señal adyacente (intervalo unitario). Es distinto para cada estándar. Este tiempo resulta menor para componentes digitales que para PAL o NTSC digital compuesto.

En la figura 2.46 se puede observar las especificaciones vistas en la tabla 7, pero sobre la señal SDI. Observando esta señal en el display de un monitor Forma de onda digital, podemos medir los siguientes parámetros:

- a) Amplitud de la señal.
- b) Intervalo unitario.
- c) Jitter
- d) Rise Time.



- a) Amplitud. 0.8 Volts pp +/- 10%.
- b) Intervalo unitario.
- c) Jitter. < 0,5 ns pp.
- d) Risetime. 20% al 80%. 0,75 a 1,5 ns

FIGURA 2.46 Especificaciones de la señal SDI
Reproducida con permiso de TEKTRONIX.

2.19 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LA INTERFAZ PARA BITS SERIE (SDI).

En la tabla 2.7 se muestran las características principales para la señal SDI, para el emisor y el receptor.

CARACTERÍSTICA	EMISOR	RECEPTOR
Transporte por un cable	1440 T	1440 T
Conector	288 T	276 T
Amplitud de la señal	1728 T	1716 T
Impedancia	4 T	4 T
Pérdidas de retorno	4 T	4 T

TABLA 2.7 Características principales de la señal de bits serie o SDI



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

Como se observa en la tabla 8 y se había mencionado más arriba, la señal SDI se transporta por un solo cable coaxial. Por ello este cable debe de ser de buena calidad. El 8281 de belden es un excelente cable para video digital, debido a que tiene una alta performance a las frecuencias que son mas criticas para esta señal. Además. Posee doble malla, bajas pérdidas y un dieléctrico foam especialmente diseñado para señales digitales.

Utilizar grandes longitudes de cable, excediendo las especificaciones, implica no solo una atenuación de la señal, sino la aparición del jitter.

Volvamos ahora al concepto de Emisor y Receptor expuestos en la Tabla 8. Para ello, la figura 2.47 se muestra un simple diagrama de bloques.

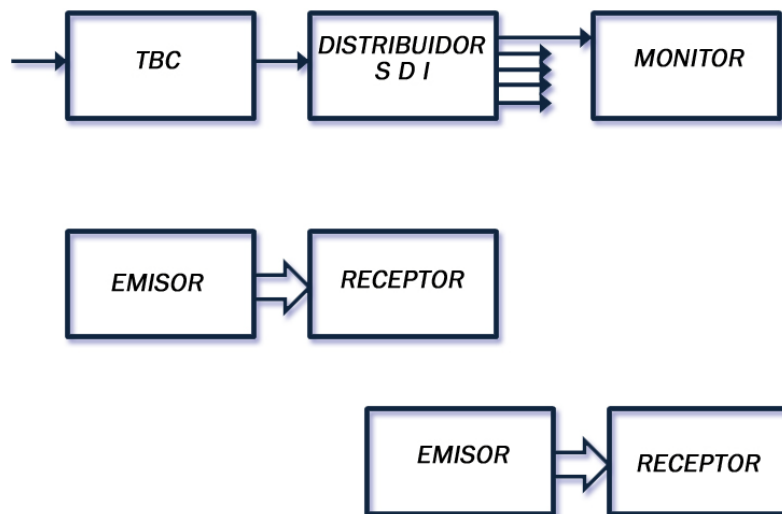


FIGURA 2.47 Caso práctico de un Emisor y Receptor para el análisis de la interfaz.

El corrector de base de tiempo (TBC) en este caso es el emisor, pues su salida en SDI es la que se conecta a la entrada de otro equipo. La salida del corrector e base de tiempo se conecta al distribuidor SDI, siendo este el Receptor. Pero este equipo puede ser a la vez Emisor debido a que es conectado a un Monitor, siendo este último el receptor.

Lo importante es que las entradas y salidas de los distintos equipos deben cumplir con las especificaciones de la tabla 7. En esta, se indica como Emisor a las especificaciones de salida de los equipos y como receptores a las especificaciones de entrada de los mismos.

2.20 INTERFAZ PARA BITS PARALELO.

Los bits de datos de esta interfaz están definidos al igual que los datos serie en la recomendación ITU-R.BT.656. Se los denomina de bits paralelo o 656 Paralelo.



Estos bits de datos se transmiten mediante ocho o diez pares de cables dependiendo si el proceso de cuantificación es de 8 o de 10 bits. Cada par de cables transporta un tren multiplexado de bits de cada una de la señales Cb, Y, Cr, Y, etc. A su vez, se transportan en el mismo tren de datos, señales de referencia y datos auxiliares.

En la interfaz de bits paralela, el clock se transmite por separado del tren de datos.

Para 10 bits, a los datos se les designa de 0 a 9 siendo este el bit más significativo.

En la figura 2.48 se muestra una interfaz para bits paralela.

La señal de entrada es conectada a un Filtro pasa Bajo. Este filtro es denominado anti aliasing.

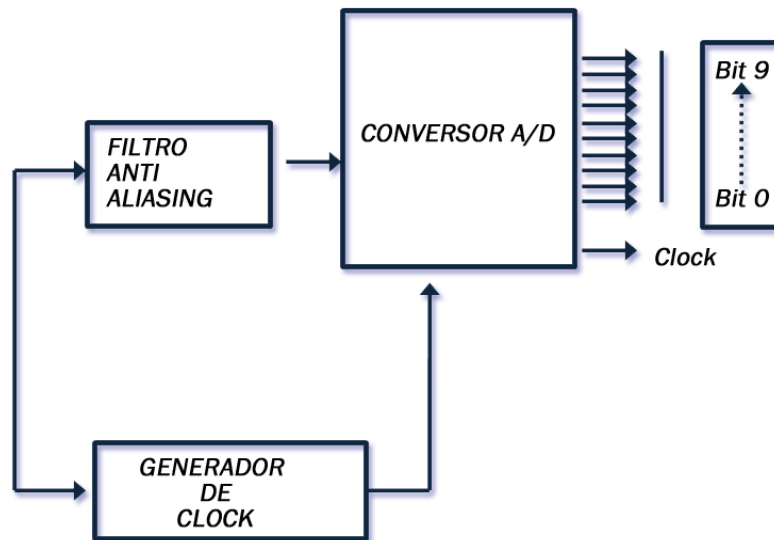


FIGURA 2.48 Conversor A/D con salida de bits paralelo.

El generador de clock separa el sincronismo de la señal de entrada y sincroniza el oscilador del convertidor A/D. La salida de este es un tren de Bits paralelo más la señal de clock, que se transporta separada del tren de datos.

La señal de bits paralelo no es utilizada actualmente para la interconexión de equipos en estudio. Los principales inconvenientes son; distancias utilizables menores a 50 mts y además para una señal de 10 bits se debe utilizar 12 pares de cables balanceados, incluyendo la señal de clock más un cable de tierra. Esto resulta muy engorroso para la interconexión de equipos.

Por ello, es más práctico usar la señal de SDI o de bits serie, debido a que se transporta por un solo cable coaxial y permite operar a distancias mayores a 50 mts.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

Aunque la señal de bits paralelo no es utilizada para interconexión de equipos en estudio, es importante analizar su configuración.

En la tabla 2.8 se muestra la configuración de un conector tipo DB 25, utilizado en la interfaz de bits paralela.

Número de pin del conector DB 25	Tipo de señal asignada para 10 bits.
1	Clock
2	Tierra del sistema A
3	Datos 9 (MSB)
4	Datos 8
5	Datos 7
6	Datos 6
7	Datos 5
8	Datos 4
9	Datos 3
10	Datos 2
11	Datos 1
12	Datos 0
13	Blindaje del cable
14	Retorno de clock
15	Tierra del sistema B
16	Retorno de datos 9
17	Retorno de datos 8
18	Retorno de datos 7
19	Retorno de datos 6
20	Retorno de datos 5
21	Retorno de datos 4
22	Retorno de datos 3
23	Retorno de datos 2
24	Retorno de datos 1
25	Retorno de datos 0

TABLA 2.8 Conector DB 25 de 25 pines en la interfaz de bits paralelo, para 10 bits.
Reproducida con permiso del ITU (International Telecommunication union)



2.20.1 Tipo de interconexión de la interfaz de bits paralelo.

Las características principales de este tipo de interconexión se muestran en la tabla 2.9.

Emisor	
Parámetro	Valor
Impedancia de salida	110 Ohms
Amplitud de señal	0,8 a 2 Vpp
Rise time y fall time	Menor a 5 ns medido entre el 20 % y el 80% de la señal
Receptor	
Parámetro	Valor
Impedancia de salida	110 Ohms
Amplitud de señal	0,8 a 2 Vpp
Nivel mínimo de la señal de entrada	185 mV

TABLA 2.9 Características principales para la interconexión de un equipo Emisor y uno Receptor, en la interfaz de bits paralelo.

La interconexión de dos equipos en esta interfaz se analiza en la Figura 2.49. Aquí se presenta un equipo emisor y un receptor, conectados mediante una línea de transmisión.

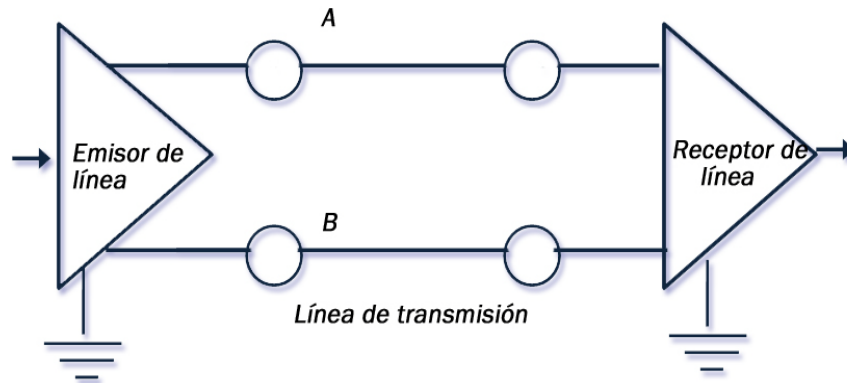


FIGURA 2.49 Interconexión de Emisor-Receptor en la interfaz de bits paralelo. Reproducida con permiso del ITU (International Telecommunication union)



2.21 CONVERSORES DE INTERFACES.

Cuando se quiere convertir una interfaz de bits serie a bits paralelos o viceversa, se utiliza un conversor de interfaz. Este es denominado Serializador o De-serializador.

2.21.1 Serializador.

Este dispositivo convierte una señal de interfaz de bits paralelo a la interfaz de bits serie, ver figura 2.50.



FIGURA 2.50 Serializador.

La figura 2.51 representa el diagrama de bloques del serializador.

La señal de entrada de bits paralelo (recomendación ITU-R.BT.656) es conectada a la entrada del registro del registro de desplazamiento.

En este registro la señal de clock es utilizada para la carga de datos. Esta señal es 10 veces múltiplo de la frecuencia del clock de entrada.

Si la entrada al registro fuera de 8 bits, este toma dos ceros en los dos LSB (bits menos significativos) para completar la palabra de diez bits.

A la salida del registro de desplazamiento obtenemos la señal NRZ. Esta señal es randomizada y codificada para convertirla a una señal NRZI.

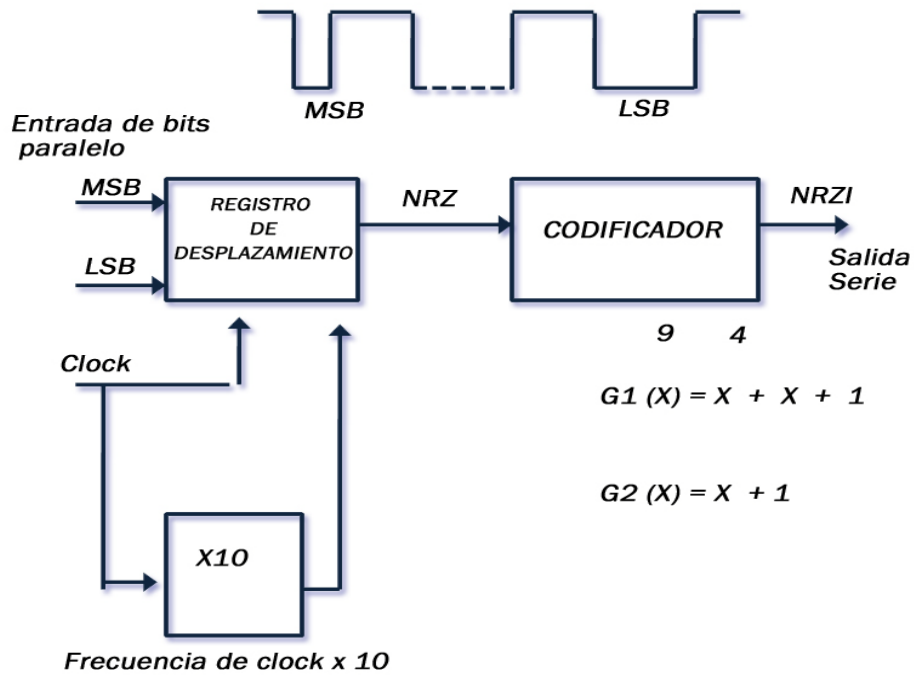


FIGURA 2.51 Diagrama de bloques de un serializador
Reproducida con permiso de TEKTRONIX

2.21.2 De-serializador.

Este dispositivo, a la inversa del anterior, convierte una señal de la interfaz de bits serie a la interfaz de bits paralela. Ver Figura 2.52.



FIGURA 2.52 De-serializador.

En efecto este equipo denominado De-serializador efectúa la función inversa al Serializador.

Este dispositivo convierte una señal SDI a una señal de bits paralelo. En la figura 2.53 se representa un diagrama de bloques del De-serializador.

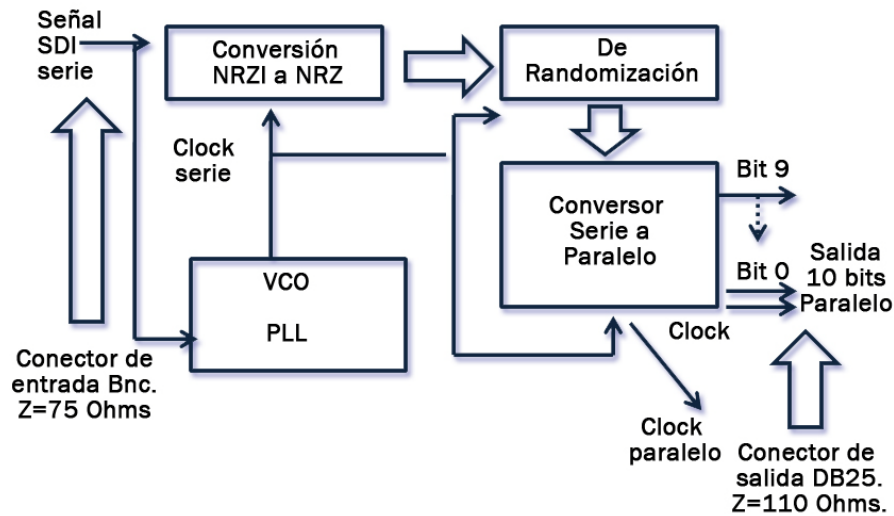


FIGURA 2.53 Diagrama a bloques del De-serializador.

El tren de datos de entrada es decodificado de NRZI a NRZ. Luego este tren es De-randomizado en la misma secuencia Pseudos Random Binaria que se había randomizado en la serialización. A continuación se efectúa la conversión de bits serie a bits paralelo, a través del conversor serie a paralelo.

La frecuencia del clock es generada por el VCO y un PLL está sincronizado con el clock de la señal de entrada

2.22 RUIDO Y JITTER.

Cuando se interconectan distintos equipos, la señal digital puede sufrir diversas distorsiones. Estas pueden manifestarse como cambios de amplitud, ruido y jitter.

Además, el cable coaxial produce una atenuación de la señal de datos, manifestándose este fenómeno como una disminución de la amplitud de la señal. Es importante utilizar ecualizadores para compensar esta atenuación. También, el ruido y Jitter puede manifestarse sobre la señal, al excederse las distancias permitidas de cable coaxial. El problema de ruido por ejemplo, es que cuando alcanza una determinada amplitud, puede corromper los datos.

El ruido cuando se manifiesta sobre una pendiente, produce Jitter. También, a veces aparece sobre la señal un overshoot que se confunde como si fuera ruido.

En la figura 2.54 se muestra el Ruido y el Jitter sobre una señal.



En a) tenemos una señal libre de Ruido y Jitter, mientras que en b) tenemos los dos tipos de ruidos que se manifiestan sobre una señal digital.

El primer tipo de ruido es el que se manifiesta como un aumento de amplitud de la señal y el segundo tipo de ruido es el que se manifiesta sobre la pendiente de la misma. A este último se le denomina Jitter y produce un desplazamiento de las transiciones sobre el eje de tiempos.

En c) se ha magnificado la señal a fin de poder ver mejor el ruido y el jitter sobre la misma.

El problema del Jitter, a parte de todos los problemas que causa, es que sobre la línea de transmisión (cable coaxial), puede producir errores de bits. Cuando se sobre pasa la distancia de cable coaxial admitido, aumenta la atenuación y se incrementa el ruido de la señal.

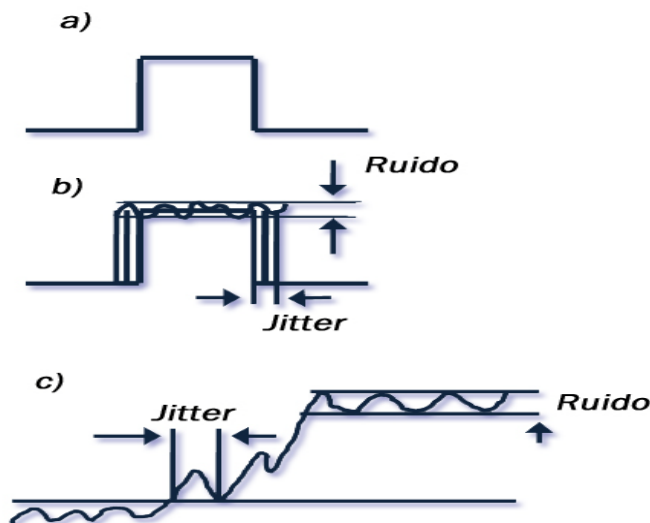


FIGURA 2.54 Ruido y Jitter sobre una señal

Es importante considerar las distorsiones analógicas que afectan la señal digital, como ser; respuesta en frecuencia, rolloff causado por la atenuación del cable, distorsión de fase, ruido y jitter del clock.

Para eliminar el ruido y el Jitter de una señal digital se utiliza un dispositivo Denominado Reclocking.

En la figura 2.55 se muestra un diagrama básico de este dispositivo.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

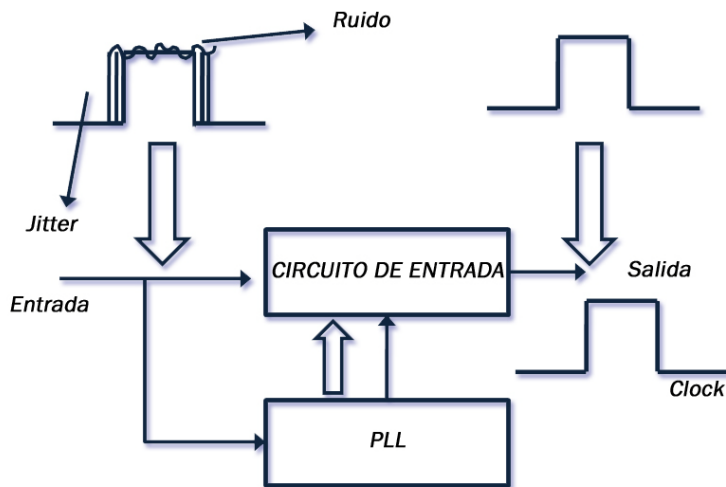


FIGURA 2.55 Reclocking para eliminar el ruido y el Jitter
Reproducida con permiso de Snell & Wilcox.

En este ejemplo la señal de entrada posee ruido y Jitter. Esta señal ingresa al circuito de entrada y simultáneamente es enganchada a un loop enganchado en Fase (PLL).

El PLL promedia la sincronización de las transiciones reconstruyendo una nueva señal de clock, produciendo una señal de salida sin ruido ni Jitter. Este tipo de reclockings son utilizados en señales SDI. Para señales de bits paralelo se utilizan otro tipo de reclockings más complejos.

En la figura 2.56, se representan las señales correspondientes al diagrama de la figura 3.23.



FIGURA 2.56 Recuperación de datos con un clock sin ruido
Reproducida con permiso de TEXTRONIX.



En a) tenemos la señal original libre de ruido y jitter, mientras que en b) esa señal en algún tramo y por diversos motivos tiene ruido y Jitter.

En c) tenemos clock libre de ruido y Jitter y en d) tenemos la señal recuperada sin ruido y sin Jitter. Como teníamos en a).

2.23 CABLES COAXIALES UTILIZADOS EN VIDEO DIGITAL.

En la tabla 2.10, se ilustran los distintos modelos de cables coaxiales y las distancias máximas permitidas, para las distintas señales digitales.

Veloc.	143 Mbps	177 Mbps	270 Mbps	360 Mbps	540 Mbps	1,5 Gbps
Especic.	SMPTE	ITU.R	SMPTE	SMPTE	SMPTE	SMPTE
	259 M	BT. 601	259M	259M	344M	392M
Aplicación	NTSC Comp.	PAL Comp.	Video Comp. 4.:3	Video Comp. 16.:9	Video Comp. 16.:9	HDTV
Modelo	Máx. Long. Mts/(pies)	Máx. Long. Mts/(pies)	Máx. Long. Mts/(pies)	Máx. Long. Mts/(pies)	Máx. Long. Mts/(pies)	Máx. Long. Mts/(pies)
1865A	247(810)	232(760)	183(600)	158(520)	128(420)	52(170)
8279	277(910)	247(810)	195(640)	168(550)	134(440)	52(170)
1855A	305(1000)	277(910)	229(750)	198(650)	162(530)	64(210)
7787A	305(1000)	277(910)	229(750)	198(650)	162(530)	64(210)
9209	314(1030)	283(930)	229(750)	198(650)	165(540)	61(200)
9209A	314(1030)	283(930)	229(750)	198(650)	165(540)	61(200)
1505A	436(1430)	402(1320)	338(1110)	293(960)	241(790)	91(300)
7794A	436(1430)	402(1320)	338(1110)	293(960)	241(790)	91(300)
1506A	415(1360)	366(1200)	286(940)	247(810)	204(670)	82(270)
9231	436(1430)	387(1270)	305(1000)	259(850)	207(680)	79(260)
9141	436(1430)	387(1270)	305(1000)	259(850)	207(680)	79(260)
8281	436(1430)	387(1270)	305(1000)	262(860)	213(700)	79(260)
8281B	436(1430)	387(1270)	305(1000)	259(850)	207(680)	76(250)
8281F	381(1250)	335(1100)	262(860)	222(730)	180(590)	73(240)
88281	396(1300)	351(1150)	277(910)	235(770)	183(600)	61(200)
1694A	536(1760)	496(1620)	415(1360)	360(1180)	296(970)	113(370)
7710A	536(1760)	496(1620)	415(1360)	360(1180)	296(970)	113(370)
1695A	509(1670)	463(1520)	381(1250)	329(1080)	268(880)	94(310)
7855A	677(2220)	610(2000)	509(1670)	445(1460)	396(1210)	143(470)
7731A	832(2730)	750(2460)	610(2000)	530(1740)	436(1430)	165(540)
7732A	738(2420)	652(2140)	515(1690)	439(1440)	351(1150)	131(430)

TABLA 2.10 Distintos modelos de cables coaxiales para señales de bits serie
Reproducida con permiso de Belden.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

El cable coaxial mas utilizado para la señal SDI de 270Mbps es el modelo 8281 de belden. Este cable admite un tramo máximo de 305 mts para transportar una señal de SDI de 270 Mbps.

Los estándares para la conexión de señales digitales, son diseñados para operar con pérdidas de señal a la mitad de la frecuencia del clock. Las máximas longitudes de cable coaxial permitidas están basadas en los valores de atenuación, de acuerdo al siguiente criterio:

Longitud máxima = 30db de pérdidas a la mitad de la frecuencia de clock. Estándares SMPTE 259M e ITU-R BT.601.

Longitud máxima = 20 db de pérdidas a la mitad de la frecuencia del clock. Estándar 292 M.

En la tabla 11 vemos que cuanto mayor es la velocidad del tren de datos (mayor frecuencia), la distancia de interconexión para cada tipo de cable es menor. Esto se debe a que la atenuación del cable aumenta a medida que aumenta la frecuencia.

En la figura 2.57 se muestra el proceso de pasar la señal digital a través de un reclocking. Generalmente estos dispositivos van asociados con un ecualizador a la entrada a efectos poder ecualizar la distancia del cable. Cada reclocking permite incrementar la longitud del cable coaxial 8281 en 305 metros más.

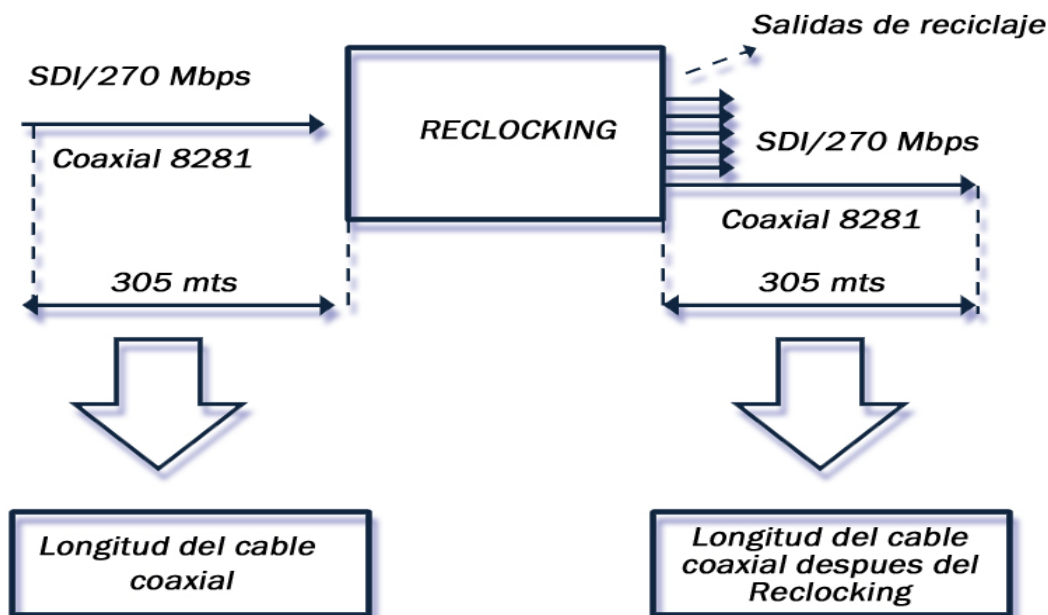


FIGURA 2.57 Reclocking utilizando cable Belden 8281.



El agregado de varios Reclockings en cascada no degrada en absoluto la señal digital.

2.24 RECLOCKING MULTIFORMATO.

En la práctica, los reclockings además de ser económicos incluyen un ecualizador y vienen para diversos formatos digitales.

En la figura 2.58 se representa un reclocking multiformato.

Cuando conectamos a su entrada una señal SDI de 270 mbps, a la salida en forma automática tenemos el mismo estándar y formato que a la entrada.

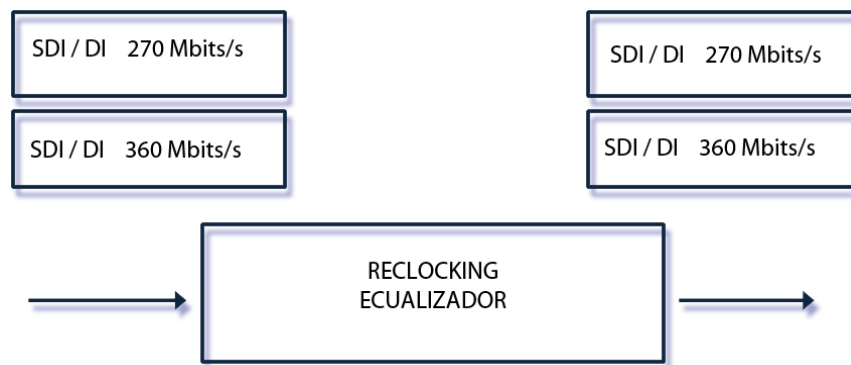


FIGURA 2.58 Reclocking multiformato.

Cuando este reclocking es utilizado con una señal SDI de 360Mbps a la salida tenemos la misma señal pero libre de ruido y Jitter y en el mismo estándar y formato que a la entrada. Los Reclockings también son utilizados con señales PAL y NTSC digital compuesto. Sin embargo como se había mencionado anteriormente, son un poco más complejos que para las señales SDI.



CAPITULO III COMPRESION MPEG-2

3.1 LA COMPRESIÓN DIGITAL

La compresión se refiere al proceso de reducción del volumen de datos necesarios para representar una determinada cantidad de información. Los datos son los medios a través de los que se transporta la información y las ventajas son con respecto al espacio que se requiere para almacenar la información es mucho menor, también la reducción de ancho de banda cuando trabajamos en tiempo real y permite hacer transferencias mas rápidamente en tiempo real entre medios, ejemplo: de cinta a disco. La compresión es necesaria para transmitir grandes anchos de banda de datos en un ancho de banda espectral lo mas reducido posible.

3.2 CONCEPTOS GENERALES DE REDUCCIÓN DE BIT RATE.

Los sistemas convencionales NTSC, PAL y SECAM usa una compresión de información de vídeo para reducir la información de crominancia con un ancho de banda de 1.2 MHz. o menor, esto refleja que la sensibilidad del ojo humano es reducida a componentes de altas frecuencias de la señal de crominancia. La norma CCIR-601 4:2:2 para el formato de vídeo en componentes especifica los valores de ancho de banda para luminancia y crominancia de 5.75 MHz. Y 2.75 MHz. Respectivamente (@+/- 0.1 dB). Después en la digitalización se genera una velocidad total de bits de 270 Mbps, la muy alta velocidad de los datos no es compatible para el desarrollo de aplicaciones de procesamiento de imagen de bajo costo.

La compresión de información de imágenes depende de las características psicovisuales del humano, sus limitaciones permiten remover componentes de datos innecesarios en la señal de vídeo.

3.2.1 Redundancia y entropía.

En los sistemas digitales se analizan las imágenes para detectar la redundancia y la repetición para eliminar así los datos innecesarios. Las técnicas se desarrollaron inicialmente para transmisión digital pero han sido adoptadas como medio para manipular el vídeo digital en computadoras y reducir las necesidades de almacenamiento en los VTRs digitales

Se pueden utilizar distintas cantidades de datos para describir la misma cantidad de información. Por lo tanto, hay datos que proporcionan información sin relevancia. Esto es lo



que se conoce como redundancia de los datos. La redundancia de los datos es un punto clave en la compresión de datos digitales.

En la compresión digital de imágenes, se pueden identificar y aprovechar tres tipos básicos de redundancias:

- Redundancia de codificación.
- Redundancia entre píxeles.
- Redundancia psicovisual.

La compresión de datos se consigue cuando una o varias de estas redundancias se reducen o se eliminan, Antes de ver los tipos de redundancias es conveniente conocer los histogramas de brillo.

HISTOGRAMAS DE BRILLO

Las características de brillo de una imagen pueden ser mostradas rápidamente con una herramienta conocida como histograma de brillo. En términos generales, un histograma es una distribución gráfica de un conjunto de números. El histograma de brillo es una distribución gráfica de los niveles de gris de los píxeles en una imagen digital. Proporciona una representación gráfica de cuántos píxeles están en cada franja de niveles de gris. Un histograma se muestra como una gráfica donde en el eje horizontal está el brillo, que va de 0 hasta 255 (para una escala de gris de 8 bits), y en el eje vertical el número de píxeles. El histograma es una conveniente representación fácil de leer de la concentración de píxeles contra el brillo en una imagen. Usando este gráfico se puede ver inmediatamente si una imagen es básicamente oscura o clara y de contraste alto o bajo.

CONTRASTE Y RANGO DINÁMICO.

El contraste es un término que a menudo es usado para describir los atributos del brillo de una imagen. Intuitivamente el contraste significa qué tan intensa o desteñida aparece una imagen con respecto a los tonos gris. Un contraste bajo aparece como un montón de píxeles concentrados en la escala gris, dejando otros niveles de gris mínimamente o completamente desocupados. Un alto contraste aparece como píxeles ubicados a los extremos de la escala de gris.

El histograma también muestra cuánto del rango dinámico disponible es usado por una imagen. El rango dinámico real de una imagen se representa por el número de niveles de gris que son ocupados en la escala. Un rango dinámico bajo significa que los niveles de gris de la imagen están agrupados, mientras que una distribución de la escala gris ancha muestra un rango dinámico alto. Una imagen con un pequeño rango dinámico no ocupa toda la extensión disponible de los niveles de gris. Esto indica baja resolución de brillo, con un contraste bajo. Un rango dinámico alto generalmente implica una imagen bien



balanceada, excepto en el caso de que existan dos picos en los extremos, en el cual la imagen es de alto contraste.

Se muestran a continuación 3 histogramas de brillo junto con sus respectivas imágenes, una imagen de Saturno, y su histograma de brillo, tiene los niveles de gris concentrados hacia el extremo oscuro del rango de la escala de gris.



FIGURA 3.1 Imagen global oscura.

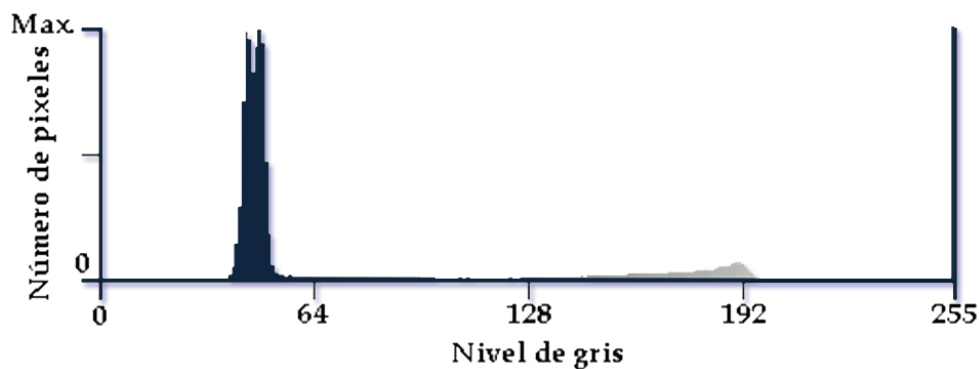


FIGURA 3.2 Histograma de brillo de una imagen oscura.

En la imagen de selva con niebla, su histograma, el cual presenta dos picos en sus extremos, con el resto de los niveles de gris ocupados, pero de menor altitud, lo que indica una imagen de alto contraste y alto rango dinámico. La imagen aparece con zonas muy brillantes y otras zonas muy oscuras.



FIGURA 3.3 Imagen de alto contraste y alto rango dinámico

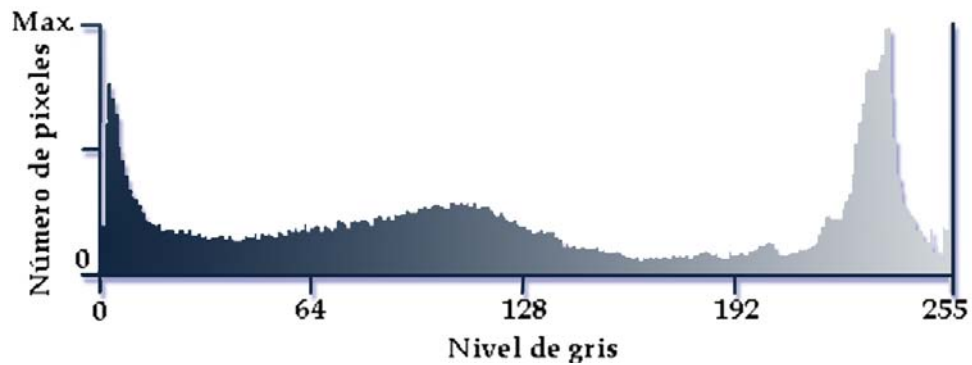


FIGURA 3.4 Histograma de brillo de una Imagen de alto contraste y alto rango dinámico

La imagen de una laguna, y su histograma de brillo, muestra que los niveles de gris ocupan toda la escala, y no presenta sobresaltos o picos considerables, lo que indica que es una imagen con un contraste bien balanceado y alto rango dinámico. Esta imagen tiene muy buena apariencia.



FIGURA 3.5 Imagen de contraste bien balanceado y alto rango dinámico

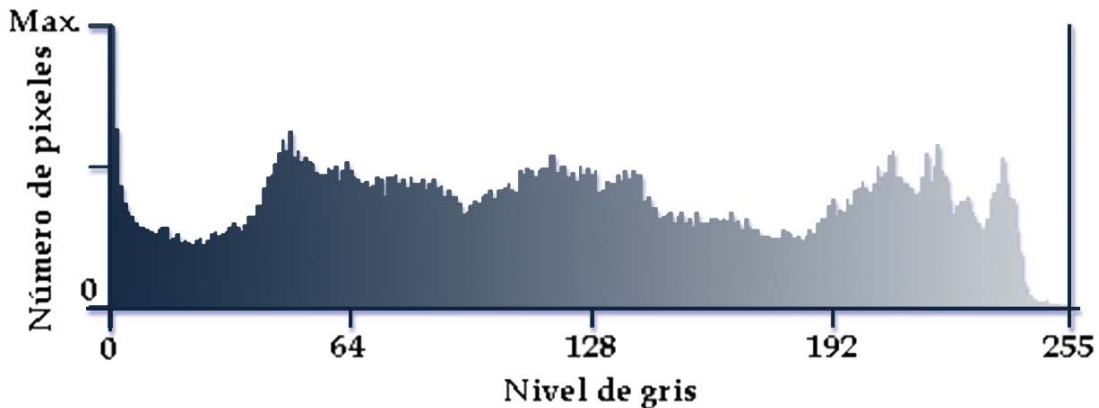


FIGURA 3.6 Histograma de brillo de contraste bien balanceado y alto rango dinámico

REDUNDANCIA DE CODIFICACIÓN

Los histogramas de niveles de gris de una imagen pueden servir para la obtención de códigos que permitan reducir la cantidad de datos necesarios para representar una imagen. Al asignar menos bits a los niveles de gris más probables y más bits a los menos probables, se puede conseguir la compresión de datos. A este proceso se le denomina codificación de longitud variable. Si los niveles de gris de una imagen están codificados de forma que se emplean más símbolos que los estrictamente necesarios para representar cada uno de ellos, entonces se dice que la imagen resultante contiene redundancia de código. En general, la redundancia de código aparece cuando los códigos asignados a un conjunto de niveles de gris no han sido seleccionados de modo que se obtenga el mayor rendimiento posible de las probabilidades de estos niveles.

REDUNDANCIA ENTRE PÍXELES

Considérense las imágenes que se muestran a continuación, Como se puede apreciar en estas dos imágenes poseen histogramas prácticamente idénticos. Puesto que los niveles de gris de estas imágenes no son igualmente probables, se pueden usar códigos de longitud variable para reducir la redundancia que resultaría de una codificación binaria directa o natural de sus píxeles. Sin embargo, el proceso de codificación no alteraría el nivel de correlación entre los píxeles de las imágenes. En otras palabras, los códigos empleados para representar los niveles de gris de una imagen no tienen nada que ver con la correlación entre píxeles. Estas correlaciones resultan de las relaciones estructurales o geométricas entre los objetos de la imagen.

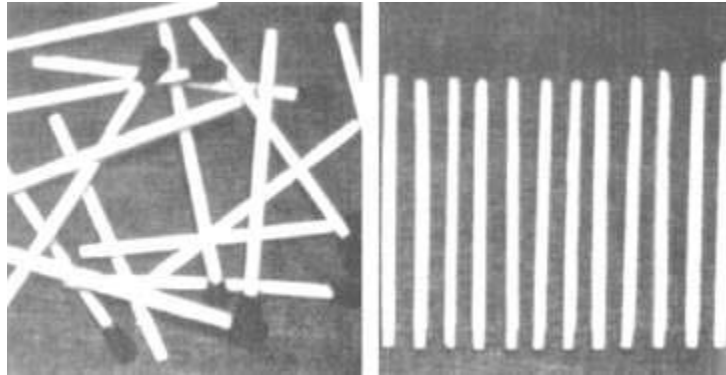


FIGURA 3.7 Imágenes de fósforos en diferentes posiciones

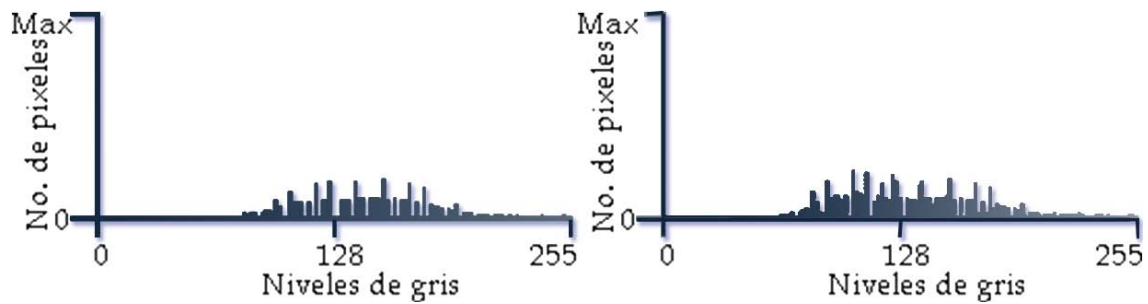


FIGURA 3.8 Histogramas de brillo de las imágenes de arriba

En la figura 3.9 se muestra los respectivos coeficientes de correlación calculados a lo largo de una línea de cada imagen. Obsérvese la gran diferencia entre los perfiles de las funciones mostradas. Estos perfiles se pueden relacionar cualitativamente con la estructura de las imágenes de los fósforos. Esta relación se destaca particularmente en la siguiente, donde la elevada correlación entre los pixeles separados por 45 y 90 muestras se puede relacionar directamente con el espaciado entre los fósforos orientados verticalmente que aparecen en la imagen de los fósforos derecha. Además, los pixeles adyacentes de ambas imágenes están muy correlacionados.

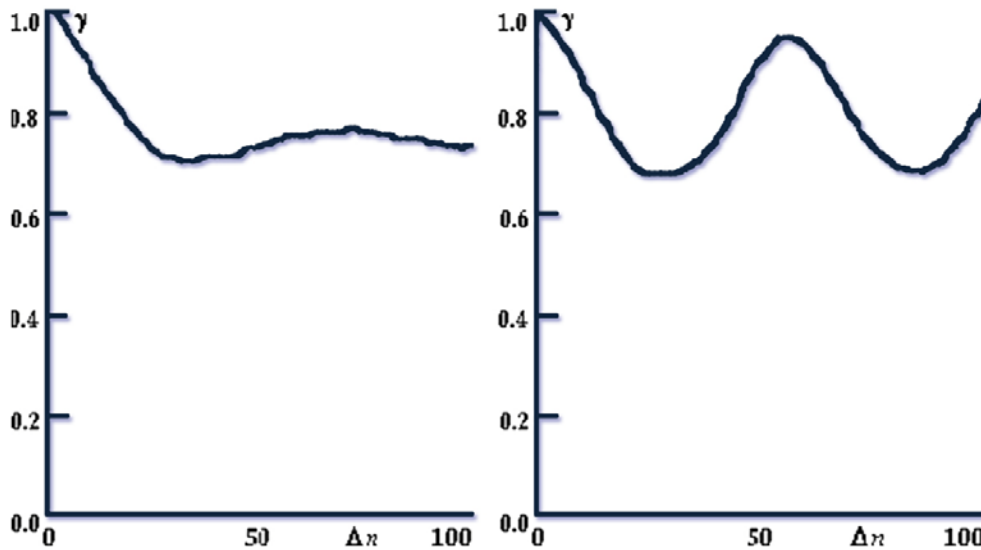


FIGURA3.9 Coeficientes de autocorrelación normalizados a lo largo de una línea

Estas ilustraciones reflejan otra forma importante de redundancia de los datos (una directamente relacionada con las correlaciones entre los píxeles de una imagen). Puesto que es posible predecir razonablemente el valor de un determinado píxel a partir del valor de sus vecinos, la información que aporta individualmente un píxel es relativamente pequeña. La mayor parte de la contribución visual de un único píxel a una imagen es redundante; podría haberse inferido de acuerdo con los valores de sus vecinos. En relación con estas dependencias entre píxeles se han generado una serie de nombres como redundancia espacial, redundancia geométrica y redundancia interna. Con el fin de reducir las redundancias entre píxeles de una imagen, la distribución bidimensional de píxeles normalmente empleada para la percepción e interpretación humana debe ser transformada a un formato más eficaz.

REDUNDANCIA PSICOVISUAL

El ojo humano, como ya se dijo anteriormente, no responde con la misma sensibilidad a toda la información visual. Cierta información tiene menor importancia relativa que otra en el proceso visual normal. Se dice que esta información es psicovisualmente redundante, y se puede eliminar sin que se altere significativamente la calidad de la percepción de la imagen. En general, un observador busca características diferentes como bordes o regiones de diferentes texturas, y luego las combina mentalmente en grupos reconocibles. A continuación, el cerebro relaciona estos grupos con el conocimiento previo con el fin de completar el proceso de interpretación de la imagen.



Al contrario que la redundancia de codificación y la redundancia entre píxeles, la redundancia psicovisual está asociada a la información visual real o cuantificable. Su eliminación es únicamente posible porque la propia información no es esencial para el procesamiento visual normal. Como la eliminación de los datos psicovisualmente redundantes se traduce en una pérdida de información cuantitativa, a menudo se denomina cuantificación. Cuantificación significa que a un amplio rango de valores de entrada le corresponden un número limitado de valores de salida. Puesto que es una operación irreversible, ya que se pierde información visual, la cuantificación conduce a una compresión con pérdida de datos.

Ejemplo: Considérense las imágenes 3.10 y 3.11. La imagen monocromática con 256 niveles de gris posibles, esta misma imagen después de una cuantificación uniforme de 16 niveles posibles. La relación de compresión resultante es de 2:1. Se observa que aparecen unos falsos contornos en las regiones que eran suaves en la imagen original. Este es el efecto visual natural de una representación más basta de los niveles de gris de la imagen.



FIGURA 3.10 Imagen monocromática con 256 niveles de grises posibles



FIGURA 3.11 Imagen con cuantificación uniforme a 16 niveles de gris

En la figura 3.12 se ilustran las importantes mejoras que se puedan obtener cuando el proceso de cuantificación aprovecha las particularidades del sistema visual humano. Aunque la relación de compresión resultante de esta segunda cuantificación también es de 2:1, se reduce ampliamente la presencia de falsos contornos a costa de la introducción de cierta granulosidad. El método utilizado para producir este resultado se conoce como cuantificación con escala de grises mejorada (IGS, del inglés: Improved Gray-scale Quantization). Este método reconoce la sensibilidad inherente del ojo a los bordes y los suaviza añadiendo a cada pixel un número pseudoaleatorio, que se genera a partir de los bits de menor peso de los pixeles vecinos, antes de cuantificar el resultado. Puesto que los bits de menor peso son bastante aleatorios, esto equivale a añadir cierta aleatoriedad, en función de las características locales de la imagen, a los bordes artificiales que aparecerían debido a los falsos contornos.



FIGURA 3.12 Imagen cuantificada a 16 niveles con escala de grises mejorada (IGS)



ENTROPÍA

Es un valor promedio de información del contenido de la imagen, que ha sido muestreada como valores binarios y define las dificultades en la codificación en una imagen dada.

La entropía también representa la cantidad mínima promedio del contenido de información por muestra de valores binarios que necesitan ser preservados en orden para remover la incertidumbre en la reconstrucción de la imagen.

Si en el esquema de compresión se reduce el BIT RATE mas allá de los valores de entropía de la imagen alguna información de la imagen se perderá.

3.3 TÉCNICA DE REDUCCIÓN DE DATOS PARA VIDEO.

Los sistemas de compresión de datos son una combinación de varias herramientas usadas para reducir el BIT RATE de la señal digital a valores que no comprometan los niveles de la calidad de imágenes de ahí se desarrollaron varias técnicas para la reducción de datos.

3.3.1 Técnica de Reducción de Datos sin Pérdidas.

CODIFICACIÓN DE LONGITUD FIJA

En la codificación de longitud fija, se asignan palabras de código de longitud iguales a cada símbolo en un alfabeto A sin tener en cuenta sus probabilidades. Si el alfabeto tiene M símbolos diferentes (o bloques de símbolos), entonces la longitud de las palabras de código es el entero más pequeño mayor que $\log_2 M$.

Dos esquemas de codificación de longitud fija comúnmente usados son los códigos naturales y los códigos Gray, que se muestran en el la tabla 3.1 para el caso de una fuente de cuatro símbolos. Nótese que en la codificación Gray, las palabras de código consecutivas difieren en un solo bit. Esta propiedad de los códigos Gray puede proveer una ventaja para la detección de errores. Puede mostrarse que la codificación de longitud fija sólo es óptima cuando:

- El número de símbolos es igual a una potencia de dos
- Todos los símbolos son equiprobables.

Sólo entonces podría la entropía de la fuente ser igual a la longitud promedio de las palabras código que es igual a la longitud de cada palabra código en el caso de la codificación de longitud fija. Para el ejemplo mostrado en la tabla 3.1, la entropía de la fuente y la longitud media de la palabra código es 2, asumiendo que todos los símbolos son igualmente probables. A menudo, algunos símbolos son más probables que otros, donde sería más ventajoso usar codificación de la entropía. Realmente, la meta de un



sistema de compresión de imágenes es obtener un conjunto de símbolos con una distribución de probabilidad inclinada, para minimizar la entropía de la fuente transformada.

Símbolo	Código natural	Código Gray
a_1	0	0
a_2	1	1
a_3	10	11
a_4	11	10

TABLA 3.1 Códigos de longitud fija para un alfabeto de 4 símbolos

CODIFICACIÓN DE LONGITUD VARIABLE

El método más simple de compresión de imágenes sin pérdidas consiste en reducir únicamente la redundancia de la codificación. Esta redundancia está normalmente presente en cualquier codificación binaria natural de los niveles de gris de una imagen. Dicha redundancia se puede eliminar construyendo un código de longitud variable que asigne las palabras código más pequeñas a los niveles de gris más probables. Existen varios métodos de codificación de longitud variable, pero los más usados son la codificación Huffman y la codificación aritmética.

CODIFICACIÓN HUFFMAN.

La codificación Huffman convierte los valores de brillo de los píxeles de la imagen original en nuevos códigos de longitud variable, basado en su frecuencia de ocurrencia en la imagen. De esta manera, a los valores de brillo que ocurren más frecuentemente se les asignan los códigos más cortos y a los valores de brillo que ocurren con menos frecuencia se les asignan los códigos más largos. El resultado es que la imagen comprimida requerirá de menos bits para describir la imagen original.

El esquema de compresión Huffman comienza mirando el histograma de brillo de una imagen. Con el histograma, la frecuencia de ocurrencia para cada brillo en la imagen está disponible. Ordenando los valores de brillo por sus frecuencias de ocurrencia, se obtiene una lista donde el primer valor se encuentra más a menudo en la imagen, y el último valor se encuentra menos a menudo en la imagen. Con esta lista, el codificador Huffman asigna nuevos códigos a cada valor de brillo. Los códigos asignados son de longitudes variables; los códigos más cortos son asignados a los primeros (más frecuentes) valores de la lista y, eventualmente, los códigos más largos se asignan a los últimos (menos frecuentes) valores de la lista. Finalmente, la imagen comprimida es creada simplemente sustituyendo los nuevos códigos de valores de brillo de longitud variable por los códigos de valores de brillo originales de 1 byte. Por supuesto, la lista de códigos Huffman que acopla los valores



de brillo originales a sus nuevos códigos Huffman variables se debe añadir a la imagen para el uso de la operación de descompresión Huffman, como se muestra en la Figura 3.13

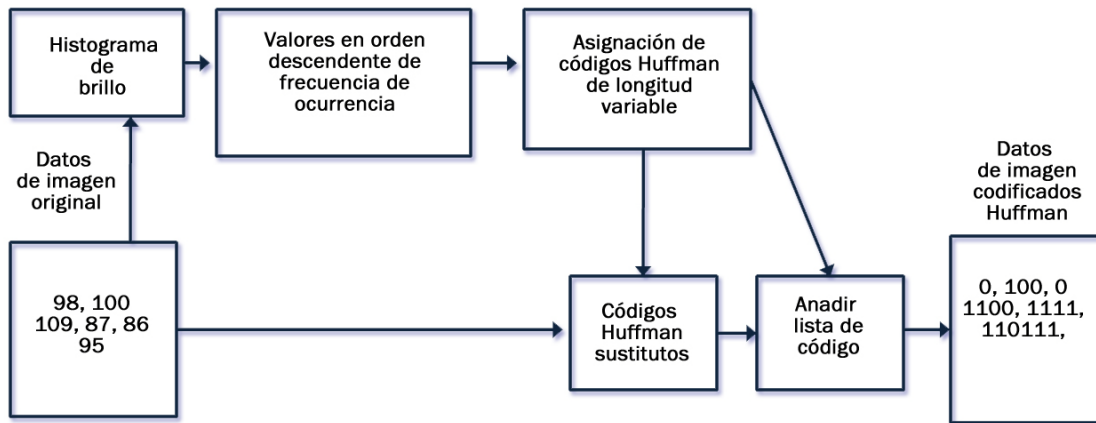


FIGURA 3.13 Diagrama de bloques de la codificación Huffman

Los códigos Huffman son asignados creando un árbol de Huffman que hace combinaciones con los valores de brillo basado en la suma de las frecuencias de ocurrencia. El árbol de Huffman asegura que los códigos más largos se asignen a los brillos menos frecuentes y los códigos más cortos se asignen a los brillos más frecuentes. Usando el brillo clasificado en orden de sus frecuencias de ocurrencia, los dos del final de la lista (menos frecuentes) se combinan y se etiquetan como 0 y 1. Los brillos combinados son representados por la suma de las frecuencias de ocurrencia. Entonces, se determinan y se combinan las próximas dos frecuencias de ocurrencia más bajas. De nuevo, el siguiente par se etiqueta 0 y 1, y es representado por la suma de las frecuencias de ocurrencia. Esto continúa hasta que todo el brillo se ha combinado. El resultado es un árbol que, cuando se sigue del final hasta el principio, indica el nuevo código Huffman binario para cada brillo en la imagen.

La Figura 3.14 se muestra una imagen de 640 píxeles x 480 líneas, donde cada píxel es representado por simplicidad, por un valor de brillo de tres bits. En la figura 3.15 se observa que histograma de la imagen muestra el número real de píxeles en la imagen con cada uno de los ocho valores de brillo. El brillo se ordena basado en sus frecuencias de ocurrencia y entonces se combina en un árbol de Huffman tal como se muestra en la figura 3.16, como se describió anteriormente. Aunque todos los píxeles en la imagen original fueron codificados como valores de brillo de tres bits, los códigos Huffman son tan pequeños como un bit y pueden ser tan grandes como 7 bits. El código Huffman más largo nunca puede ser mayor que el número de valores de brillo diferentes en la imagen (en este caso 8) menos 1. Aunque una imagen codificada con Huffman puede tener un poco de brillo con códigos muy largos, sus frecuencias de ocurrencia siempre son estadísticamente bajas.



FIGURA 3.14 Imagen original con valores de brillo de 3 bit, para ser codificada en Huffman

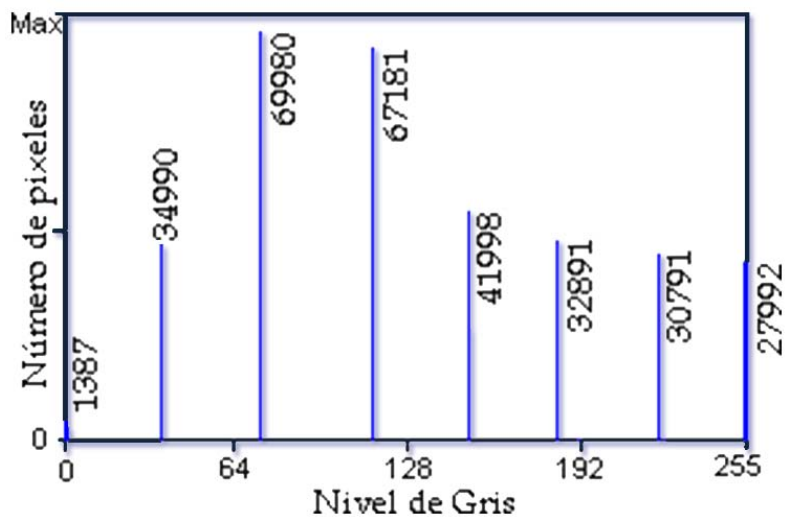


FIGURA 3.15 Histograma de brillo de la imagen original

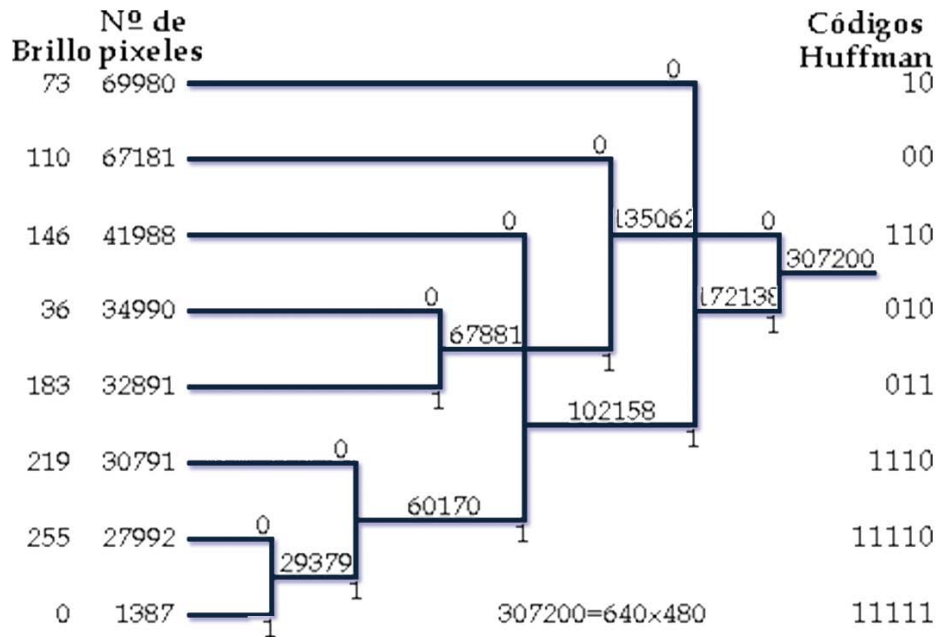


FIGURA 3.16 Creación del árbol de Huffman

La cantidad de datos de la imagen original puede calcularse como 640x480x3 bits. La cantidad de datos de la imagen codificada por Huffman puede calcularse como la suma de las ocho frecuencias de ocurrencia multiplicadas por el respectivo número de bits en su código.

La descompresión de imágenes Huffman invierte el proceso de compresión sustituyendo los valores de brillo originales de longitud fija de un byte por valores codificados de longitud variable. La imagen original se reconstruye exactamente. La compresión de imágenes Huffman generalmente proporcionará razones de compresión de alrededor de 1.5:1 a 2:1.

CODIFICACIÓN ARITMÉTICA

En la codificación aritmética no existe una correspondencia unívoca entre los símbolos fuente y las palabras código. En cambio, se asigna una sola palabra código aritmética a una secuencia completa de símbolos fuente. La propia palabra código define un intervalo de números reales entre 0 y 1. Conforme aumenta el número de símbolos del mensaje, el intervalo utilizado para representarlo se va haciendo menor y se va incrementando el número de unidades de información necesarias para representar dicho intervalo. Cada símbolo del mensaje reduce el tamaño del intervalo según su probabilidad de aparición.



Puesto que esta técnica no requiere, como sucedía con la técnica de Huffman, que cada símbolo de la fuente se traduzca en un número entero de símbolos del código (esto es, que los símbolos se codifiquen uno a uno). La Figura 3.17 ilustra el proceso básico de la codificación aritmética. En este caso, se codifica una secuencia o mensaje de cinco símbolos, $a_1a_2a_3a_3a_4$, generados por una fuente de cuatro símbolos. Al principio del proceso de codificación, se supone que el mensaje ocupa todo el intervalo semiabierto $(0,1)$. Como se muestra en el cuadro, este intervalo se subdivide inicialmente en cuatro regiones en función de las probabilidades de cada símbolo de la fuente. Por ejemplo, se asocia el subintervalo $(0, 0.2)$ al símbolo a_1 . Puesto que se trata del primer símbolo del mensaje a codificar, el intervalo del mensaje se reduce inicialmente a $(0, 0.2)$. Así, en la Figura 3.17 el intervalo $(0, 0.2)$ abarca toda la altura de la figura y se marcan los extremos con los valores del rango reducido. Posteriormente, se divide este rango reducido de acuerdo con las probabilidades de los símbolos de la fuente original, y el proceso continúa con el símbolo del mensaje. De esta forma, el símbolo a_2 reduce el subintervalo a $(0.04, 0.08)$, a_3 lo reduce aún más, dejándolo en $(0.056, 0.072)$, y así sucesivamente. El último símbolo del mensaje, que se debe reservar como indicador especial de fin de mensaje, reduce el intervalo, que pasa a ser $(0.06752, 0.0688)$. Por supuesto, se puede utilizar cualquier número que esté dentro del subintervalo, como por ejemplo el 0.068, para representar el mensaje.

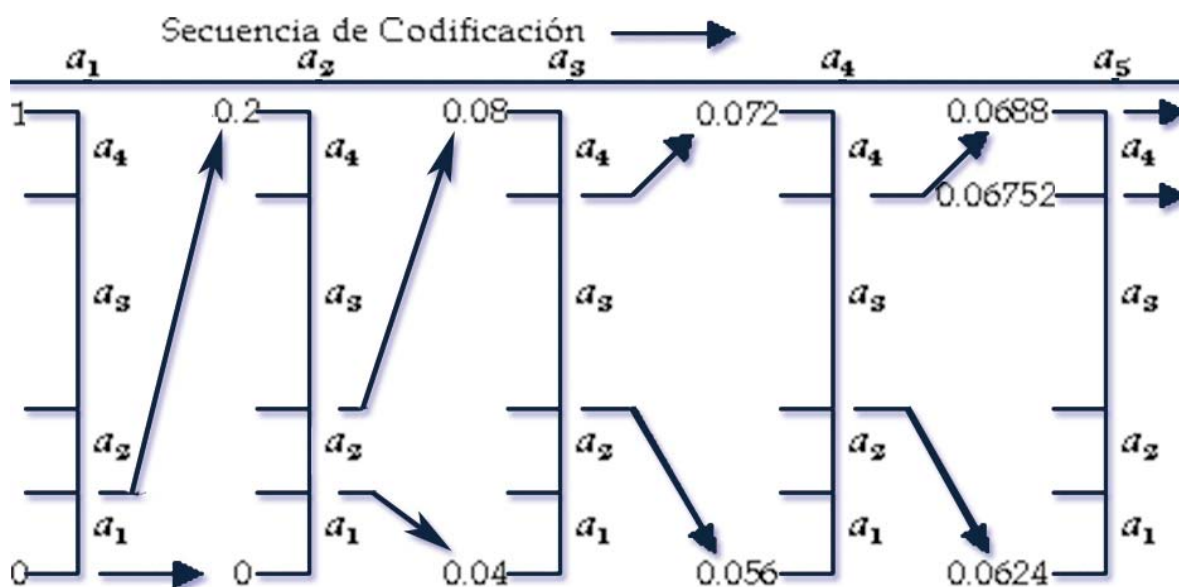


FIGURA 3.17 Proceso de codificación aritmética



Símbolo Fuente	Probabilidad	Subintervalo Inicial
a_1	0.2	[0, 0.2)
a_2	0.2	[0.2, 0.4)
a_3	0.4	[0.4, 0.8)
a_4	0.2	[0.8, 1)

TABLA 3.2. Ejemplo de código de longitud variable

En el mensaje codificado aritméticamente de la Figura anterior, se utilizan tres dígitos decimales para representar el mensaje de cinco símbolos. Esto se traduce en $3/5$, ó 0.6 dígitos decimales por símbolo fuente, lo que se aproxima bastante a la entropía de la fuente, que resulta ser de 0.58 dígitos decimales por símbolo. Conforme aumenta la longitud de la secuencia a codificar, el código aritmético resultante se aproxima a límite establecido por el teorema de la codificación sin ruido. En la práctica, existen dos factores que hacen que el rendimiento de la codificación se aleje de este límite:

- La inclusión del indicador de fin de mensaje, necesario para separar un mensaje de otro.
- La utilización de aritmética de precisión finita.
-

CODIFICACION DE PLANOS DE BITS

Esta técnica se basa en el concepto de descomposición de una imagen multinivel (monocromática o en color) en una serie de imágenes binarias, una por cada bit usado en la representación de la intensidad del pixel. Los niveles de gris de una imagen con una escala de grises de m bits se puede representar como un polinomio en base 2:

$$a_{m-1} 2^{m-1} + a_{m-2} 2^{m-2} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0$$

Donde a_i , $i=0, m-1$ cualquiera de los dos es 0 o 1. El plano de bits de orden cero se genera a partir de cada uno de los bits a_0 de todos los pixeles, mientras que el plano de bits de orden $m-1$ contiene los bits a_{m-1} . Por ejemplo, para el caso de una imagen de 8 bits, el plano de bit más significativo de un pixel es representado por un 1 si la correspondiente intensidad del pixel es igual o mayor que 128. Obsérvese que una imagen binaria puede ser representada en un sólo plano de bit. Una descomposición de un plano de bit es ilustrada en la Figura 3.18:

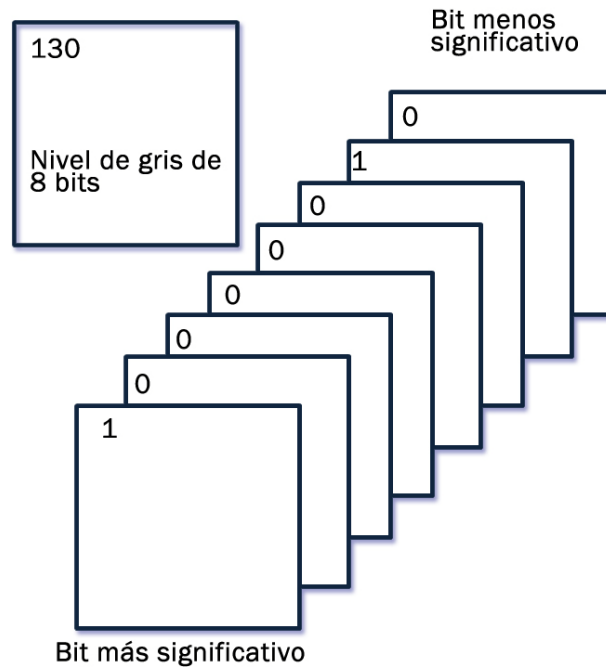


FIGURA 3.18 Descomposición en planos de bits para una imagen de 8 bits

Una desventaja de la representación del plano de bit anterior es que algunos cambios pequeños en los niveles de gris, como variaciones debido al ruido, pueden causar variaciones en todos los planos de bits. Por ejemplo, la representación binaria para 127 es 01111111, y para 128, este es 10000000. Para reducir el efecto de tales variaciones de nivel de gris en un plano de bits, se pueden representar las intensidades de un pixel mediante un código Gray de m bits, donde las palabras de código sólo difieren en la posición de un bit. El código Gray de m bits $g_{m-1} \dots g_2 g_1 g_0$ se puede calcular utilizando:

$$\begin{aligned} g_i &= a_i \oplus a_{i+1} \quad 0 \leq i \leq m-2 \\ g_{m-1} &= a_{m-1} \end{aligned}$$

Donde \oplus indica la operación OR exclusivo. Además, los planos de bits codificados con el código Gray son menos complejos que los correspondientes planos de bits binarios.

CODIFICACION POR LONGITUD DE SERIES.

En la compresión de imágenes sin pérdidas, hay una limitación intrínseca de cómo una imagen puede ser comprimida. La compresión más allá de este punto, eliminará alguna de la información necesaria para reproducir la imagen original, en su forma exacta.



La entropía de una imagen es una medida de este límite. La entropía de una imagen es una medida de su contenido de información. Si la entropía es alta, la información de las imágenes tiende a ser altamente imprevisible. Mirándolo de otra manera, una imagen con información de alta entropía, contiene mucha aleatoriedad y baja redundancia. Si la entropía es baja, la información de las imágenes es más predecible, conteniendo una aleatoriedad pequeña y una redundancia alta.

Se puede calcular la entropía de una imagen como la probabilidad de su ocurrencia. Esto es, mostrándola como un número que representa el número de bits necesario para representar esa probabilidad. Para cualquier imagen al azar, esto puede ser representado como:

Entropía = Número de píxeles por fila x Número de líneas x Número de bits por píxel.

Qué, para 640 píxeles x 480 líneas x 8 bits por píxel, sería lo siguiente:

Entropía = $640 \times 480 \times 8 = 2.457.600$ bits.

Esta es la entropía medida para cualquier imagen al azar de 640 x 480 x 8 bits. Para alguna de las $2^{2.457.600}$ posibles imágenes diferentes que pueden ser representadas por una imagen de estas dimensiones. A la inversa, hay una de $2^{2.457.600}$ posibilidades que una imagen en particular de estas dimensiones sea idéntica a otra.

Raramente se elaboran imágenes totalmente al azar con brillos que varíen constantemente, la entropía real de una imagen normal, generalmente será algo menor a la calculada anteriormente. Esto es debido a que la cantidad de datos de la imagen en bruto siempre será más alta que el promedio de la cantidad de datos de información. La entropía real de una imagen es la cantidad de información en promedio de la imagen. En otras palabras, una imagen de 640 píxel x 480 línea x 8 bits puede ser comprimida desde una imagen inicial en bruto, requiriendo 2.457.600 bits, o un número más pequeño. La forma de compresión que efectúa esta codificación se llama codificación en entropía. La técnica de codificación en entropía reduce la redundancia de la imagen usando métodos de codificación de longitud variable. Esto se puede hacer a través de una codificación de números variables de píxeles con códigos de longitud fija, o codificando números fijos de píxeles con códigos de longitud variable.

La compresión de imágenes a través de la codificación por longitud de series se aprovecha del hecho de que varios píxeles cercanos en una imagen, estadísticamente tienden a tener el mismo valor de brillo. Esta forma de redundancia puede ser reducida por agrupación de píxeles de idéntico valor de brillo en un código simple.

El esquema en que trabaja la longitud de series es el siguiente, la imagen original es evaluada desde el primer píxel en la esquina superior izquierda, como se muestra en la Figura 3.19, mirando el primer píxel y sus vecinos siguientes a través de la línea, el esquema determina cuántos de los píxeles siguientes tienen el mismo valor de brillo. Si el



próximo pixel o más, en la fila tiene el mismo valor de brillo como el primero, todos ellos son representados por un nuevo código. El nuevo código se compone de dos valores, un valor de brillo seguido por el número de pixeles (longitud de series) que tiene el mismo valor. El proceso se repite a los siguientes pixeles en la línea con un nuevo valor de brillo. Cuando se alcanza el extremo de la línea, el proceso empieza de nuevo al inicio de la próxima línea. El proceso continúa hasta que la imagen entera es codificada.

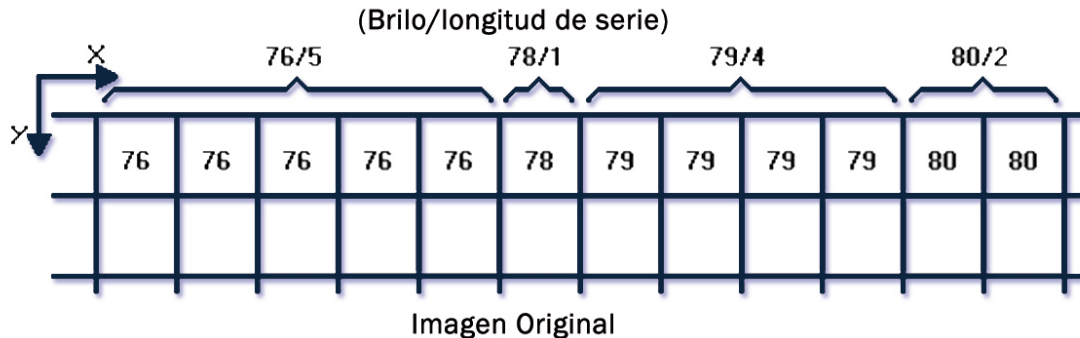


FIGURA 3.19 Operación de una codificación por longitud de series

Si, por ejemplo, una secuencia de 15 pixeles tienen el mismo valor de brillo que es 234, ellos se codificarían en dos valores brillo / longitud de serie = 234 / 15. Los 15 bytes que se requieren para representar los 15 pixeles de brillo de la imagen original, están comprimidos en sólo 2 bytes. El resultado de comprimir la imagen por longitud de series es el de producir un código de 2 bytes, representando cada uno el valor de la serie de brillo y su longitud.

La compresión de imágenes a través de una longitud de series se descomprime expandiendo cada código de la imagen comprimida. El brillo que representa cada código se reproduce sobre la línea de la imagen descomprimida por el número de pixeles indicado en el valor de longitud asociado.

La técnica de longitud de series puede usarse en imágenes binarias con una mejora adicional. Debido a que los pixeles de brillo pueden ser sólo: 0 (negro) o 1 (blanco), entonces, no hay necesidad de codificar el valor de brillo por cada serie. En cambio, si se asume que la imagen empieza con un valor de brillo de 0, y simplemente se graba la longitud de serie del pixel hasta donde se encuentre un pixel blanco. Entonces, se graba la longitud hasta cuando un pixel negro sea encontrado, y así sucesivamente. Como el valor de brillo debe ser 0 o 1, no hay necesidad de presentar el valor de brillo explícitamente en la codificación por longitud de series de una imagen binaria. Esta modificación al funcionamiento de la longitud de series para las imágenes binarias proporciona factores de compresión muy altos.



En lugar de usar la técnica de longitud de series previamente discutida en imágenes con niveles de gris, se puede usar la técnica de longitud de series de la imagen binaria anterior en cada plano de bits de una imagen con niveles de gris. Esto es llamado codificación de planos de bits por longitud de series. De esta manera, se puede usar la eficacia de la técnica de longitud de series de una imagen binaria, mientras se trabaja con una imagen que contiene niveles de gris.

La compresión de imágenes utilizando longitud de series proporcionará factores de compresión de alrededor de 1.5:1 en imágenes que contienen niveles de gris. Factores de compresión de aproximadamente 4:1 o mayores de 10:1 pueden esperarse en las imágenes binarias, dependiendo de la imagen en particular. Aplicando una codificación de planos de bits por longitud de series en imágenes que contienen niveles de gris generalmente producirán razones de compresión de 2:1.

CODIFICACIÓN PREDICTIVA SIN PÉRDIDAS

Este método se basa en la eliminación de las redundancias entre píxeles muy próximos, extrayendo y codificando únicamente la nueva información que aporta cada pixel. Se define la nueva información de un pixel como la diferencia entre el valor real y el valor estimado de ese pixel.

Las Figuras 3.19 y 3.20 muestran los componentes básicos de un sistema de codificación predictiva sin pérdidas. El sistema consta de un codificador y de un decodificador, y ambos contienen un predictor idéntico. A medida que se va introduciendo sucesivamente cada pixel de la imagen de entrada, representado por f_n , en el codificador, el predictor genera el valor anticipado de dicho pixel en función de algún número de entradas anteriores. La salida del predictor se redondea después al entero más cercano, representado por f'_n , y se utiliza para construir la diferencia, o error de predicción:

$$e_n = f_n - f'_n$$

Que se codifica utilizando un código de longitud variable (por medio de un codificador de símbolos) para generar el siguiente elemento del flujo de datos comprimidos. El decodificador reconstruye e_n a partir de las palabras código de longitud variable y realiza la operación inversa:

$$f_n = e_n + f'_n$$

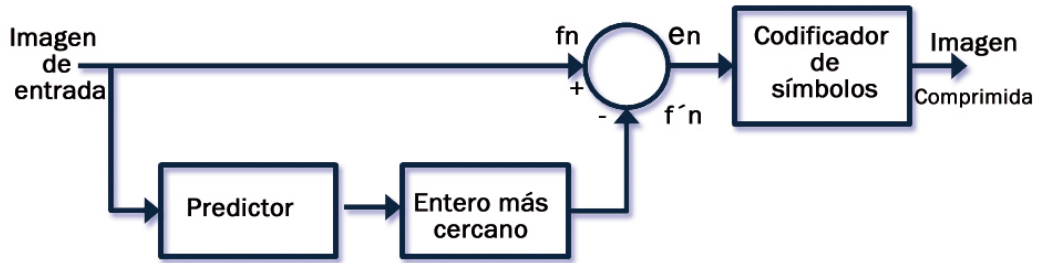


FIGURA 3.20 Codificador

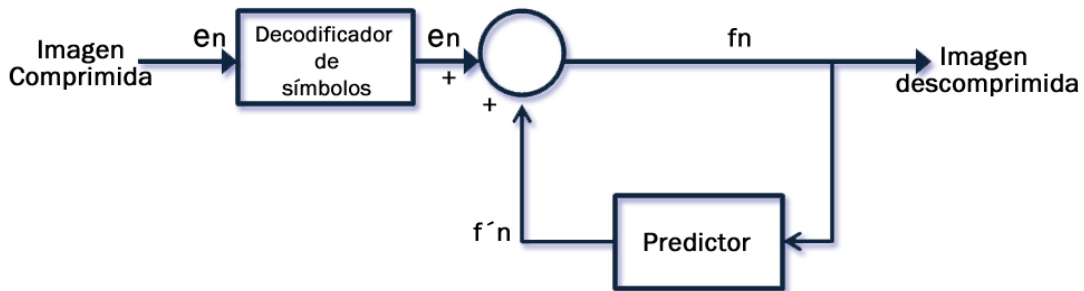


FIGURA 3.21 Decodificador

En la codificación predictiva de dos dimensiones, la predicción es una función de los pixeles anteriores de una exploración de izquierda a derecha y de arriba abajo de una imagen.

La estructura fundamental para la codificación predictiva de una imagen, es la modulación de pulsos codificados diferenciales (DPCM). Esto implica, que la cantidad que se codifica es la diferencia entre pixeles de brillo.

El esquema de compresión DPCM opera en la imagen completa, pixel por pixel. El primer pixel, en la esquina superior izquierda de la imagen, permanece inalterado; este es exactamente codificado con su brillo original. El proceso se mueve ahora al segundo pixel en la línea, donde el siguiente valor de brillo del pixel se sustrae de los actuales pixeles de brillo. El resultado de la sustracción es el nuevo valor codificado para el segundo pixel en la imagen. Este proceso se repite por toda la línea. Al inicio de la próxima línea, el proceso comienza de nuevo, y este continúa hasta que la imagen entera es codificada. Las operaciones de compresión y descompresión de la codificación predictiva sin pérdidas se muestran en la Figura 3.22.

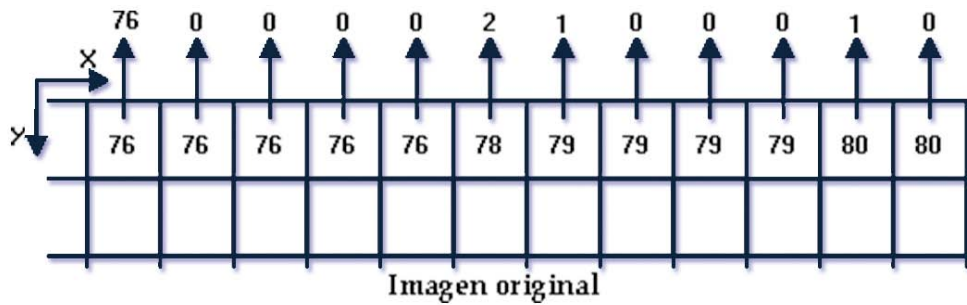


FIGURA 3.22 Operación de una codificación predictiva sin pérdidas

Como ejemplo, se toman los cinco primeros pixeles de la línea de una imagen que contiene los siguientes valores de brillo: 23, 48, 76, 56, y 83. Se asumirá que la imagen fue originada con valores de brillo de 8 bits. Los valores DPCM codificados son mostrados en la tabla 3.3.

Imagen original	Valores de 8 bits	Código DPCM de 6 bits
Pixel # 1	23	23
Pixel # 2	48	48-23=25
Pixel # 3	76	76-48=28
Pixel # 4	56	56-76=-20
Pixel # 5	83	83-56=27
Total de bits	8x5=40 bits	6x5=30 bits

TABLA 3.3 Cuadro Codificación DPCM sin Pérdidas

Los cinco primeros pixeles de brillo son comprimidos desde valores de 5 x 8 bits = 40 bits a valores de la diferencia de 5 x 6 bits = 30 bits.

El esquema de compresión DPCM trabaja con la suposición de que los pixeles vecinos serán similares o altamente correlacionados. Como resultado, sus diferencias normalmente serán valores muy pequeños. Mirando los valores en el ejemplo anterior, ninguno es mayor de 31 o menor de -32, éstas diferencias de valor se pueden codificar usando números de 6 bits en lugar de números de 8 bits, permitiendo un factor de compresión de 8/6=1.333:1. Si



todos los valores de las diferencias estuvieran debajo de 16, sólo serían necesarios números de 4 bits, permitiendo un factor de compresión de 2:1.

La operación de compresión en DPCM trabaja mejor en imágenes que no tienen un número desmesuradamente grande de brillo que oscila entre pixeles adyacentes. Cuando se aplica a imágenes normales, la codificación DPCM pueden proporcionar factores de compresión alrededor de 2:1. Para las imágenes con series largas de valores de pixeles constantes, los factores de compresión se pueden incrementar significativamente.

3.3.2 Técnicas de reducción de datos con pérdidas.

Todas las formas de compresión de imágenes con pérdidas involucran la eliminación de datos de la imagen. Sin embargo, la imagen primero se transforma a otra, y entonces se suprimen partes de ella. Los métodos de transformar y suprimir datos de la imagen son lo que distingue los diferentes esquemas de compresión de imágenes con pérdidas.

La gran ventaja de los esquemas de compresión con pérdidas es la característica que tienen de comprimir una imagen con un factor de compresión más alto que los esquemas de compresión sin pérdidas. Este factor de compresión puede ser de 10:1 sin degradaciones visuales notables, y además se pueden alcanzar factores de compresión mayores de 100:1 con degradaciones visuales.

Se han desarrollado muchos esquemas de compresión de imágenes con pérdidas. Generalmente, cada uno cumple con los requisitos de calidad de una aplicación específica. Se analizarán los métodos más usados a continuación.

CODIFICACIÓN POR TRUNCAMIENTO.

Esta forma de codificación de una imagen es la más sencilla en la compresión de imágenes con pérdidas. Funciona suprimiendo datos de la imagen que emplean muestreo espacial y reducción en la resolución de brillo. En otras palabras, las técnicas de codificación por truncamiento eliminan de una forma directa datos para lograr un tamaño más pequeño de la imagen. La codificación por truncamiento puede hacerse a cualquier resolución espacial o a una resolución de brillo de una imagen. Durante la reducción espacial, se elimina un patrón habitual de pixeles de la imagen que usa técnicas de muestreo. Por ejemplo, si se quita con regularidad un pixel y el siguiente no, y se hace lo mismo con las líneas de la imagen entonces, el tamaño de sus datos será reducido por un factor de 4. Se puede descomprimir tal imagen por uno de los dos métodos. En el primero, simplemente se reconstruye la imagen a un tamaño reducido ver figura 3.23. El otro método interpola los pixeles eliminados, creando una aproximación de la imagen original a su tamaño, como se muestra en las Figuras 3.24 y 3.25 :



FIGURA 3.23 Imágenes. original y descomprimida a un cuarto del tamaño



FIGURA 3.24 Imagen descomprimida con interpolación de pixeles vecinos



FIGURA 3.25 Imagen de error



La codificación por truncamiento en la resolución de brillo se hace truncando todos los valores de los pixeles de brillo de la imagen, por una nueva representación de los datos que contengan menos bits. Los bits de bajo orden son los truncados primero, naturalmente, ellos son los menos significativos en su valor de brillo. Si, por ejemplo, se truncan 5 bits de cada uno de los pixeles de brillo, la imagen se reduce por un factor de $8 \text{ bits} / 3 \text{ bits} = 2.667$. Se puede descomprimir una imagen de brillo truncada de un par de maneras diferentes, dependiendo de la aplicación, como se muestra en las figuras 3.26, 3.27 Y 3.28 . En el primer método, simplemente se reconstruye la imagen con una resolución de brillo reducida. A veces, este método puede mostrar un efecto de "posterizing" de brillo, sin embargo usando otro método, se puede agregar un patrón de ruido de 5 bits, llamado "dither noise", para los valores de pixeles de brillo. Esto produce un pixel de brillo de 8 bits con un patrón de ruido al azar que difunde el efecto de "posterizing", produciendo una imagen descomprimida que generalmente es más agradable de ver.

La codificación por truncamiento proporciona razones de compresión exactamente predecibles, y estas se basan directamente en cuántos datos de la imagen son eliminados.



FIGURA 3.26 Imagen original



FIGURA 3.27 Imagen con una razón de compresión de 2.667:1



FIGURA 3.28 Imagen de error

CODIFICACIÓN PREDICTIVA CON PÉRDIDAS

Los esquemas de compresión y descompresión DPCM con pérdidas son idénticos a las formas DPCM sin pérdidas, tratadas anteriormente.

La DPCM con pérdidas casi siempre adiciona algunas degradaciones en la imagen comprimida, pero puede proporcionar un incremento en los factores de compresión de aproximadamente 3:1 o más que su homólogo en la compresión sin pérdidas, con algunos efectos menores de distorsión. Normalmente se puede minimizar el efecto visual de estas distorsiones a través de una selección apropiada del código de longitud, produciendo resultados aceptables para muchas aplicaciones. Las Figuras 3.29, 3.31 Y 3.32 muestran una imagen DPCM comprimida con pérdidas.



FIGURA 3.29 Imagen Original



FIGURA 3.30 Imagen codificada DPCM usando una longitud de código de 4 bits



FIGURA 3.31 Imagen de error

Un caso especial de DPCM con pérdidas, se llama la Modulación Delta (DM), esta sólo usa un bit para codificar la diferencia de brillo entre pixeles adyacentes. Cada pixel es codificado como si tuviera un brillo menor que el anterior pixel (0) o mayor que el anterior pixel (1). Las imágenes en DM pueden mostrar mayores efectos de error de brillo siempre que se encuentren transiciones significativas de brillo. Generalmente, para una imagen de 640 pixeles x 480 líneas, siempre que hay transiciones presentes de más de 32 niveles de gris, las manchas en la imagen serán significativas. Las ventajas de la técnica de codificación DM son extremadamente simples para ser implementadas por un codificador y decodificador, que asegure un factor de compresión fijo de 8:1 (para imágenes con 256 niveles de gris).

CODIFICACIÓN POR TRANSFORMACIÓN

En la codificación por transformación, se utiliza una transformada lineal, reversible para hacer corresponder una imagen con un conjunto de componentes fundamentales o coeficientes, en el dominio de la frecuencia. La imagen en el dominio de la frecuencia se



puede transformar inversamente al dominio espacial, reproduciendo la imagen tal y como estaba originalmente. Este principio es el fundamento para las técnicas de compresión por transformadas.

En el dominio de la frecuencia, los coeficientes fundamentales representados por los píxeles de brillo, tienden a agruparse en regiones, especialmente alrededor de las zonas de baja frecuencia. Como resultado, hay áreas generalmente grandes de la imagen donde los coeficientes tienen un valor muy pequeño o cero. Esto ocurre porque el proceso de la transformada elimina mucha redundancia de la imagen. La versión en el dominio de la frecuencia de la imagen, es generalmente una representación muy eficiente de la imagen original. Las técnicas de compresión de imágenes por transformadas se aprovechan de esta eficaz característica de la imagen en el dominio de la frecuencia, simplemente eliminando los coeficientes de la imagen que tienen valores muy pequeños. Ya que el peso de los coeficientes de valor cercano a cero en la transformada inversa es muy pequeño, cuando la imagen se transforma nuevamente hacia el dominio espacial, la eliminación de estos coeficientes causa una pequeña distorsión. Adicionalmente, otros coeficientes pueden ser reducidos en su resolución (redondeo) sin que se causen efectos notorios en su transformada inversa. Una imagen codificada usando una transformada se muestra en las Figuras 3.32, 3.33Y 3.34.



FIGURA 3.32 Imagen original



FIGURA 3.33 Imagen reconstruida

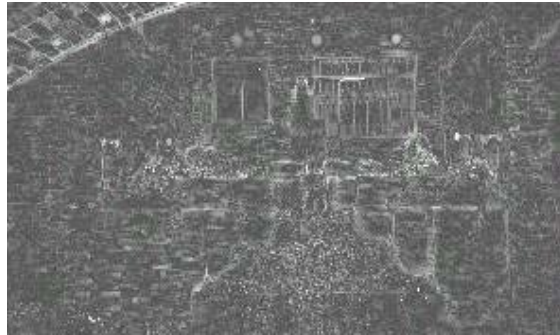


FIGURA 3.34 Imagen de error

Los sistemas más prácticos de codificación por transformación se basan en la Transformada Discreta del Coseno o Discrete Cosine Transform (DCT), que ofrece un compromiso entre la capacidad para concentrar la información y la complejidad de cálculo

3.4 LA TRANSFORMADA DISCRETA DEL COSENO (DCT).

La Transformada Discreta del Coseno es un caso especial de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) en la que se eliminan los coeficientes senoidales. Una DCT produce tantos coeficientes útiles como muestras de entrada.

3.4.1 El Proceso de Codificación DCT.

La señal de televisión tiene la característica de ser señal “espacial”, es decir, de ocupar un espacio de dos dimensiones: una en el sentido horizontal y otra en el sentido vertical. El concepto de la DCT se basa sintéticamente en tomar cada píxel de un bloque de 8 por 8 pixeles que es una muestra de una señal variable en el tiempo, proporcional a la luminancia y de otra señal variable en el tiempo, proporcional a la crominancia. Estas dos señales son las que se pasarán, separadamente, al dominio de las frecuencias.

Imaginemos las dimensiones de un píxel (visible con una lupa en una pantalla de plasma de 60"): ese píxel nace como una muestra en un CCD que es excitado por la luz incidente desde el lente y que provee una muestra de luminancia y otra de crominancia, ambas funciones del tiempo. Esas muestras, de acuerdo a Fourier, tienen componentes en diversas frecuencias que tendremos que transmitir fielmente para poder recomponer la señal en el display. Ahora bien, figurémonos si podremos distinguir dichas frecuencias hasta el enésimo armónico cuando apenas podemos ver un píxel con una lupa. El enésimo armónico se confundirá con el ruido. Esta es debido a una de las propiedades, que determinó Fourier, que la amplitud de los coeficientes va disminuyendo a medida que aumenta la frecuencia. (Ver apéndice A)



Esto, nos permitirá transmitir los coeficientes de alta frecuencia comprimiéndolos fuertemente. La tecnología actual de computación nos permite calcular con mucha precisión y velocidad los coeficientes de Fourier para los distintos pixeles.

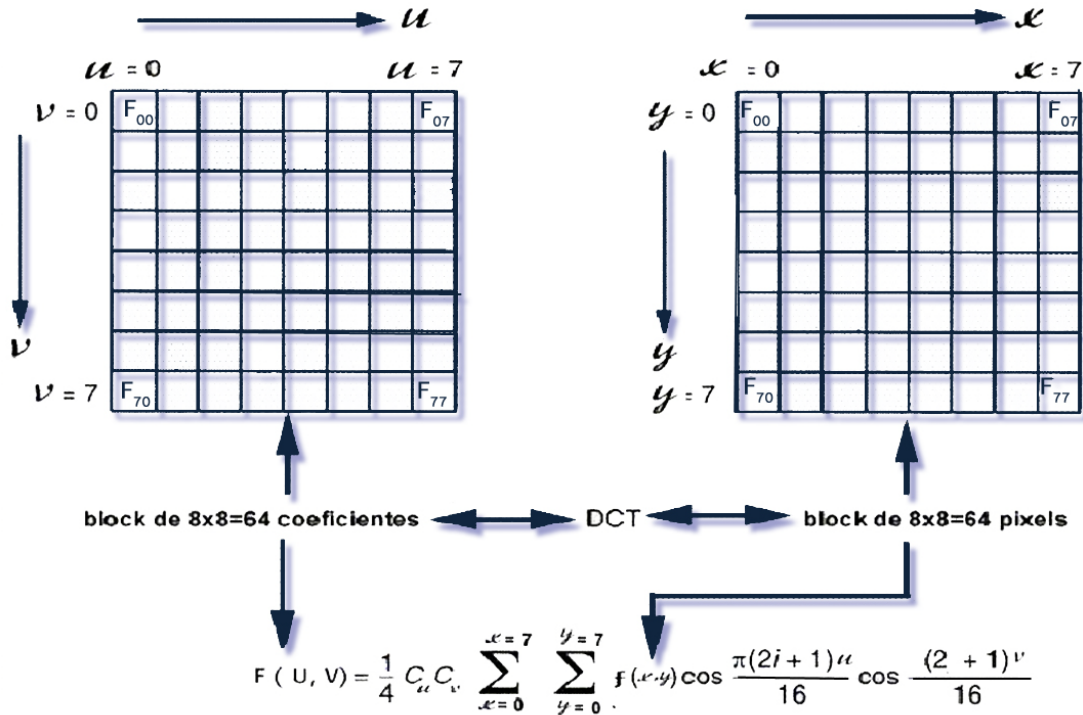
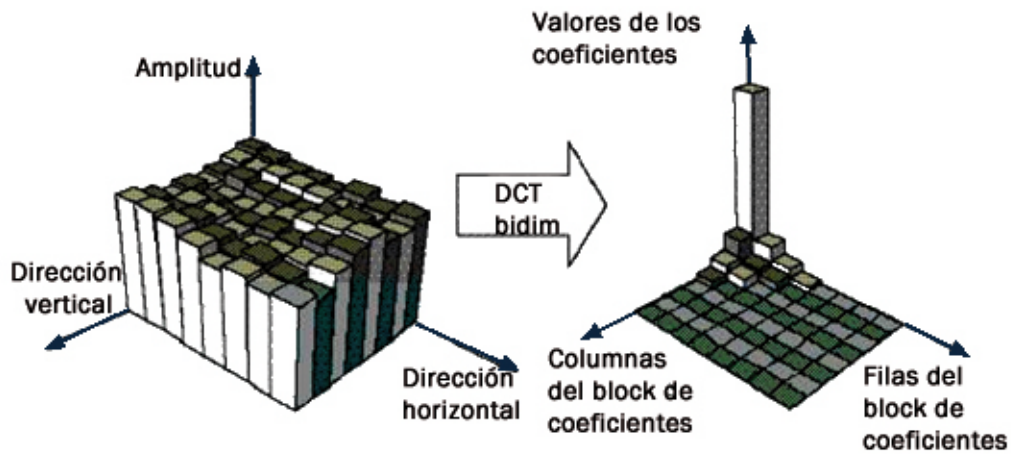


FIGURA 3.35 TDC para un bloque de 8x8

En el proceso de cuantización de la DCT, los coeficientes de alta frecuencia son divididos por un valor $n > 1$ y el resultado se redondea al entero más cercano. El valor de n varía con la posición del coeficiente en el bloque, con frecuencias más altas se asignan valores más altos. Como resultado, coeficientes que representan frecuencias espaciales bajas son cuantificados con pasos relativamente bajos y tienen una S/N alta. Los coeficientes que representan las frecuencias espaciales más altas son cuantificados con pasos grandes y padecen distorsión y S/N baja. El proceso de cuantificación es controlado por tablas específicas y al decodificador se le proporciona información acerca del modelo de cuantificación lo que permite la decodificación correcta.



A menor cambio de amplitud en el block de pixels hay menos detalles en la imagen y menor coeficientes de altas frecuencias. La mayoría de los coeficientes son cero.

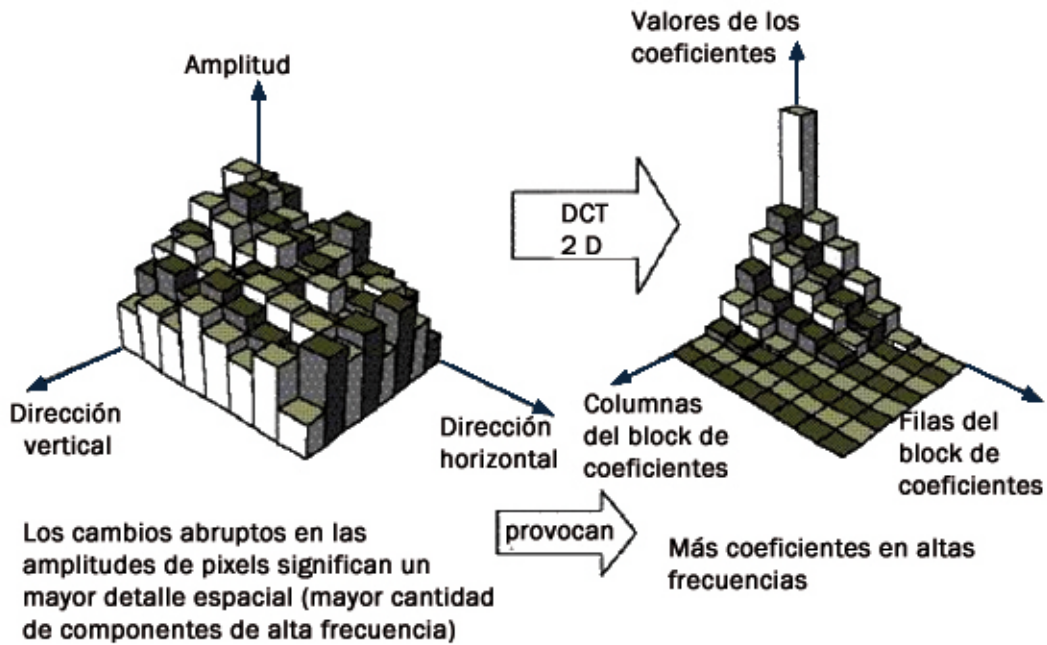
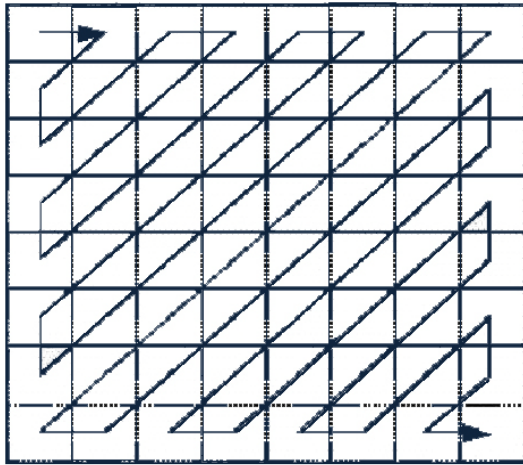


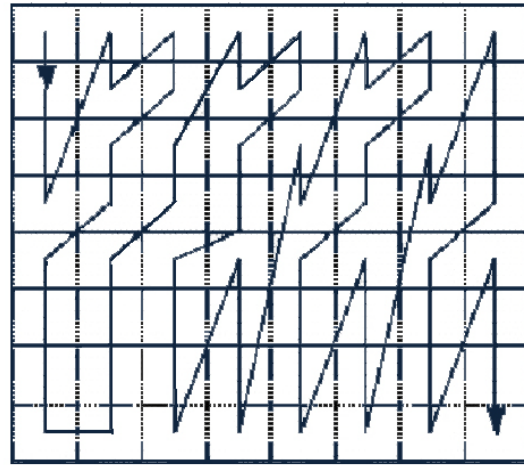
FIGURA 3.36 Comparación entre un bloque con pocos cambios de amplitud y un bloque con cambios abruptos de amplitud



La exploración en zigzag se usa para ordenar al tren de coeficientes para que los valores que sean cero se agrupen juntos a los efectos de aplicar las técnicas de VLC y RLC que se verán más adelante. La exploración en zigzag en imagen con barrido entrelazado no es posible realizarla porque los píxeles correspondientes a líneas adyacentes no son temporalmente adyacentes. Por ese motivo la exploración tiene lugar de la manera descrita en la figura de la derecha de la figura 3.37.



Secuencia de explorado en Zigzag para barrido progresivo.



Secuencia de explorado alternativa para barrido entrelazado.

FIGURA 3.37 Exploración entrelazada y exploración alternativa

3.4.2 El Código de Longitud Variable.

CODIFICACIÓN DE LONGITUD VARIABLE: VLC (VARIABLE LENGTH CODING)

También llamado codificación de Huffman o código de entropía.

Esta técnica no es nueva, se usa en telegrafía, donde las letras de un idioma que tienen más probabilidad de ocurrencia se transmiten con pocos bits, por ejemplo la letra “e” se transmite con un solo punto. El rendimiento del código Morse depende del idioma.

En nuestro caso las señales con amplitud con mayor probabilidad de ocurrencia se ligan a menos bits que las que tienen menor probabilidad.

La VLC se basa en la entropía de una fuente de información. La entropía es bastante difícil de definir en sí misma. Su comprensión es más simple por el efecto que causa. La Entropía es un fenómeno que ejerce una gran influencia en nuestras vidas. Tiene que ver con el rendimiento: con cuánta menos energía gastamos para hacer una cosa, en una palabra



con la eficiencia. Las teorías actuales nos dicen que la energía disponible en el universo se mantiene constante, sin embargo debido al desorden de energía de un sistema, esta es cada vez más difícil de convertirla en trabajo.

La Entropía es la medida del desorden o de la IMPREDECIBILIDAD de un sistema.

Hemos puesto IMPREDECIBILIDAD con mayúscula porque es justamente lo que los actuales sistemas de compresión de la información tratarán de hacer, es decir PREDECIR una señal.

Se define Entropía de una fuente de información a la cantidad promedio de información que transporta cada símbolo que sale de la fuente.

En técnicas digitales se refiere a la cantidad de bits / símbolo de una fuente. Por ejemplo un esquema de modulación 64QAM puede transportar 6 bits por símbolo. Un esquema 16 QAM: 4 bits/ símbolo etc.

El cálculo de probabilidades interviene en la predecibilidad de un evento: En efecto un evento totalmente predecible tiene una probabilidad de ocurrencia $p=1$ y no necesita ser transmitido porque ya todos los receptores lo conocen. Este fenómeno involucra, en Teoría de La Información, que un fenómeno totalmente predecible no transporta ninguna información por lo tanto no ocupa ancho de banda.

Al respecto, Shannon definió que la información que provee un sistema en Bits es inversamente proporcional a la probabilidad de ocurrencia según:

$$I(E) = \log_2 (1/p(E))$$

Es decir un evento con probabilidad 1 da una $I = 0$ Además de estos claros ejemplos de predecibilidad, la mayor parte de la información tiene "novedades" que transmitir, por eso precisamente la transmitimos y por eso se llama Información.

Sin embargo, por ejemplo, en el uso normal de nuestro lenguaje existen letras que se usan más frecuentes que otras, es decir que tienen más *probabilidad* de ocurrencia que otras podemos predecir que esa letra aparecerá mas veces en el sistema de transmisión. Si a esos eventos le asignamos por ser mas frecuentes, un ancho de banda menor que a otros mas frecuentes, se obtendrá al final del mensaje un ancho de banda más reducido que si le asignamos a todos los eventos un ancho de banda igual.

El viejo ejemplo de la letra e en el código morse donde se usa solo un punto y un espacio para su transmisión es suficientemente claro.

Un sistema tiene una mejor entropía cuando en promedio, transporta más bits por símbolo.
*Shannon 1:



El teorema de codificación sin ruido de Shannon dice que:

Para codificar una fuente de información de la manera más eficiente posible y unívocamente decodificable el número promedio de bits por símbolo debe ser al menos igual a la Entropía de la fuente.

*Shannon 2:

La Entropía H de una fuente F con un alfabeto de n símbolos: s_1, \dots, s_n con la probabilidad de cada símbolo $s_i = p(s_i)$, es igual a:

$$H(F) = p(s_1) \cdot I(s_1) + p(s_2) \cdot I(s_2) + \dots + p(s_n) \cdot I(s_n)$$

Supongamos un alfabeto de cuatro letras: a,b,c,d cuya probabilidad de ocurrencia es de : a es 7 veces mas probable que las otras tres que son iguales a 1, entonces:

Evento	p(E)	I(E)
A	0.7	0.515
B	0.1	3.22
C	0.1	3.22
D	0.1	3.22

La entropía total será:

$$H(F) = 0.7 \times 0.515 + 0.1 \times 3.322 + 0.1 \times 3.322 + 0.1 \times 3.322 = 1.357 \text{ bits por símbolo.}$$

Sin embargo, con una distribución de probabilidad igual para los cuatro símbolos estaremos en presencia de un código unívocamente decodificable tal como Shannon dice que tiene la máxima entropía. Veamos el ejemplo:

La igual distribución de probabilidades de los cuatro símbolos significa 0.25 para cada uno:

Evento	p(E)	I(E)
a	0.25	2
b	0.25	2
c	0.25	2
d	0.25	2

La entropía de este sistema da 2 como se puede comprobar mediante un ejercicio autodidacta.

Esto significa 2 bits por símbolo.

Con el ejemplo anterior habíamos logrado una entropía de 1.357 bits por símbolo: De acuerdo a Shannon deberíamos poder lograr una entropía lo más cercana a dos bits por símbolo.



LA ENTROPÍA Y EL VLC:

El código de 2 bits por símbolo significa, en el ejemplo de cuatro símbolos con máxima entropía, que podemos asignar las siguientes palabras binarias a cada uno de los símbolos:

a=00
b=01
c=11
d=10

Ahora bien, si tenemos un símbolo mas frecuente que los demás tal como en el ejemplo donde la probabilidad de ocurrencia de a era $p(a)= 0.7$ y queremos transmitirlo con una entropía lo más cercana a 2 bits/símbolo entonces proponemos las siguientes palabras para cada símbolo:

a=0
b=10
c=110.11
d=111

ya que la palabras binarias correspondientes a cada símbolo son de longitud variable.

Veremos si es más eficiente (sí tiene una entropía más cercana a $2b/s$ que el 1.357 hallado precedentemente).

Veamos en 10 símbolos cuantos bits se transmiten:

En 10 símbolos

a aparece 7 veces con un bit por símbolo dando un valor de: 7 bits
b aparece 1 vez con dos bits por símbolo dando un valor de: 2 bits
c aparece 1 vez con tres bits por símbolo dando un valor de: 3 bits
d aparece 1 vez con tres bits por símbolo dando un valor de: 3 bits

Esto produce que hemos transmitido los 10 símbolos con 15 bits dando por resultado una entropía de 1.5 bits por símbolo. Hemos aumentado la entropía con el uso del VLC de 1.357 a 1.5 Bits por símbolo.

La Teoría de la Información se encarga de obtener códigos con la mayor eficiencia. Entre ellos los que se usan actualmente en las técnicas de VLC aplicadas a la DCT, son los códigos de Huffman.

CÓDIGOS DE HUFFMAN.

La codificación de Huffman comprime datos asignando códigos cortos a secuencias que ocurren frecuentemente y códigos más largos a aquellos menos frecuentes. Para ello se



utilizan las así llamadas tablas de Huffman , conocidas asignadas en el encoder , y conocidas por el decoder.

COMBINACIÓN DE RLC Y VLC

Hemos visto que, luego de la DCT, el ángulo superior derecho del block de coeficientes es el que tiene mayor cantidad de coeficientes que no son cero, siendo el primero, el coeficiente DC con el mayor valor.

Luego del Scanning en Zigzag se obtiene un una salida codificada por entropía. La figura 3.38 muestra la sucesión de coeficientes a la salida del zigzag. Después del último coeficiente significativo (no cero) se pone un símbolo que significa que todos los coeficientes que siguen son cero: END OF BLOCK EOB Con esto ya se obtiene una cierta compresión.

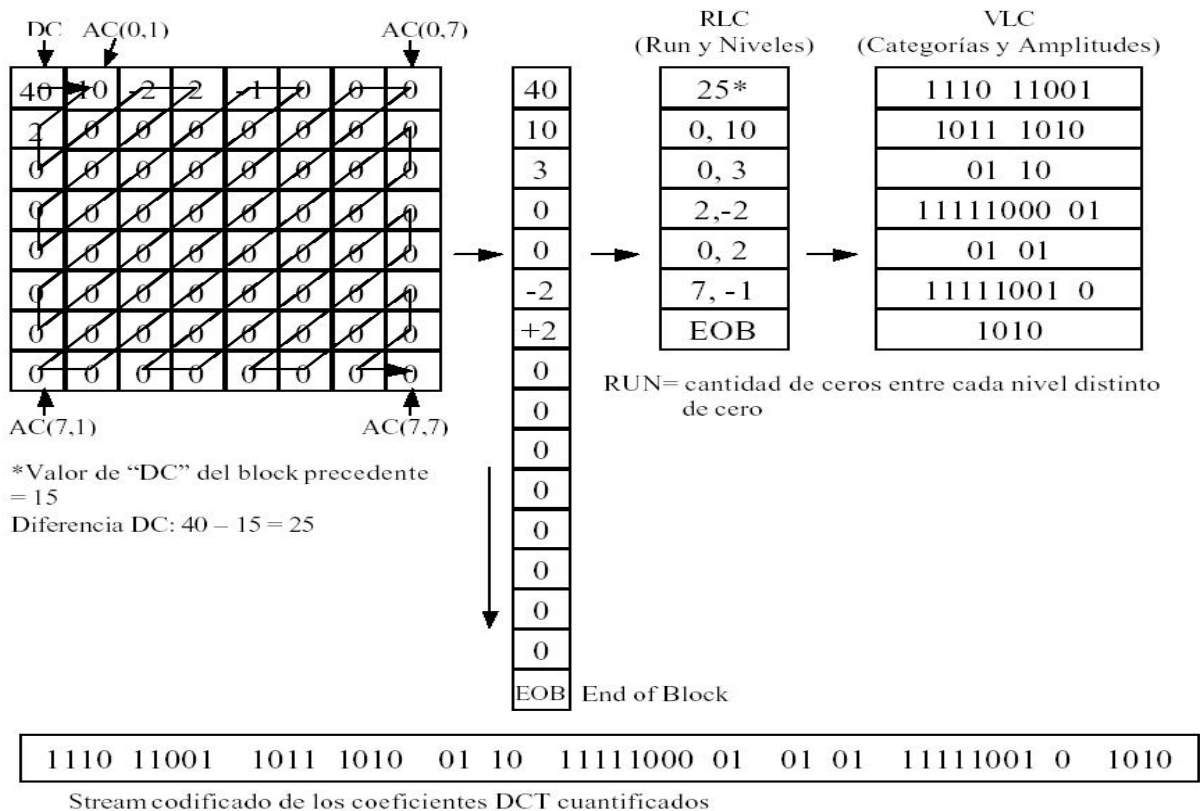


FIGURA 3.38 Exploración en Ziq-Zag y codificado de entropía



Valores de DC diferenciales	Categorías	Código de luminancia	Código de crominancia
-255 a -128	8	1111 110	1111 1110
-127 a -64	7	1111 10	1111 110
-63 a -32	6	1111 0	1111 10
-31 a -16	5	1110	1110 0
-15 a -8	4	110	1110
-7 a -4	3	101	110
-3 a -2	2	01	10
-1	1	00	01
0	0	100	00
1	1	00	01
2 a 3	2	01	10
4 a 7	3	101	110
8 a 15	4	110	1110
16 a 31	5	1110	1111 0
32 a 63	6	1111 0	1111 10
64 a 127	7	1111 10	1111 110
128 a 255	8	1111 110	1111 1110

FIGURA 3.39 Tabla de Huffman para el coeficiente DC.

3.4.3 Técnicas de Reducción Temporal.

DPCM (DIFFERENTIAL PULSE CODE MODULATION) APLICADA A LA COMPRESIÓN TEMPORAL.

La DPCM es, en esencia, una codificación predictiva de las diferencias entre muestras.

DPCM puede aplicarse para la codificación interframe (compresión temporal) que aprovecha la redundancia temporal de la imagen de entrada, y para la codificación intraframe (compresión espacial) que aprovecha la redundancia espacial de la imagen.

En el modo intraframe, la diferencia es calculada usando los valores de los dos píxeles correspondientes al primer DCT coeficiente (Coef DC o 0,0) de dos blocks vecinos.



En el modo interframe la diferencia se calcula usando el valor del mismo píxel en dos frames sucesivos. En ambos modos de operación, el valor del píxel que se desea obtener, es predicho usando los valores reconstruidos de los píxeles del frame precedente previamente codificados, y este valor es luego sustraído del valor original para formar el valor diferencial.

De lo dicho, surge que es imprescindible contar con un decoder local, dentro del encoder para poder tener las referencias mencionadas. Ver los diagramas en block de las figuras 3.40 Y 3.41 de DPCM INTRAFRAME y para la DPCM interframe:

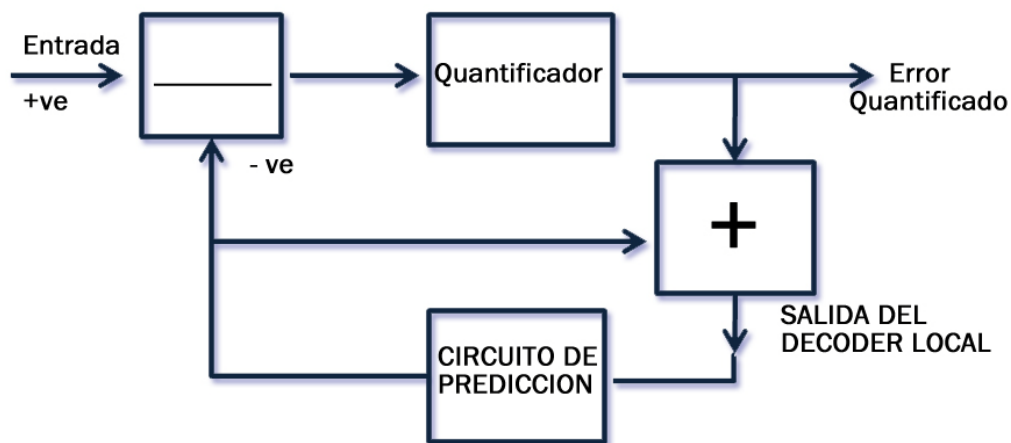


FIGURA 3.40 DPCM intraframe

En la compresión temporal, se combina la predicción interframe que reduce la redundancia temporal, con las herramientas de la DCT que reducen la redundancia espacial, de las imágenes comprimidas temporalmente, ver figura 3.41.

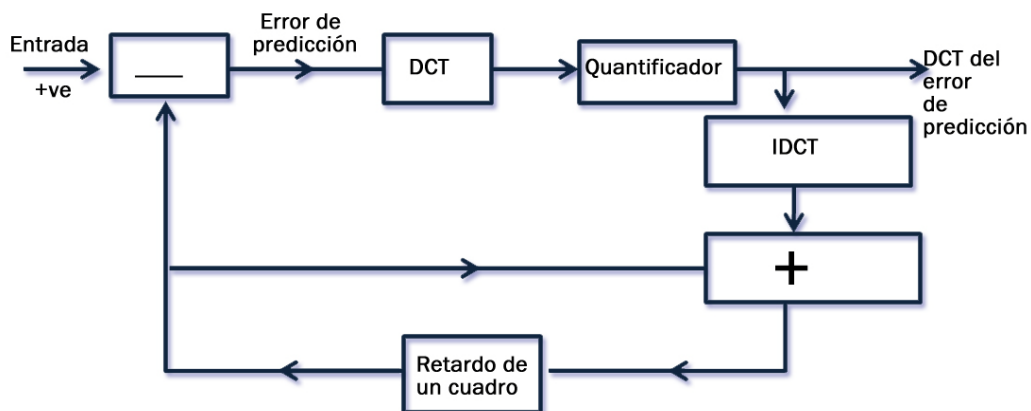


FIGURA 3.41 DPCM interframe



El codificador sustrae la predicción a la señal de entrada para formar una imagen de error predicho (prediction errorpicture) Este error, que se encuentra en el dominio del tiempo muestreado pixel por píxel como explicado en la parte correspondiente a la DCT, se transforma con la DCT al dominio de las frecuencias y se le aplican todas las técnicas accesorias de la DCT.

La predicción interframe más simple es predecir un block ubicado en la misma ubicación espacial del frame anterior o de referencia (esto se llama co-sited block o co-ubicado), en este caso el circuito predictor comprenderá un retardo fijo de un frame como el de la figura (mas adelante se verá un retardo variable) Esto es suficientes para imágenes cuasi estacionarias pero es pobre para áreas móviles veloces.

TIPOS DE CUADROS UTILIZADOS EN COMPRESIÓN TEMPORAL:

Nota: En lo que sigue: Coding = Compresión

I-PICTURES (IMÁGENES I)

-La I viene de intraframe coding significa intracuadro (dentro del cuadro), es un proceso de compresión o codificación que se realiza dentro de un solo frame, es la codificación espacial.

-No dependen de otros frames para su codificación.

-Se les llama imágenes de Referencia porque sirven para codificar otros cuadros.

-Los I-Pictures utilizan la DCT para su compresión.

-A causa de que solo se comprime reduciendo la redundancia espacial no se logran grandes relaciones de compresión.

P-PICTURES (IMÁGENES P)

-La P viene de predictive coding estas imágenes son codificadas utilizando como referencia la imagen I Precedente mediante un procedimiento de predicción.

-Los errores de predicción (las diferencias entre un cuadro a codificar y la referencia) en el dominio del tiempo, son codificados al dominio de las frecuencias mediante la DCT y luego transmitidos.

-Los P-Pictures, antes de ser transmitidos se decodifican localmente para usarlo en la predicción de otros P o B Pictures.

-Usan estimación de movimiento para encontrar el block desplazado con respecto al I-Picture de referencia.



- P-Pictures proveen moderadas cantidades de compresión

B-PICTURES

-Estos pictures son codificados usando los las imagines I o P previas o futuras, por ello se denominan Bidireccionales.

-Se usa también motion estimation para calcular la posición de los blocks con respecto a los cuadros previos y futuros.

-Proveen el mayor índice de compresión posible y por ello no pueden ser usados como referencia para la predicción de otras imágenes.

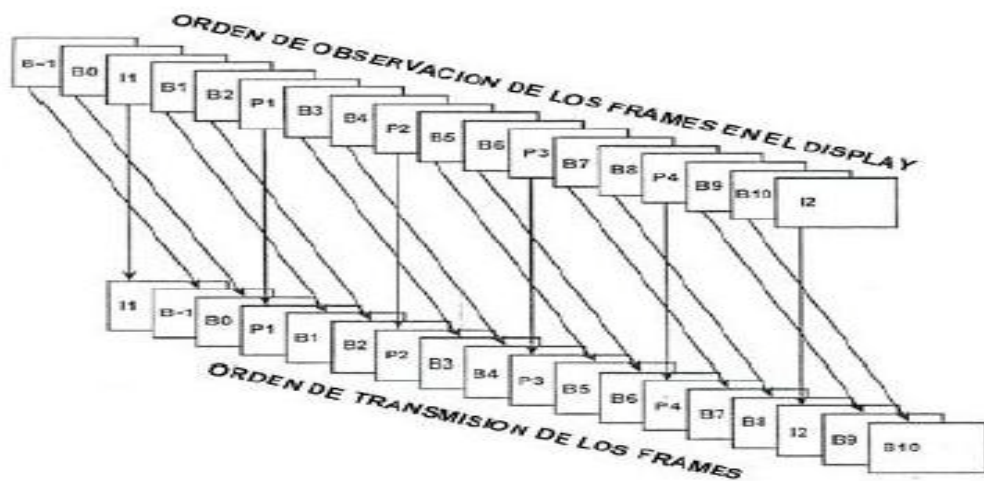
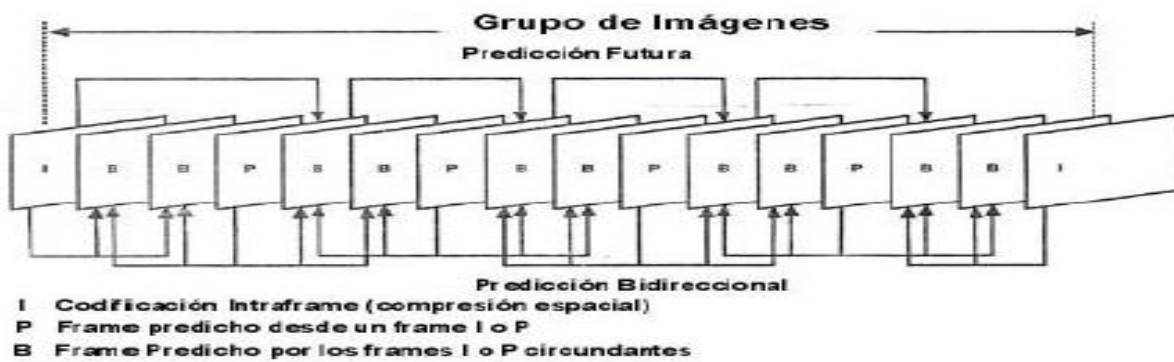


FIGURA 3.42 Secuencia de imágenes I,P,B



3.4.4 Técnicas de compensación y predicción de movimiento.

PREDICCIÓN CON COMPENSACIÓN DE MOVIMIENTO.

La predicción de movimiento toma como área mínima de trabajo un macroblock en lo que sigue, podría deslizarse la palabra block: léase macroblock La Predicción interframe con compensación de movimiento toma como referencia un macroblock en un frame de referencia y luego detecta cualquier translación entre el macroblock que está siendo codificado y el macroblock de referencia y usa un macroblock desplazado (de la referencia) como predicción. La mejor “elección” es la que provee la medición del menor error entre el macroblock a codificar y la predicción.

La técnica de estimación de movimiento está librada al fabricante del encoder. El decoder ya recibe la señal final y no se da cuenta del método empleado. La única condición del encoder es que debe cumplir con el stream MPEG 2 y ser decodificado por todos los decoders MPEG 2.

El método de determinar el movimiento que ha ocurrido entre el block a codificar y el frame de referencia se llama block-matching o block search Se trata de explorar una zona del cuadro actual, crear un vector de movimiento, y ver cual es el vector que da el menor error. La predicción puede ser futura tomando como referencia el cuadro precedente, o bidireccional, tomando como referencia el cuadro pasado y el futuro. (Obviamente almacenados para su comparación). Ver figura siguiente.

En síntesis: la predicción futura (forward prediction) y la bidireccional (bidirectional prediction) reducen los datos necesarios para describir cambios complejos y ocurren a nivel de macroblock. El MPEG no especifica los algoritmos de computación que quedan a criterio del fabricante del encoder.

Una vez calculados los vectores de movimiento (Motion vectors), estos representan la Predicción. Estos vectores simplemente describen la posición del macro block que se desea transmitir, comparado con el correspondiente macroblock (a través de la operación block search) de los cuadros de referencia I o B.

Después de calcular los vectores de movimiento, el encoder resta el cuadro predicho del cuadro que estamos codificando. Normalmente queda poca información que se comprime usando el proceso DCT. El resultado es un cuadro P o B con la precisión cuadro I pero con hasta 6 veces menos de “Payload” ver figura 3.43.

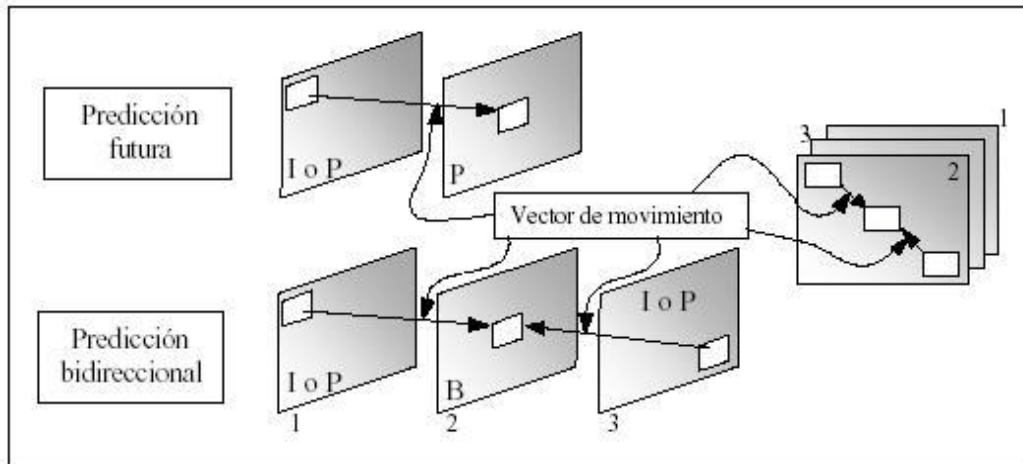


Figura 3.43 Predicción Futura y Predicción Bidireccional

3.4.5.- Decodificación DTC.

La decodificación es esencialmente el proceso inverso al de la codificación. Se llevan a cabo los mismos procesos, pero en orden inverso. Las tablas de especificación usadas en el proceso de codificación se llevan junto con el flujo de datos después de la compresión y se usan para la descompresión. El decodificador de entropía convierte el flujo de bits comprimido en una nueva tabla en zig-zag de coeficientes DCT. Estos se multiplican entonces por los coeficientes de decuantificación y se alimentan en el proceso DCT inverso IDCT (Transformada Discreta del Coseno Inversa). La salida del proceso es un bloque de píxeles reconstruido de tamaño 8x8. Por supuesto, este bloque de píxeles de 8x8 puede no reproducir exactamente el original ya que se perdió alguna información en el proceso de codificación. La Figura 3.44 es un diagrama de bloques simplificado del proceso básico involucrado en la decodificación.

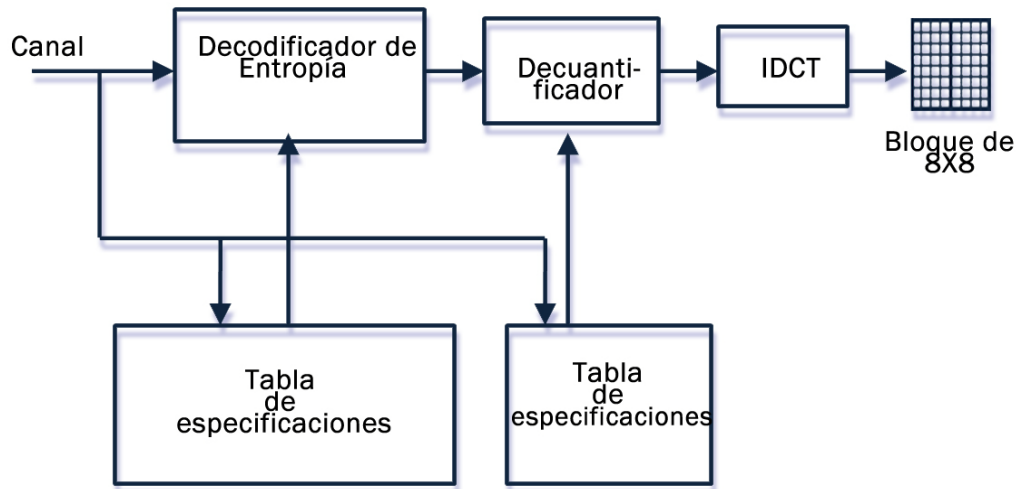


FIGURA 3.44 Sistema de decodificación

3.5 ESTÁNDARES DE COMPRESIÓN.

Los estándares de compresión son definidos para llevar acabo 2 principales objetivos:

- Explotar las señales redundantes y las tolerancias del sistema visual humano para reducir el DATA RATE de la señal original de imagen.
- Representar el STREAM de datos de imagen en un formato que pueda ser manipulado en ambientes de producción, ser resistente para la transmisión y almacenarse en medios imperfectos.

3.6. EL JPEG.

A fin de proporcionar un estándar universal para la compresión mínima, el Grupo de Expertos Fotográficos Asociados o Joint Photographic Experts Group (JPEG) desarrolló un formato de almacenamiento de la imagen digital basado en estudios de la percepción visual humana. El estándar JPEG describe una familia de técnicas de compresión de imágenes fijas de tonalidad continua en escala de grises o color (24 bits). Sin embargo, numerosas aplicaciones han usado la técnica también para compresión de video, porque proporciona descompresión de imagen de calidad bastante alta a una razón de compresión muy buena, y requiere menos poder de cálculo que la compresión MPEG (Motion Pictures Experts Group).

Debido a la cantidad de datos involucrados y la redundancia psicovisual en las imágenes, esto es que remueve información de la imagen que no es visible al ojo humano, tal como transiciones de alta frecuencia en color las cuales el ojo no las nota, JPEG emplea un



esquema de compresión con pérdidas basado en la codificación por transformación. El estándar resultante tiene tantas alternativas como sean necesarias para servir a una amplia variedad de propósitos y hoy día es reconocido por la Organización Internacional de Estándares con el nombre de ISO 10918.

El estándar JPEG define tres sistemas diferentes de codificación:

- Un sistema de codificación básico, con pérdidas, que se basa en la Transformada Discreta del Coseno y es apropiado para la mayoría de las aplicaciones de compresión.
- Un sistema de codificación extendida, para aplicaciones de mayor compresión, mayor precisión, o de reconstrucción progresiva.
- Un sistema de codificación independiente sin pérdidas, para la compresión reversible.

La codificación sin pérdidas no es útil para el vídeo porque no proporciona razones de compresión altas. La codificación extendida se usa principalmente para proporcionar decodificación parcial rápida de una imagen comprimida, para que la apariencia general de esta pueda determinarse antes de que se decodifique totalmente. Esto tampoco es útil para el vídeo ya que éste se construye de una serie de imágenes fijas, cada una de las cuales debe decodificarse y visualizarse a un ritmo muy rápido.

3.7 MPEG-1

COMPRESION DE VIDEO EN EL ESTANDAR MPEG-1 (APLICACIONES MULTIMEDIA)

Su principal objetivo es alcanzar un flujo de transmisión de datos constante de 1,5 Mbits/s (flujo de un CD-ROM de simple velocidad) del cual, 1.15 Mbits/s son para el video y los 350 Kbits/s restantes son para el sonido (estéreo) y para datos auxiliares.

La compresión de vídeo utiliza los mismos principios que JPEG con pérdidas, a la que se le añaden nuevas técnicas que, juntas, forman el MPEG-1, que permiten reducir considerablemente la cantidad de información necesaria para la transmisión de imágenes sucesivas muy correlacionadas temporalmente.

Estas técnicas, llamadas de "predicción con compensación de movimiento", consisten en reducir, con un mínimo de información adicional, la mayoría de las imágenes precedentes (incluso las que le siguen).

Esto requiere un dispositivo de estimación de movimiento en el decodificador, que es la parte más compleja.

Tratándose de imágenes en movimiento o animadas, la descompresión deberá poder hacerse en "tiempo real" durante la reproducción. Por otro lado, la necesidad de un tiempo de sincronización y de una respuesta de acceso aleatorio a una secuencia no demasiado



largos (0.5 segundos máximo) limita el número de imágenes que pueden depender de la misma primera imagen a diez o doce para un sistema de 25 imágenes por segundo.

FORMATO DEL VIDEO DE ENTRADA

MPEG-1 se considera como un vídeo solamente progresivo (no entrelazado), que alcanza un bit rate de 1.5 Mbps. La entrada de vídeo es usualmente convertida primero al formato estándar de entrada MPEG SIF (Standard Input Format). El espacio de color adoptado es Y- Cr- Cb según la recomendación CCIR 601. En el MPEG-1 SIF el canal de luminancia es de 352 píxeles x 240 líneas y 30 cuadros/segundo.

Los componentes de luminancia y crominancia son representados por 8 bit/píxel, y el componente de crominancia es submuestreado por 2 en ambas direcciones tanto vertical como horizontal. Mientras tanto los parámetros de video, los cuales son el tamaño de la imagen y la razón temporal, se pueden especificar, y por lo tanto son arbitrarios.

El siguiente conjunto de consideraciones contiene los parámetros específicos que ayudan a la implementación del hardware.

- Máximo número de píxeles/línea: 720
- Máximo número de líneas/imágenes: 576
- Máximo número de imágenes/seg: 30
- Máximo número de macrobloques/imagen: 396
- Máximo número de macrobloques/seg: 9900
- Máximo bitrate: 1.86 Mbits/seg
- Máximo tamaño del buffer del decodificador: 376832 bits

TIPOS DE IMAGEN MPEG

MPEG define tres tipos de imágenes que se encadenan según el esquema de la Figura siguiente. Los cuales son el soporte de la codificación diferencial y bidireccional, minimizando la propagación de errores, ver figura 3.45

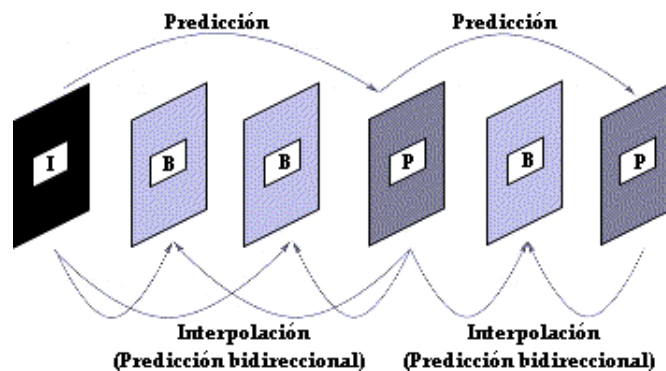


FIGURA 3.45 Encadenamiento de los 3 tipos de imágenes MPEG



LAS IMÁGENES I (INTRA)

Son imágenes que no requieren información adicional para su decodificación. Son codificadas sin ninguna referencia a otras imágenes, como en JPEG, es decir, que contiene todos los elementos necesarios para su reconstrucción por el decodificador y son, por ello, el punto de entrada obligatorio para el acceso a una secuencia.

La tasa de compresión de imágenes I es relativamente pequeña, comparable con la de JPEG con pérdidas. Ellas consisten ante todo de los coeficientes transformados y no contienen vectores de movimiento.

LAS IMÁGENES P (PREVISTAS)

Se codifican con respecto a las imágenes de tipo I o P anteriores, gracias a las técnicas de predicción con compensación de movimiento. Como la compensación de movimiento no es perfecta, no se podrá multiplicar indefinidamente el número de imágenes I, ya que, como se utilizan para decodificar otras imágenes P o B, se propagan amplificando cualquier error de codificación.

Su tasa de compresión es claramente mayor que la de las imágenes I. Las imágenes P requieren aproximadamente la mitad de los datos de las imágenes I.

LAS IMÁGENES B (BIDIRECCIONALES)

Se codifican por interpolación entre dos imágenes de tipo I o P precedentes y siguiente que las enmarcan. Como no se utilizan para describir otras imágenes, las imágenes B no propagan los posibles errores de codificación.

Este tipo de imágenes es el que ofrece el factor de compresión más alto, que generalmente es de una cuarta parte de los datos de las imágenes I.

Dependiendo de la complejidad del codificador utilizado, se podrán codificar solo las imágenes I, las imágenes I y P o las imágenes I, P y B; sin duda, con resultados absolutamente diferentes a nivel del factor de compresión y en cuanto a las posibilidades de acceso aleatorio, así como del tiempo de codificación y de la calidad percibida.

Los dos parámetros M y N definen la manera en que las imágenes I, P y B se encadenan:

- M es la distancia (en número de imágenes) entre dos imágenes P (previstas) sucesivas.
- N es la distancia entre dos imágenes I (intra) sucesivas.

Para alcanzar un flujo de video de 1.15 Mbits/s con una calidad satisfactoria, al tiempo que se mantiene una resolución de acceso aleatorio aceptable (< 0.5 segundos), los parámetros comúnmente utilizados son M=3 y N= 12 como se muestra en la Figura 3.46.

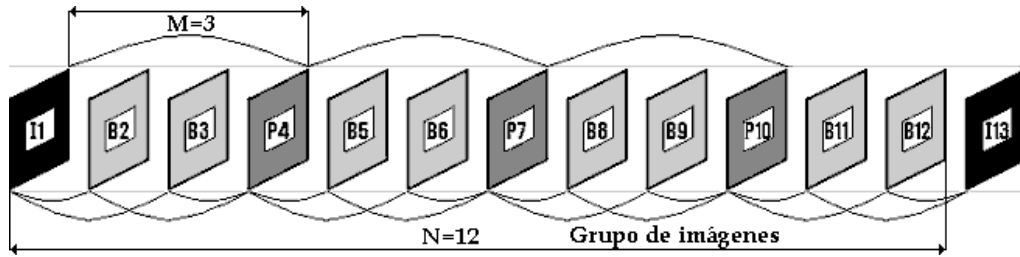


FIGURA 3.46 Ejemplo de grupo de imágenes, para M=3, N=12

En este caso, una secuencia de video se compone de 1/12 (8.33%) de imágenes I, 1/4 (25%) de imágenes P y de 2/3 (66.66%) de imágenes B. El factor de compresión global se ve favorecida por el hecho de que son las imágenes más frecuentes las que tienen un factor de compresión más alto.

En la visualización, tras la codificación y decodificación, es evidente que las imágenes de la secuencia de video deben ser reproducidas en el mismo orden en que se captaron.

Con los parámetros definidos anteriormente (M=3, N=12), el modo de codificación de imágenes sucesivas se traduce por la correspondencia número Û tipo de imagen siguiente:

1(I) 2(B) 3(B) 4(P) 5(B) 6(B) 7(P) 8(B) 9(B) 10(P) 11(B) 12(B) 13(I) 14(B) 15(B) 16(P).....

Sin embargo, para codificar o decodificar una imagen B (Bidireccional), el codificador y el decodificador necesitarán la imagen I o P que la precede y la imagen P o I que la sigue. El orden de las imágenes será, por tanto, modificado antes de la codificación, de forma que el codificador y el decodificador dispongan, antes que las imágenes B, de las imágenes I y/o P necesarias para su tratamiento, o sea (Ver Figura 3.47).

1(I) 4(P) 2(B) 3(B) 7(P) 5(B) 6(B) 10(P) 8(B) 9(B) 13(I) 11(B) 12(B) 16(P) 14(B) 15(B).....

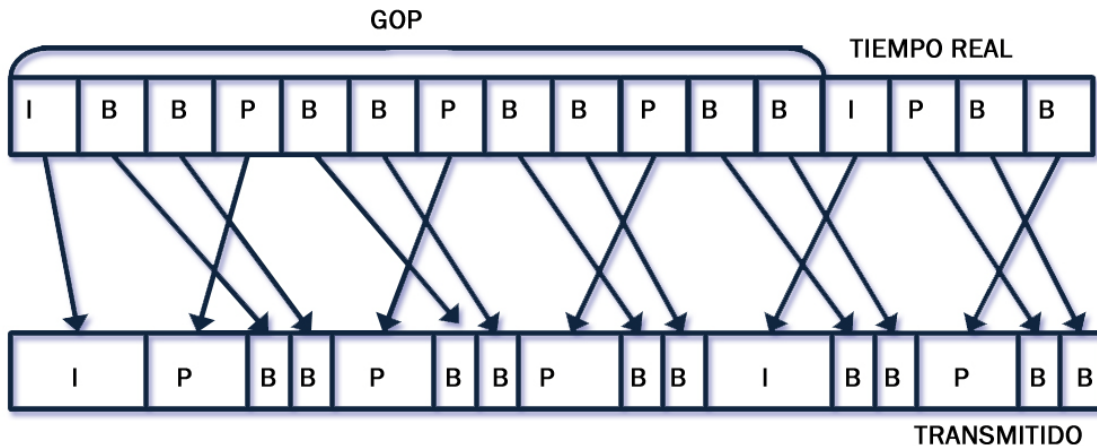


FIGURA 3.47 Comparación de las imágenes antes y después de la compresión, mostrando un cambio de secuencia



El aumento del factor de compresión facilitado por las imágenes B se paga, pues, con un tiempo de codificación/decodificación más largo (duración de dos imágenes) y un aumento en el tamaño de la memoria necesaria tanto en el codificador como en el decodificador (hay que almacenar una imagen suplementaria).

La Figura 3.48 muestra una curva de calidad constante donde la rata de bits cambia con el tiempo de codificación. A la izquierda, solamente se utilizan imágenes I o codificación espacial, mientras que a la derecha solo se utilizan imágenes sucesivas IBBP. Esto significa que hay una codificación bidireccional de imágenes entre imágenes de codificación espacial (I) e imágenes previstas (P).

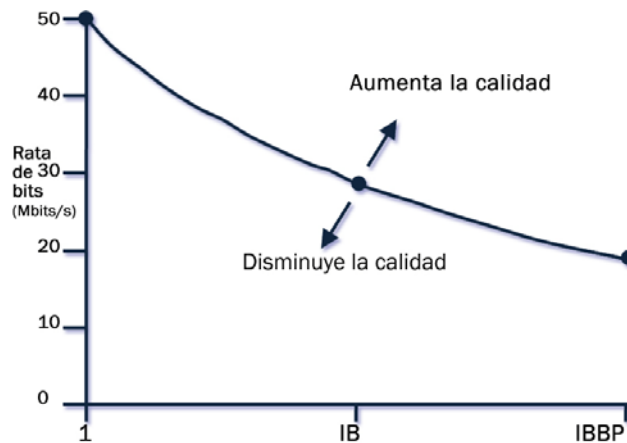


FIGURA 3.48 Curva de calidad constante

DESCOMPOSICION EN CAPAS DE UNA SECUENCIA DE VIDEO MPEG

Una secuencia de video MPEG es básicamente la salida del material en bruto de un codificador y contiene no más que lo necesario para que un decodificador restablezca la imagen original. La sintaxis de la señal comprimida es definida de manera rigurosa por MPEG, así se asegura que el decodificador cumpla con esta. La Figura 3.49 muestra la construcción de una secuencia de video MPEG constituida por capas bien definidas

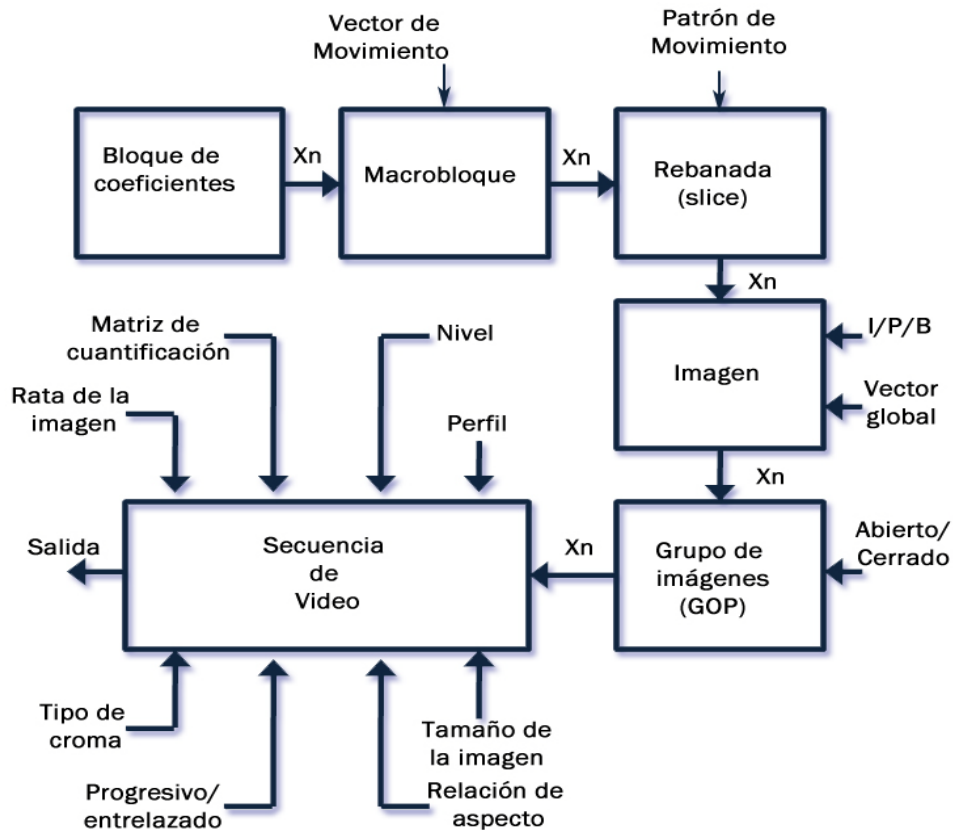


FIGURA 3.49 Estructura de una secuencia de video MPEG

BLOQUE (BLOCK)

Es la unidad fundamental de la información de la imagen y esta representada por un bloque de coeficientes DCT, que tienen un tamaño de 8x8 pixeles, los cuales representan datos Y, Cr o Cb.

Aquí el coeficiente DC es enviado primero ya que este representa con mayor precisión la información de este bloque. Los demás coeficientes son enviados al final de este.

MACROBLOQUE (MACROBLOCK)

Es la unidad fundamental de la imagen que además está compensada en movimiento. Cada macrobloque es un vector de desplazamiento en dos dimensiones situado en la parte superior de la secuencia. En una imagen B, el vector puede ser hacia adelante o hacia atrás.



La compensación de movimiento puede ser en modo de cuadro o en modo de campo, el cual es indicado. La escala utilizada para la recuantificación de los coeficientes también es indicada. Usando los vectores, el decodificador obtiene información acerca de las imágenes anteriores y las posteriores, produciendo así una predicción de imágenes. Los bloques son transformados inversamente para producir una imagen de rectificación que es adicionada a la imagen prevista que ha sido producida a la salida del decodificador.

En un formato de codificación 4:2:0, cada macrobloque tendrá 4 bloques Y, y dos bloques de color diferente. Para hacer posible la identificación de cada bloque y sus componentes, estos se envían en un orden específico. Cada macrobloque tiene un tamaño de 16 x16 pixeles.

REBANADA (SLICE)

Los macrobloques son reunidos en rebanadas, y aquellas siempre deben representar una fila horizontal que está ordenada de izquierda a derecha.

En MPEG, las rebanadas pueden comenzar en cualquier sentido y ser de tamaño arbitrario, pero las ATSC (Advance Televisión Systems Committee) establecen que ellas deben comenzar en el borde izquierdo de la imagen. Las rebanadas son la unidad fundamental de sincronización para la codificación de la longitud variable y diferencial, los vectores iniciales en una rebanada son enviados completamente, mientras que los demás vectores son transmitidos diferencialmente.

En imágenes I, los primeros coeficientes DC de las rebanadas son enviados completamente y los demás coeficientes DC son transmitidos en forma diferencial. En imágenes de diferencia, esta técnica no se utiliza.

IMAGEN (PICTURE) DE TIPO I, P O B

Cuando un número de rebanas se combinan, construyen una imagen, la cual es la parte activa de un campo o un cuadro.

La imagen de soporte inicial define qué imágenes I, P o B codifica e incluye una referencia temporal para que la imagen pueda ser representada en el momento adecuado. En el caso de tomas panorámicas e inclinaciones, los vectores en cada macrobloque serán los mismos. Un vector global puede ser enviado para toda la imagen, y luego se pueden enviar vectores individuales que lleguen a crear la diferencia en el vector global.

GRUPO DE IMÁGENES (GROUP OF PICTURES O GOP)

Las imágenes pueden ser combinadas para producir un GOP (grupo de imágenes) que comienza con una imagen I. El GOP es la unidad fundamental de codificación temporal. En el estándar MPEG, el uso de GOP es opcional, pero esta en la práctica es necesaria. Entre imágenes I, un número variable de imágenes P y/o B pueden ser colocadas como ya se ha descrito. Un GOP puede ser abierto o cerrado. En un GOP cerrado, las últimas imágenes B



requieren de una imagen I para el siguiente GOP por decodificar y la secuencia de bits puede ser cortada al final de la GOP.

SECUENCIA

Cuando algunas GOP son combinadas se produce una secuencia de video con un código de inicio, seguido por un encabezamiento, y luego termina con un código final. Códigos de soporte adicional pueden ser situados al inicio de la secuencia. La secuencia de soporte especifica el tamaño horizontal y vertical de la imagen, norma de barrido, la rata de imágenes, si se usa un barrido progresivo o entrelazado, el perfil, nivel, velocidad de transferencia de bits, y cuales matrices de cuantificación se usan para codificar imágenes espaciales y temporales.

Sin la secuencia de soporte de datos, un decodificador no puede comprender el flujo de bits y por lo tanto no puede comenzar la operación de decodificación correcta. Esto ocurre generalmente cuando un televidente está cambiando canales de un lugar a otro en su televisor.

COMPENSACION DE MOVIMIENTO

Es un proceso mediante el cual se mide eficazmente el movimiento de los objetos de una imagen a otra. De este modo se consigue medir qué tipos de movimientos redundan entre imágenes. La Figura 3.50 muestra que la imagen en movimiento puede ser expresada en un espacio de tres dimensiones que resulta de mover a lo largo del eje del tiempo dos imágenes consecutivas.

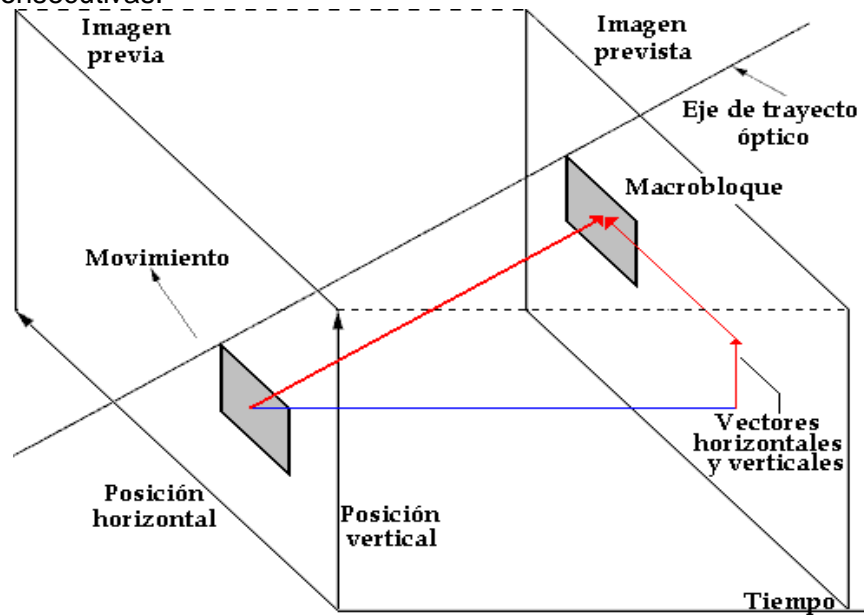


FIGURA 3.50 Objetos viajando en un espacio de tres dimensiones



En el caso de un objeto que permanezca estático, el movimiento de este solo se ve en el eje del tiempo. Sin embargo, cuando un objeto está en movimiento, este se mueve en el eje de trayecto óptico (eje horizontal y vertical en el tiempo) que no es paralelo al eje del tiempo.

El eje de trayecto óptico une los puntos de movimiento de un objeto a medida que este se mueve a través de varias imágenes. Este trayecto puede ser nulo en valores que representen un objeto en movimiento que solo cambia con respecto al eje del tiempo. De igual manera, al mirar un objeto en movimiento que cambia su apariencia; uno de estos movimientos es el de rotación.

Para un simple movimiento de traslación los datos que representan un objeto son altamente redundantes con respecto al eje de trayecto óptico. Así, que de este modo, el eje de trayecto óptico puede ser hallado, generando un código de ganancia cada vez que se observa la presencia de un mismo objeto en movimiento.

Un codificador de compensación de movimiento trabaja de la siguiente forma. Una imagen I es enviada, pero esta es almacenada de tal modo que pueda ser comparada con la siguiente imagen de entrada para encontrar así varios vectores de movimiento, los cuales pueden ser utilizados en diferentes áreas de la imagen. Luego la imagen I es combinada de acuerdo a estos vectores o cancelada a una codificación espacial debido a su no conveniencia. La imagen prevista resultante es comparada con la imagen actual para producir una predicción de error también llamada residual. La predicción de error es transmitida con los vectores de movimiento. En el receptor la imagen I original es también retenida en la memoria, esta es cambiada de acuerdo con los vectores de movimiento transmitidos para crear la imagen prevista y luego la predicción de error es adicionada recreando la imagen original. Cuando una imagen es codificada de esta manera, es llamada imagen P en MPEG.

CODIFICADOR Y DECODIFICADOR MPEG-1

Un codificador de MPEG-1 incluye módulos de estimación de movimiento, selección de modos de compresión por macrobloques, conjunto de valores para la matriz de cuantificación, predicción de compensación de movimiento, cuantificador y decuantificador, transformada discreta del coseno (DCT), transformada inversa discreta del coseno (IDCT), códigos de longitud variable (VLC), un multiplexor, una memoria intermedia y un regulador de memoria. Ver Figura 3.51.

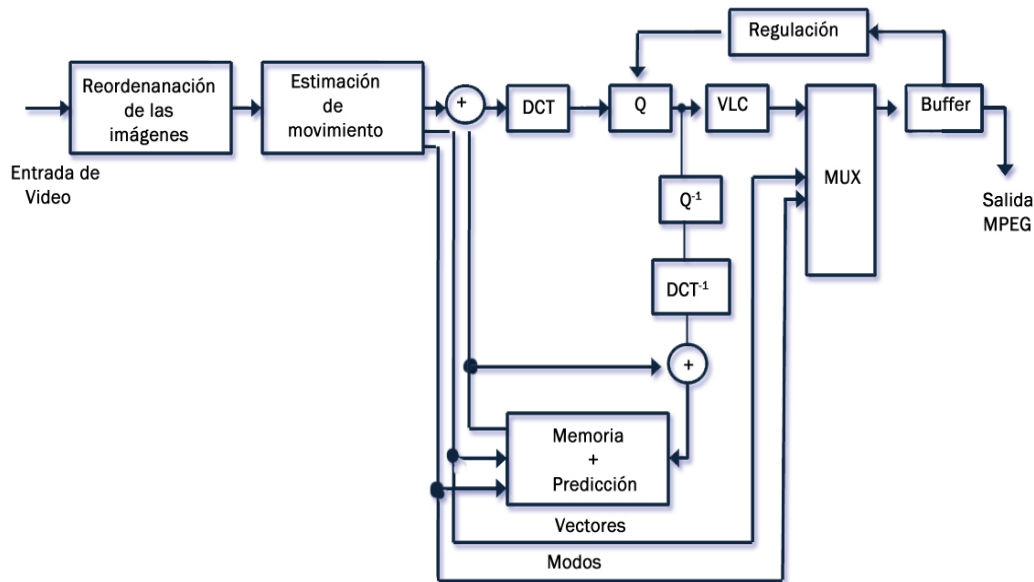


FIGURA 3.51 Esquema simplificado del codificador MPEG-1

La decuantificación y la transformada discreta del coseno inversa (IDCT) se necesitan en el codificador, porque la predicción de imágenes está basada en la reconstrucción de datos. El número relativo de imágenes I, P y B en la GOP depende específicamente de la aplicación a utilizar.

El estándar MPEG-1 especifica que se debe utilizar mínimo una imagen I, cada 132 imágenes para así evitar la propagación de errores en el módulo IDCT, creando de esta manera diferencias entre el codificador y el decodificador.

El uso de imágenes B es opcional. Ni el algoritmo de estimación de movimiento, ni el criterio de selección del modo de compresión, ni la matriz de cuantificación son parte del estándar. En general, la estimación de movimiento es calculada usando los datos de luminancia solamente. Un solo vector de movimiento es calculado para cada macrobloque. El rango para estimar el movimiento de un objeto en un macrobloque es de medio pixel. Un vector de movimiento que se refiera a unos pixeles que se hallan fuera de la imagen actual no es tomado en cuenta.

En resumen, un codificador típico de MPEG-1 realiza los siguientes pasos:

- Define los parámetros M y N que determinan de qué forma se encadenan las imágenes I, P y B en una GOP.
- Estima los vectores de movimiento para cada macrobloque en las imágenes P y B.
- Determina el modo de compresión para cada macrobloque de la imagen seleccionada (compresión espacial o temporal).
- Selecciona la matriz de cuantificación.



Un decodificador MPEG-1 revierte las operaciones del codificador. Donde la secuencia de video codificada de entrada es demultiplexada en coeficientes DCT y por otro lado es sacada la información de modo de compresión, vectores de movimiento y matriz de cuantificación. Ver Figura 3.52.

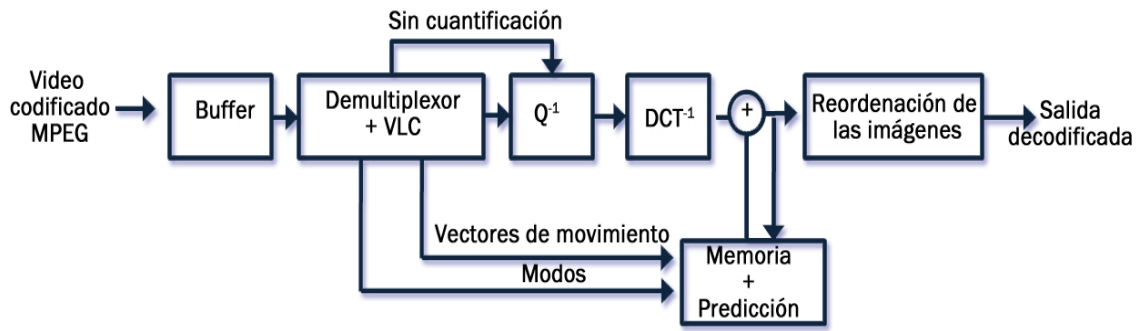


FIGURA 3.52 Esquema simplificado del decodificador MPEG-1

La ventaja del decodificador, es que no tiene que encargarse de realizar la estimación de movimiento, y su diseño resulta más simple, cumpliéndose uno de los objetivos principales planteados durante la definición de la norma.

3.8 MPEG-2

COMPRESION DE VIDEO EN EL ESTÁNDAR MPEG.

APLICACIONES BROADCAST

MPEG-2 puede describirse como una "caja de herramientas" de compresión más compleja que MPEG-1, por lo tanto, también puede ser considerada como una unidad superior: en efecto, toma todas las herramientas anteriores y le añade otras. Además, la norma prevé la compatibilidad ascendente, lo que significa que un decodificador MPEG-2 deberá decodificar trenes binarios elementales de la norma MPEG-1.

PERFILES Y NIVELES MPEG-2

MPEG-2 se puede utilizar en un vasto rango de aplicaciones, requiriendo diferentes grados de complejidad y desempeño.

Para un propósito práctico el estándar MPEG-2 es dividido en perfiles y cada perfil es subdividido en niveles (Ver la Figura 3.53). Un perfil es básicamente el grado de complejidad esperada en la codificación, mientras que un nivel describe el tamaño de la imagen, la resolución de esta o la velocidad de transferencia de bits usada en ese perfil. En principio, hay 24 combinaciones posibles, pero no todas están definidas. Un codificador



MPEG cuando entrega un perfil y un nivel determinado, debe además ser capaz de decodificarlo a perfiles y niveles inferiores.

		PERFILES					
		Simple	Principal	4:2:2	SNR	Espacial	Alto
NIVELES	Alto		4:2:0 1920 x 1152 80Mb/s				4:2:0 o 4:2:2 1920 x 1152 100Mb/s
	Alto 1440		4:2:0 1440 x 1152 60Mb/s			4:2:0 1440 x 1152 60Mb/s	4:2:0 o 4:2:2 1440 x 1152 80Mb/s
	Principal	4:2:0 720 x 576 15Mb/s Sin B	4:2:0 720 x 576 15Mb/s	4:2:2 720 x 608 50Mb/s	4:2:0 720 x 576 15Mb/s		4:2:0 o 4:2:2 720 x 576 20 Mb/s
	Bajo		4:2:0 352 x 288 4Mb/s		4:2:0 352 x 288 4Mb/s		

FIGURA 3.53 Niveles y perfiles de MPEG-2

Un perfil simple no soporta una codificación bidireccional y de este modo solo genera imágenes I y P. Esto reduce la tasa de compresión simplificando el codificador y el decodificador; permitiendo un sencillo hardware. Un perfil simple solamente está definido en el nivel main (principal) como (SP@ML). El perfil main (principal) corresponde actualmente al mejor compromiso entre calidad/tasa de compresión, utilizando los tres tipos de imágenes (I, P y B), a costa de un codificador y decodificador, más complejos. Los perfiles escalables (código jerárquico) están previstos para operaciones posteriores y permitirán transmitir una imagen básica (base layer) en términos de resolución espacial (spatially scalable profile) o de cuantificación (SNR scalable profile), así como información suplementaria independiente (enhanced layer) que permite mejorar sus características, por ejemplo para transmitir la misma emisión en definición estándar y HD (High Definition), o permitir una recepción con calidad aceptable en caso de recepción difícil y de calidad óptima en buenas condiciones (por ejemplo, para la televisión digital terrestre).

La Figura 3.54 muestra un codificador MPEG convencional, con coeficientes de cuantificación de elevado peso; que al codificar una imagen la genera con una moderada razón señal a ruido. Después esta imagen al ser decodificada y sustraída de la imagen original pixel a pixel da como resultado una imagen de "ruido de cuantificación". Esta imagen puede ser comprimida y transmitida como una imagen de ayuda. Un simple decodificador solo decodifica la imagen principal, con un flujo de bit con ruido de cuantificación, pero un decodificador más complejo puede decodificar ambas imágenes



con diferentes flujos de bits y combinarlos para producir una imagen con bajo ruido. Este es el principio del perfil SNR escalable.

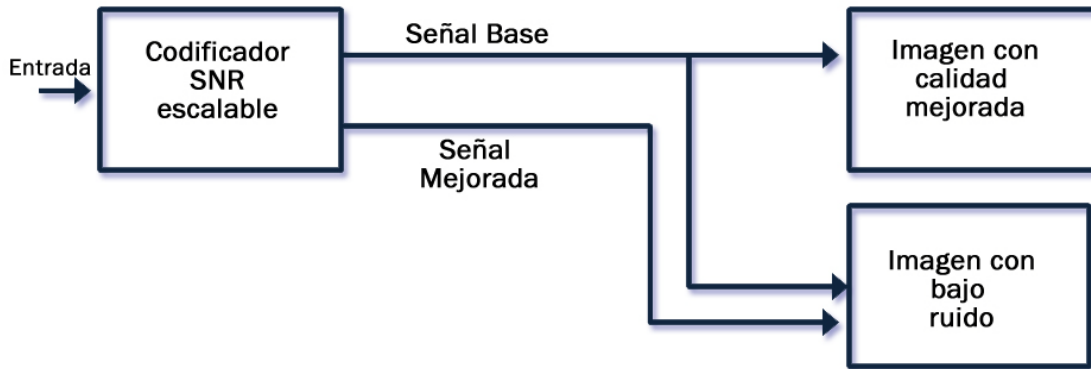


FIGURA 3.54 Codificación escalable SNR

Como otra alternativa, la figura 3.55 muestra que por solo codificar las frecuencias espaciales bajas en imágenes HDTV, parte del flujo de bits puede ser reconstruido por un receptor con codificador para SDTV (Standard Definition Television). Si una imagen de baja definición es localmente decodificada y sustraída de la imagen original, se produce entonces una imagen de "realce de definición", esta imagen puede ser codificada en una señal de ayuda. Un decodificador de forma conveniente podría combinar las señales principales y de ayuda para recrear la imagen HDTV. Este es el principio del perfil de escalabilidad espacial.

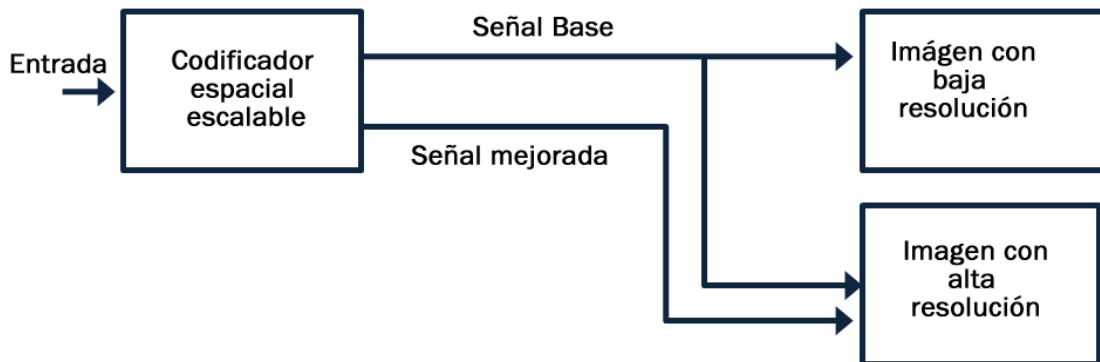


FIGURA 3.55 Codificador espacial escalable

El perfil high (alto) soporta tanto el SNR y la escalabilidad espacial como también la opción de muestreo 4:2:2.

El perfil 4:2:2 se ha desarrollado para proveer compatibilidad con los equipos de producción digital de televisión existentes. Este perfil admite trabajar con 4:2:2 sin requerir



una complejidad adicional si se usa en el perfil high. Por ejemplo, un decodificador HP@ML debe soportar escalabilidad SNR que no es requerida en la producción de televisión digital. El perfil 4:2:2 tiene la misma libertad de escoger su estructura de GOP como en otros perfiles, pero en la práctica este usa comúnmente GOPs cortos de edición sencilla. La operación 4:2:2 requiere una mayor velocidad en la transmisión del bit que una operación 4:2:0, y el uso de pequeños GOPs requiere también de mayores velocidades de transferencia de bits para proporcionar calidad en sus imágenes.

- El nivel low (bajo) corresponde a la resolución SIF utilizada en el MPEG-1.
- El nivel main (principal) corresponde a la resolución 4:2:0 "normal" (de hasta 720 pixeles x 576 líneas).
- El nivel high-1440 (alto-1440) está destinado a la HDTV (de hasta 1440 pixeles x 1152 líneas).
- El nivel high (alto) está optimizado para la HDTV (de hasta 1920 pixeles x 1152 líneas).

Según el compromiso de calidad/flujo de bits perseguido y la naturaleza de las imágenes, el flujo de bits estará comprendido entre los 4 Mbits/s (calidad equivalente a la de una imagen codificada en PAL o SECAM) y los 9 Mbits/s (calidad próxima a la de una imagen de estudio CC1R-601).

Todo el proceso de codificación de las imágenes animadas descrito en el capítulo anterior para MPEG-1 se aplica a MPEG-2 (MP@ML), especialmente la jerarquía de capas (desde el bloque hasta la secuencia de la siguiente imagen ver figura 3.56).

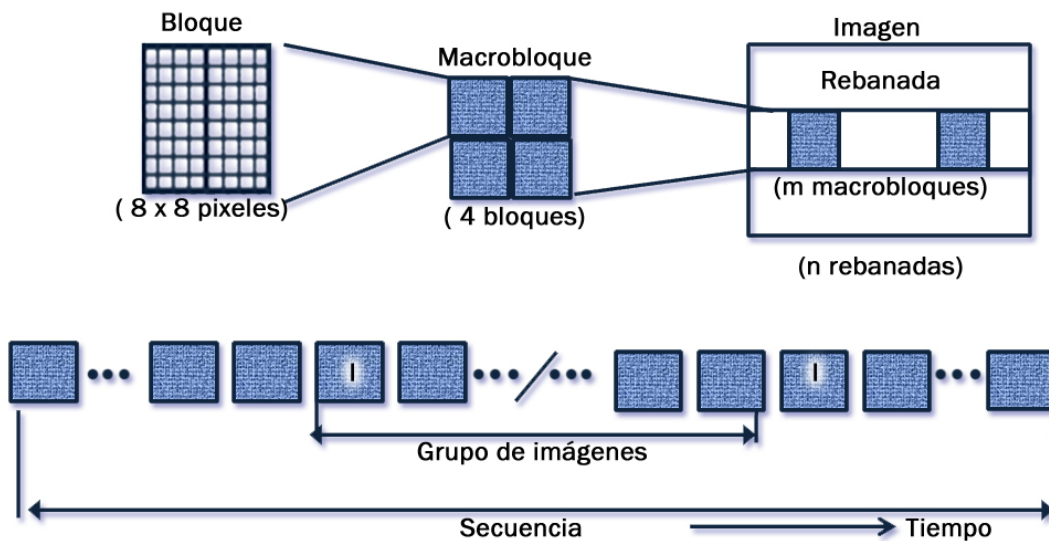


FIGURA 3.56 Jerarquía de capas de la secuencia



Una diferencia que hay que destacar para las slices, es que en MPEG-2 no necesariamente abarcan toda la imagen, y además deben estar compuestas únicamente de macrobloques contiguos situados en la misma línea horizontal. Ver Figura 3.57.

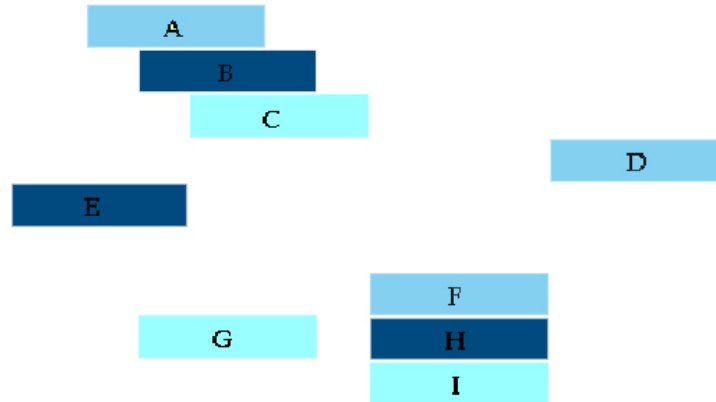


FIGURA 3.57 Rebanadas (slices) en MPEG-2

La principal novedad con respecto a MPEG-1, además de los perfiles y niveles, provienen del tratamiento de las imágenes entrelazadas.

MODOS DE PREDICCIÓN ESPECIFICOS EN MPEG-2 (IMAGENES ENTRELAZADAS).

Dependiendo del trabajo a realizar, estas pueden ser tratadas de manera diferente según la importancia de los movimientos entre los dos campos de una misma imagen (los casos extremos son, por un lado, cuando se transmiten películas cinematográficas por televisión "telecine" donde no hay movimiento entre los dos campos de TV, puesto que proceden de la exploración del mismo fotograma de la película, y por otro lado, las imágenes de video de acontecimientos deportivos, donde puede haber importantes movimientos entre los dos campos de una imagen).

La Figura 3.58 representa la secuencia temporal de la posición vertical de las líneas de los campos sucesivos en un sistema entrelazado.

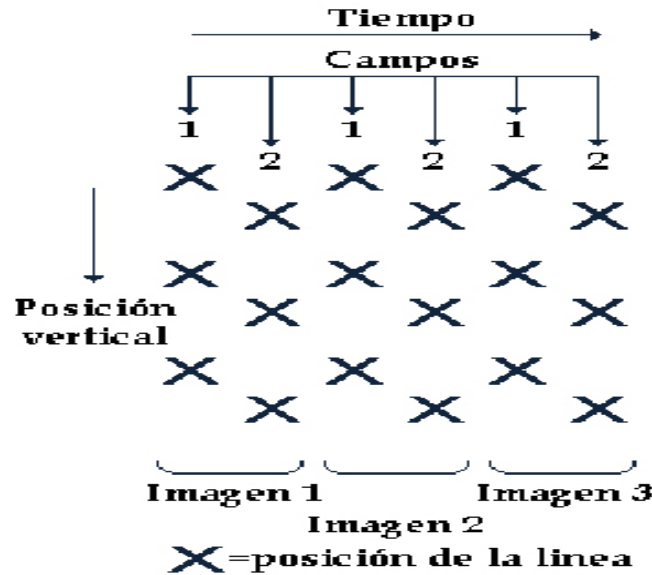


FIGURA 3.58 Posición de las líneas de campos sucesivos en un sistema entrelazado

Para la codificación Intra de las imágenes entrelazadas, MPEG-2 permite elegir entre dos estructuras de imágenes llamadas frame (estructura "imagen") o field (estructura "campo").

LA ESTRUCTURA "FRAME"

También llamada "progresiva", es apropiada para los casos donde hay poco movimiento entre dos campos sucesivos. Los bloques y macrobloques se dividen en la imagen completa (Ver figura3.59.), y la DCT se efectúa, sobre puntos verticales que distan 20 ms en el tiempo, lo que no plantea problemas si los dos campos difieren poco.

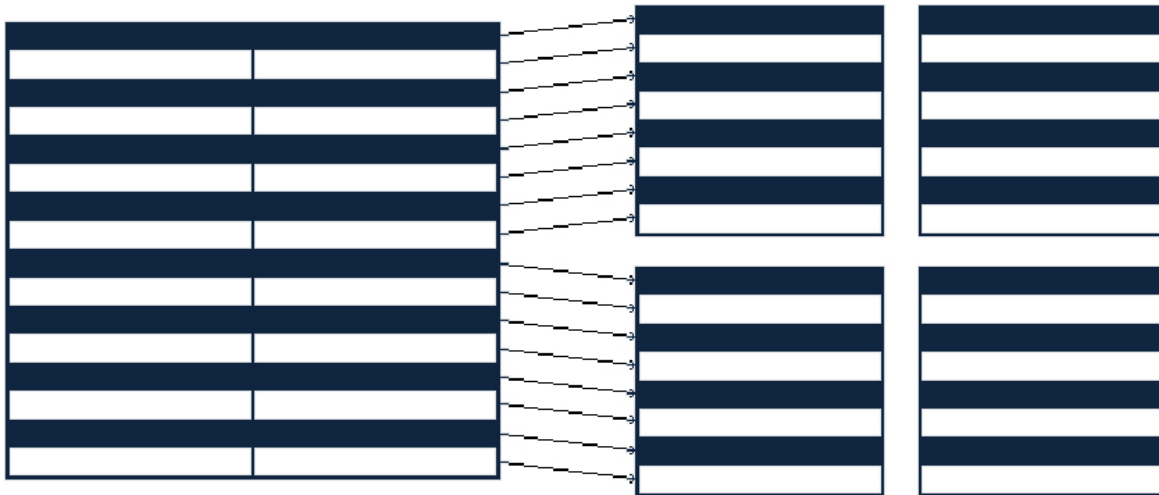


FIGURA 3.59 División de los macrobloques en bloques en modo imagen (frame)

En este caso, siempre es posible codificar los bloques de mayor animación en modo inter-campo, es decir, dividiéndolos en un campo.

LA ESTRUCTURA "FIELD"

También llamada "entrelazada", es preferible cuando el movimiento de un campo a otro es importante. En este caso, a fin de evitar un contenido en frecuencias verticales elevadas que reduciría la eficacia de la compresión tras efectuar la DTC, la división de los macrobloques se hace considerando cada uno de los campos como una imagen independiente en el interior del cual se toman los bloques. Ver figura 3.60.

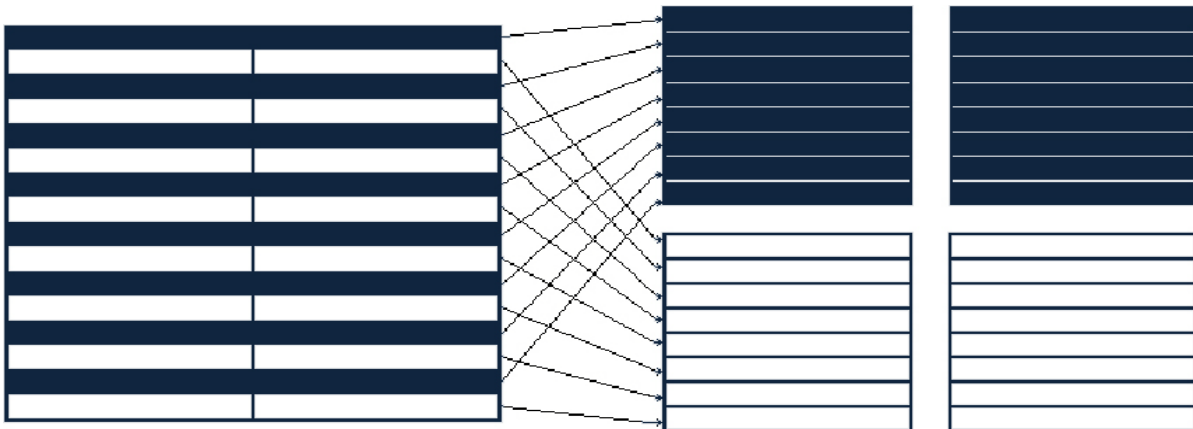


FIGURA 3.60 División de los macrobloques en bloques en modo campo (field)



En cuanto a la estimación de movimiento, también hay varios modos previstos:

Un macrobloque puede predecirse en modo "imagen", "campo" o "mixto"

- EL MODO "FRAME"

Un macrobloque formado en el campo impar sirve para predecir el bloque correspondiente del próximo campo impar, y lo mismo para los bloques del campo par, por tanto, la predicción se hace sobre un tiempo de 40 ms (2 campos).

- EL MODO "FIELD"

La predicción de un bloque se efectúa a partir de un bloque del campo anterior, entonces aquí, los vectores de movimiento corresponden a un tiempo de 20ms.

- EL MODO "MIXTO"

Los bloques se predicen a partir de dos bloques que corresponden a dos campos.

SCANNING (EXPLORACIÓN)

Después de realizar la DTC a un bloque de 8x8 pixeles, se nota que generalmente los coeficientes más significativos de la DTC se encuentran en la parte superior izquierda de la matriz. Una vez evaluados, los coeficientes de menor valor pueden ser redondeados a cero. Permitiendo de este modo, una transmisión de datos más eficiente, debido a que los coeficientes no-cero son enviados primero, seguido de un código el cual indica que todos los demás números son ceros.

La exploración es una técnica que aumenta la probabilidad de alcanzar este resultado, porque ella envía los coeficientes en orden descendente según su probabilidad. La Figura 3.61 muestra que en un sistema no-entrelazado, la probabilidad de hallar coeficientes de mayor peso es más alta en la parte superior izquierda que en la parte inferior derecha. Aquí una exploración en forma diagonal a 45° es la que se denomina una exploración en zig-zag, la cual es la mejor secuencia para emplear en este caso.

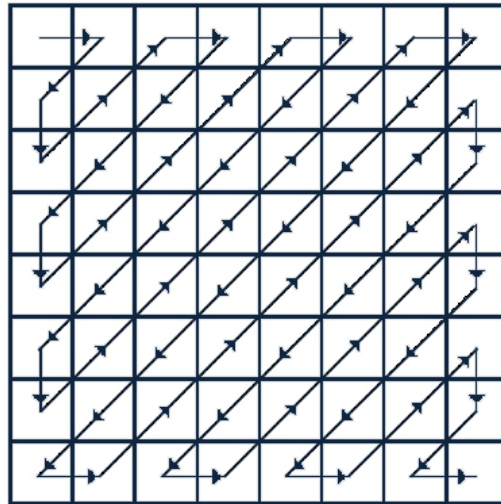


FIGURA 3.61 Exploración clásica o en zig-zag, normalmente para cuadros (frames)

En la Figura 3.62 muestra una exploración para una fuente entrelazada, se observa que la exploración se extiende dos veces más por encima del área vertical, de este modo se pueden conseguir más detalles acerca de la imagen. Las frecuencias verticales aparecen dos veces más que las frecuencias horizontales. Por tanto, la exploración ideal para una imagen entrelazada será sobre una diagonal de 67.5° . La Figura muestra que esta forma de exploración, entrega primero las frecuencias espaciales verticales y luego las frecuencias espaciales horizontales.

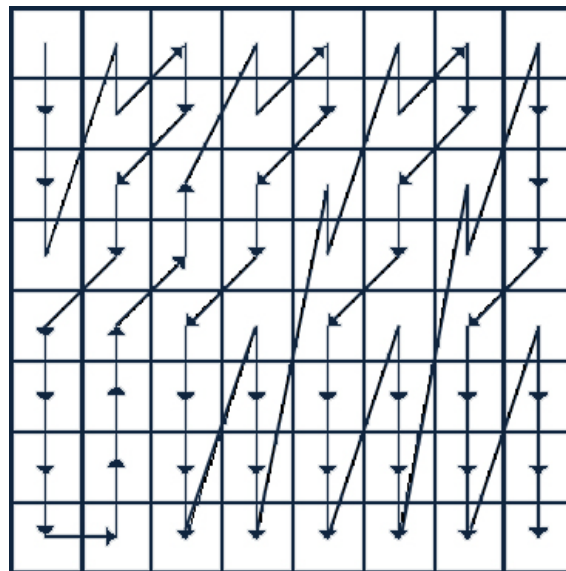


FIGURA 3.62 Exploración alternada, normalmente para campos (fields)



DESCRIPCION DEL PROCESO DE CODIFICACION MPEG-2

Al igual que MPEG-1, la norma no define explícitamente el método de codificación, sino únicamente la sintaxis que controla el tren binario a la salida del codificador, lo cual deja gran libertad a su diseñador.

El esquema de bloques MPEG-1, también se aplica al codificador MPEG-2. Ver Figura 3.63.

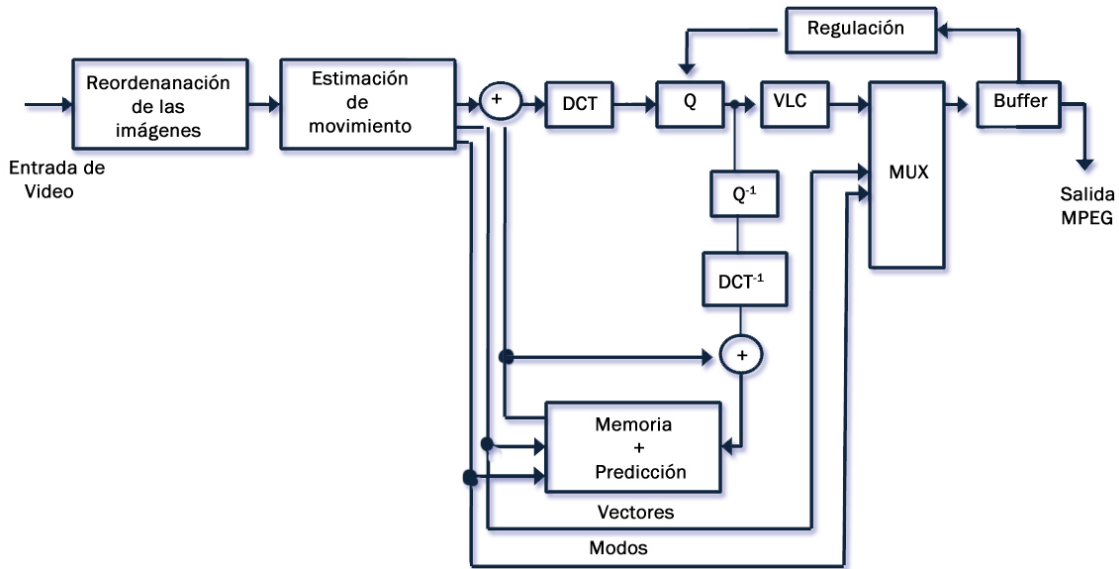


FIGURA 3.63 Esquema simplificado del codificador MPEG-2

A partir de la imagen digitalizada en formato 4:2:0 (caso del main profile), el codificador elige para cada imagen su tipo (I, P o B) y si esta debe ser codificada en modo frame (imagen) o field (campo). El codificador a continuación debe estimar los vectores de movimiento para cada macrobloque de 16x16 píxeles. El número de vectores depende del tipo de imagen y del modo de codificación escogido para cada bloque.

En el caso más general, donde el codificador es capaz de generar imágenes B (bidireccionales), deberá reordenar las imágenes antes de la codificación y la transmisión. La unidad básica de codificación es el macrobloque, compuesto por 4 bloques de luminancia de 8x8 píxeles y (en el caso del formato 4:2:0) de 2 bloques de crominancia (un Cr y un Cb) de 8x8 píxeles que abarcan la misma zona de la imagen.

Todos los macrobloques de la imagen se codifican secuencialmente de izquierda a derecha y de arriba abajo, eligiéndose un modo de codificación independiente para cada uno de ellos.



Una vez que se ha elegido el modo de codificación, la predicción con compensación de movimiento del contenido del bloque se hace a partir de la imagen de referencia (I o P) pasada (caso de las imágenes P) y eventualmente futura (caso de las imágenes B). La predicción se elimina de los datos reales del macrobloque, lo que da la señal de error de predicción.

En una imagen con estructura frame, el codificador deberá elegir entre efectuar la DTC en modo frame o field. Esto depende principalmente de la amplitud del movimiento entre los campos de la imagen.

La señal de error se separa inmediatamente en bloques de 8x8, a los que se aplica la DTC. Cada bloque de coeficientes resultante se cuantifica y barre en zig-zag para formar una serie de coeficientes. Seguidamente, se codifica la información auxiliar necesaria para que el decodificador pueda reconstruir el bloque (modo de codificación, vectores de movimiento, etc.), codificando los coeficientes cuantificados con ayuda de una tabla VLC (codificación Huffman).

La unidad de control de flujo supervisa el estado de ocupación de la memoria intermedia de salida, utilizando esta información como retorno para controlar el número de bits que el codificador generará para los bloques siguientes, jugando principalmente con los coeficientes de cuantificación. Se obtiene entonces a la salida del codificador un tren binario completo, ya utilizable para un decodificador.

Para aumentar la calidad de la imagen decodificada, el propio codificador almacena y decodifica (decuantificación de los coeficientes después de la DTC inversa) las imágenes I y P, como referencia para reconstruir otras imágenes obtenidas por predicción con compensación de movimiento en el decodificador, y calcula una señal de error que se añade a la señal de predicción.

DESCRIPCIÓN DEL PROCESO DE DECODIFICACIÓN MPEG-2

Como ya se ha dicho, la decodificación es más sencilla que la codificación, ya que no tiene que efectuar alguna estimación de movimiento, que es una de las partes más complejas del codificador.

El esquema de bloques del decodificador de la Figura 3.64 es el que se va a analizar para MPEG-2.

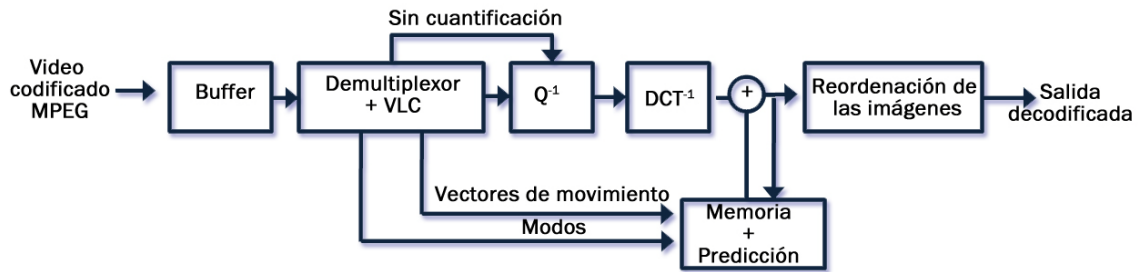


Figura 3.64 Esquema simplificado del decodificador MPEG-2

La memoria intermedia (buffer) de entrada recibe los datos del canal de transmisión, y el decodificador lee el tren binario hasta encontrar el principio de una imagen, su tipo (I, P o B) y su estructura (frame o field).

Empieza la decodificación con la primera imagen I, almacenándola en su memoria, así como la imagen P siguiente, para servir de referencia a las imágenes P o B que dependen de ella.

Para las imágenes I, la decodificación propiamente dicha consiste en aplicar a cada bloque la decodificación VLC, la decuantificación de los coeficientes y la transformación DTC inversa.

Para las imágenes P o B, este proceso consiste en construir la predicción de cada macrobloque a partir de su tipo, de los vectores de movimiento y de las imágenes de referencia memorizadas. El decodificador lee, decodifica y decuantifica los coeficientes DTC del error de predicción transmitido para cada bloque de 8x8 píxeles, y, después de la transformada DTC inversa, añade el resultado a la predicción.

La reconstrucción de la imagen se efectúa cuando todos los macrobloques han sido tratados.

La última etapa de la decodificación es poner las imágenes en el orden inicial de visualización.

Como se vio anteriormente, la necesidad de memoria para el decodificador es de unas 3 imágenes (dos imágenes de referencia más la imagen en vía de reconstrucción), siendo para una imagen 4:2:0, de aproximadamente 16 Mbits.



CAPITULO IV DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

4.1 DIGITALIZACIÓN DE LA SEÑAL DE AUDIO.

La digitalización de la señal de audio, consiste en efectuar una conversión de la señal analógica a digital (A/D).

Esto implica un muestreo de la señal y una cuantificación de los valores muestreados. A continuación, La señal es codificada mediante una Modulación codificada por pulsos (PCM).

En la figura 4.1, se muestra el proceso de digitalización de la señal con codificación PCM.

La señal de audio analógica ingresa a un filtro paso bajas para ser limitada en banda. Luego esta señal es muestreada mediante otra señal, cuya frecuencia es denominada de muestreo.

La característica de esta frecuencia es que debe cumplir con el teorema de Niquist. Como se había visto, este expresa que para poder conservar toda la información de la señal, la frecuencia de muestreo debe ser como el mínimo el doble del ancho de banda de la señal a muestrear, evitando de esta forma el aliasing.

Este principio, es igual al que habíamos en el capítulo II para la digitalización de la señal de video.

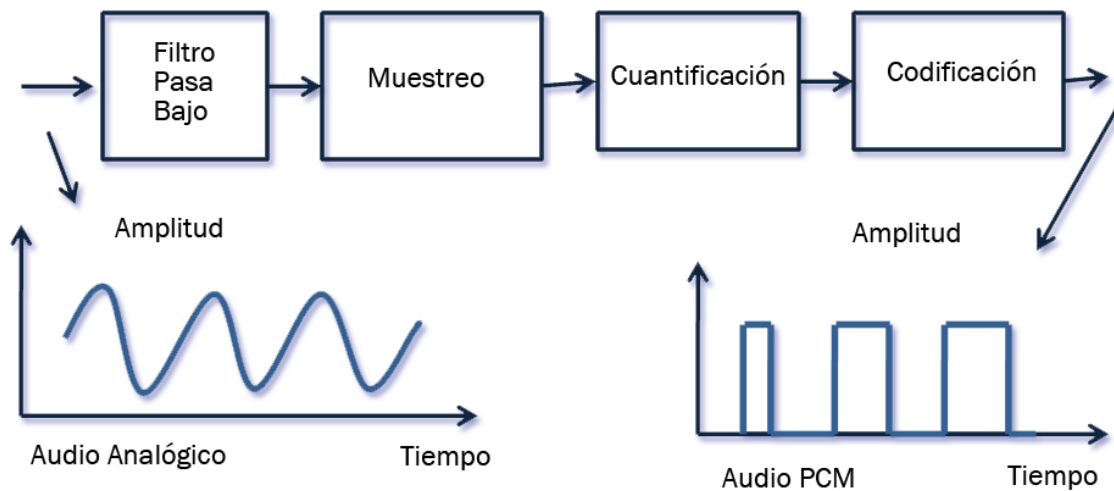


FIGURA 4.1 Codificación PCM.



A manera de ejemplo diremos que; para muestrear una señal de audio con un ancho de banda de 22kHz, la frecuencia de muestreo debe de ser por lo menos de 44kHz, para evitar el aliasing.

Una vez que la señal ha sido muestreada, se efectúa la cuantificación de los valores muestreados. En esta etapa, se asignan palabras de bits a los valores en amplitud muestreados. A continuación, estas palabras de bits son codificadas en PCM modulación por código de pulsos. Esta señal es muy robusta y es utilizada para transporte o transmisión de la señal digital. En el capítulo siguiente veremos que con esta señal se ingresa a los sistemas de compresión MPEG-2 Y Dolby AC-3.

4.2 MUESTREO DE LA SEÑAL DE AUDIO.

En la figura 4.2 se representa el espectro del dominio de la frecuencia de una señal a muestrear f_b y espectro de muestreo f_m y $2f_m$.

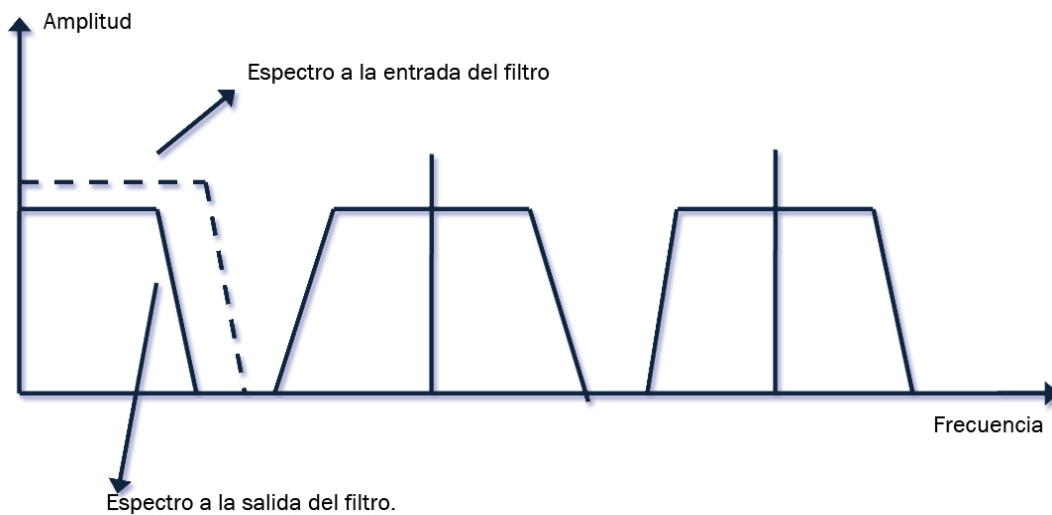


FIGURA 4.2 Espectro de la banda de la señal a muestrear f_b y de la frecuencia de muestreo f_m y $2f_m$.

Para muestrear una señal de 22kHz de ancho de banda, habíamos dicho que la frecuencia debería de ser por lo menos el doble o sea 44kHz.

Supongamos que la frecuencia de muestreo es menor que la frecuencia de la señal a muestrear, o sea de 36 kHz. En la figura 4.3 se muestra este ejemplo, donde tenemos una baja frecuencia de muestreo.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

En este caso, la banda lateral inferior del espectro de muestreo, se superpone con la banda lateral superior de la señal a muestrear. Esta zona de superposición produce aliasing en audio.

El aliasing se manifiesta como un sonido metálico, siendo este un problema ya que no se puede corregir.

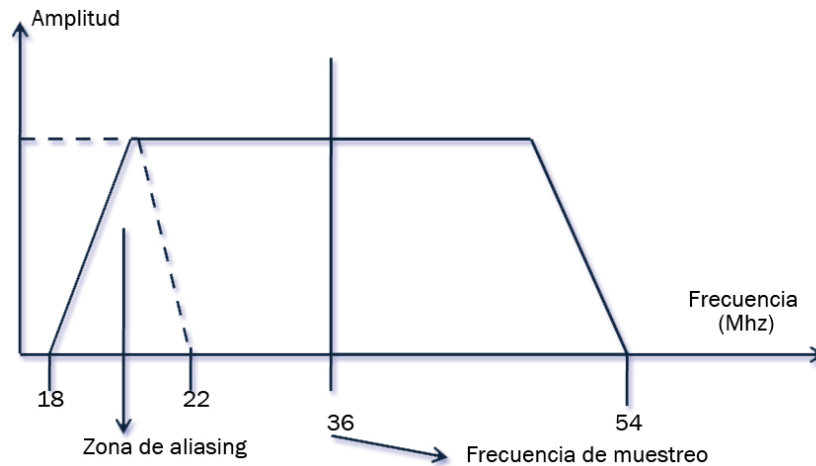


FIGURA 4.3 Zona de aliasing producida por una baja frecuencia de muestreo

En la figura 4.4 se representa una señal de audio con una baja frecuencia de muestreo. En este ejemplo los puntos de muestra son ABCDFGH. El periodo entre muestras es T . uniendo todos los puntos de muestra es T . uniendo todos los puntos de muestra nos da una señal que dista lejos de la original. Evidentemente en este caso tenemos una baja frecuencia de muestreo.

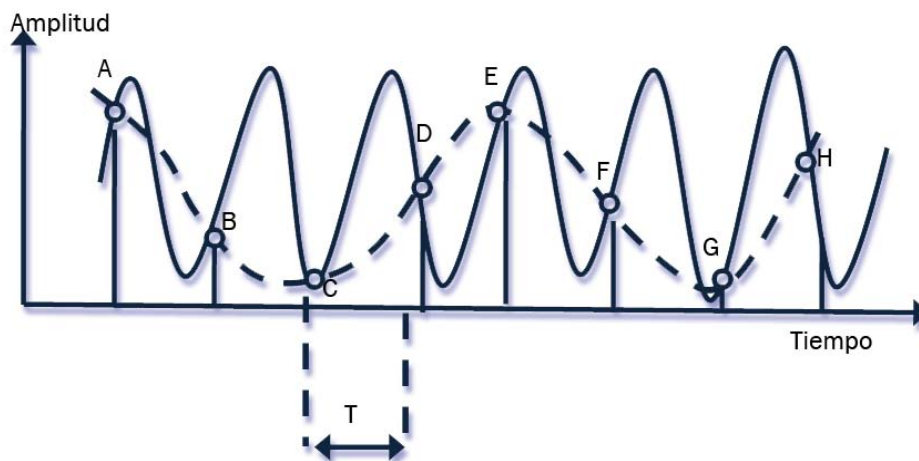


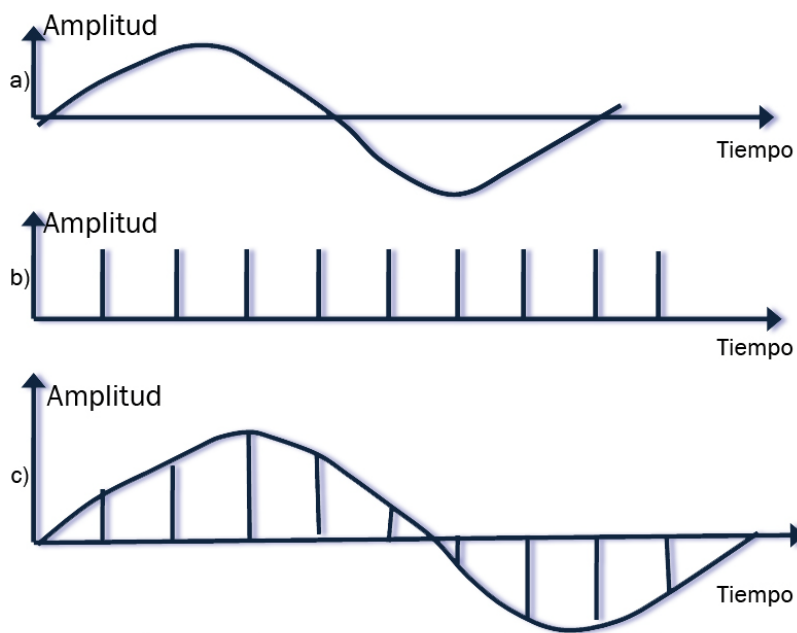
FIGURA 4.4 Señal con una baja frecuencia de muestreo.



En la figura 4.5 analizamos el proceso de muestreo de una señal en el dominio del tiempo.

De la figura podemos observar que en a) tenemos la señal de salida del filtro pasobajas. Esta señal es la que una vez limitada en banda, es sometida al proceso de muestreo. Para poder muestrear esta señal, se necesita aplicar una frecuencia de muestreo, ver parte (b) de la figura. Esta frecuencia debe de ser por lo menos el doble de la frecuencia máxima de la señal a muestrear. De la frecuencia máxima de la señal a muestrear.

En c) de la misma figura tenemos finalmente la señal muestreada. Obsérvese que aquí la velocidad de muestreo es correcta, debido a que las frecuencias con las que se han tomado las muestras, permiten recomponer la señal original.



- a) Señal a la salida del filtro Pasa Bajo.
- b) Frecuencia de muestreo.
- c) Señal muestreada.

FIGURA 4.5 Proceso de muestreo en el dominio del tiempo



4.3 CUANTIFICACIÓN.

En el proceso de la digitalización el paso siguiente al muestreo es la cuantificación. Aquí es donde se asigna la palabra de bits a cada uno de los valores de tensión, que han sido muestreados.

En la figura 4.6 se muestra la señal de la figura anterior, convertida en valores de tensión en a) y cuantificada en b).

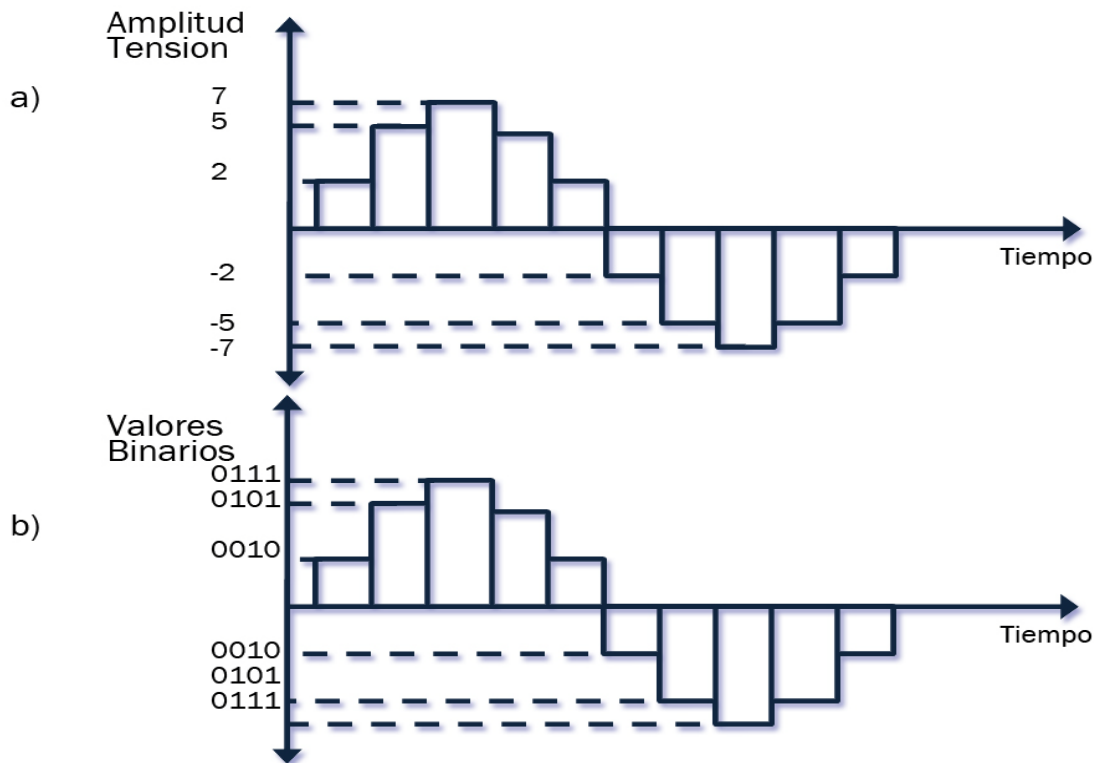


FIGURA 4.6 Cuantificación de la señal muestreada.

La cuantificación convierte a la muestra analógica a un número binario. Este número o palabra binaria. En aplicaciones profesionales puede ser de 16, 20 ó 24 bits por muestra de resolución.



En la tabla 4.1 se muestra alguna resolución y la cantidad de niveles de cuantificación

No. De bits por muestra	2 elevado a :	Niveles de cuantificación
2	2.E + 02	4
4	2.E + 04	16
6	2.E + 06	64
8	2.E + 08	256
10	2.E + 10	1024
12	2.E + 12	4096
14	2.E + 14	16384
16	2.E + 16	65336
18	2.E + 18	262 144
20	2.E + 20	1048 576
22	2.E + 22	4194304
24	2.E + 24	16777216

TABLA 4.1 Niveles de Cuantificación

4.4 EL CÓDIGO PCM (PULSE CODE MODULATION)

En la figura 4.7 se muestra el proceso de la señal analógica, para obtener el código PCM.

En la parte a) de la figura se representa una señal de audio analógica.

En la parte b) de la misma figura se representan las frecuencias de muestreo.

En la parte c) de la figura se representa la señal PAM (modulación por amplitud de pulso). Aquí, la amplitud del pulso varía con la amplitud de la señal analógica.

En la parte d) de la figura se muestra para este ejemplo, el código PCM.

La señal analógica es muestreada en cuatro puntos 1, 2,3 y4, ver parte a) de la figura. Para ello, se emplean cuatro pulsos de muestreo (fm1, fm2, fm3 y fm4, ver parte b) de la figura.

El primer punto de muestra de la señal analógica ocurre con la frecuencia fm1 y corresponde a una tensión de +3volts. A este punto de muestra le corresponde el código PCM 1000.

El segundo punto de muestra de la señal analógica ocurre con la frecuencia fm2 y le corresponde una tensión de +3volts a este punto de muestra le corresponde el código PCM de 1010.

El tercer punto de muestra ocurre con fm3 y la tensión es de -2volts.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

A este punto de muestra le corresponde el código PCM de 0010.

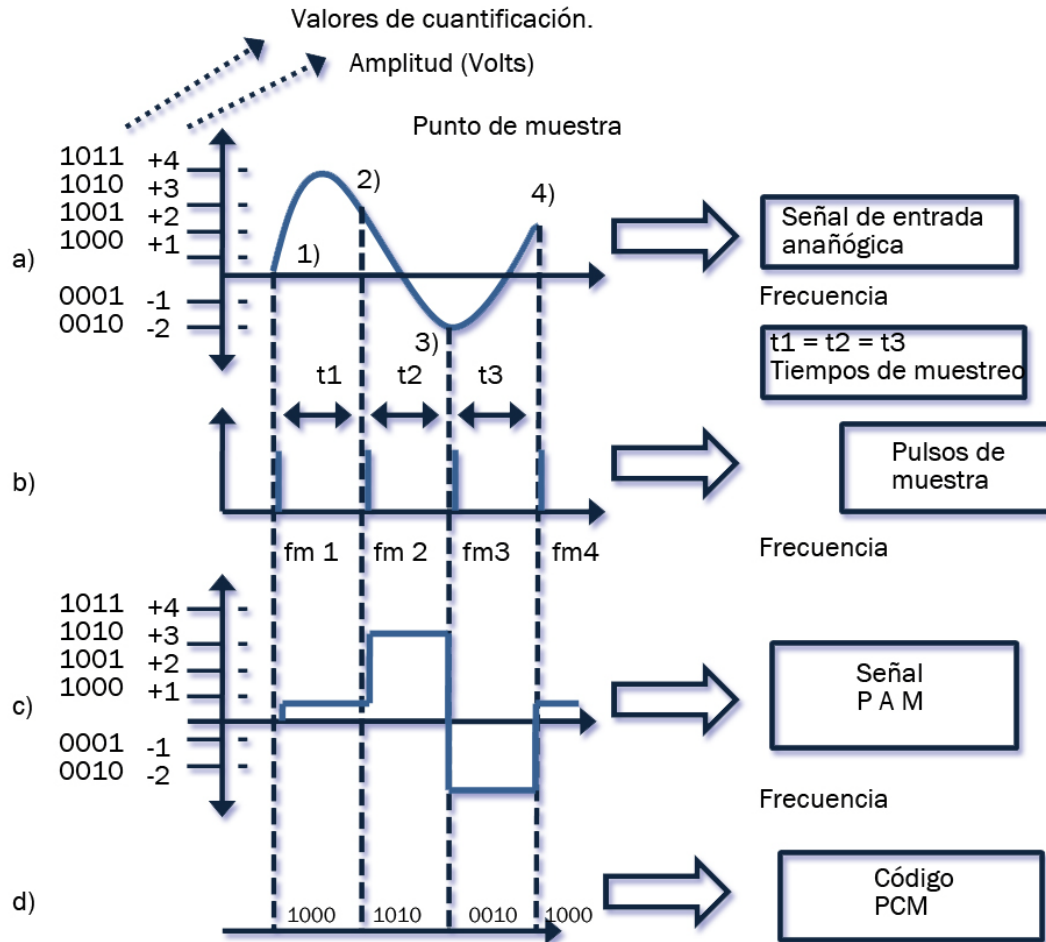


FIGURA 4.7 Proceso de la señal analógica para obtener el código PCM.

4.5 SEÑAL DE AUDIO DIGITAL AES/EBU.

Hemos visto que en algunos casos, la señal de entrada a un compresor de audio MPEG-2 ó dolby AC-3, es una señal PCM.

Otras veces, la señal de entrada a un compresor de audio es una señal AES/EBU.

El audio digital AES/EUB fue desarrollado por la AES y la EBU las primeras recomendaciones fueron publicadas en el año 1985 y posteriormente en el año 1992, introdujeron modificaciones.



El estándar AES/EBU se utiliza en todo tipo de equipos que operan en digital.

Cada muestra es cuantificada a 20 o 24 bits de resolución.

Una señal de audio digital AES siempre consta de dos canales que pueden ser material de audio o sonido estereofónico. También hay una previsión para operación de un solo canal (monofónica) donde el segundo canal de datos digitales es idéntico al primero o tiene datos establecidos como "0"lógico. El formateo de los datos AES se muestra en la Figura 4.8. Cada muestra es transportada por una subtrama, que contiene: 20 bits de datos de muestra, 4 bits de datos auxiliares (ancillary data) - que pueden ser usados para extender la muestra a 24 bits-, otros 4 bits de datos y un preámbulo. Dos subtramas forman una trama que contiene una muestra de ambos canales.

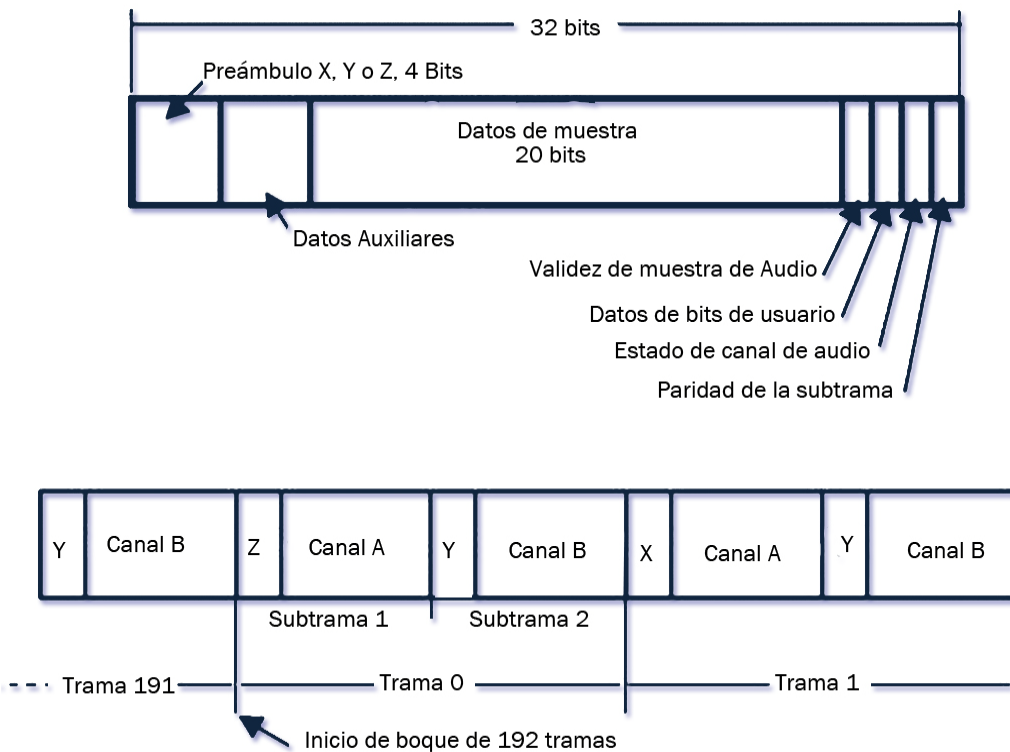


FIGURA 4.8 Formateo de datos de audio AES

Posteriormente, las tramas son agrupadas en bloques de 192 tramas, los cuales definen los límites de los datos de usuario y los bloques de datos de estado de canal. Un preámbulo especial indica la identidad del canal para cada muestra (preámbulo X o Y) y el principio de un bloque de 192 tramas (preámbulo Z). Para minimizar el componente de corriente directa (DC) en la línea de transmisión, facilitar la recuperación de reloj y hacer que la polaridad de interfaz sea insensible, los datos son codificados por el canal como



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

marca bifásica. Los preámbulos específicamente infringen las reglas de las marcas bifásicas para facilitar el reconocimiento y para asegurar la sincronización. Cuando el audio digital es incrustado en el flujo de datos de video digital serial, el inicio del bloque de 192 tramas es indicado por el bit “Z” que corresponde a la ocurrencia del preámbulo de tipo Z.

El bit de validez indica si los bits de muestra en la subtrama son apropiados para la conversión a una señal de audio análoga. Los datos de usuario son proveídos para transportar otra información, como el código de tiempo. Los datos de estado de canal contienen la información relacionada con cada canal de audio. Hay tres niveles de implementación de los datos de estado de canal: mínimo, estándar y mejorado. La implementación estándar es la recomendada para el uso en aplicaciones profesionales de televisión, por lo tanto los datos de estado de canal contendrán información sobre la acentuación de señal, la frecuencia de muestra, el modo de canal (estéreo, mono, etc.), el uso de bits auxiliares (datos de audio extendido a 24 bits u otro uso) y un CRC (Código de redundancia cíclica) para la verificación de errores del bloque de estado de canal total.

Audio Incrustado (Embedded Audio).

Una de las ventajas importantes de SDI (Interconexión Digital Serial) es la habilidad de incrustar (Múltiplexar) varios canales de audio digital en el video digital. Esto es particularmente útil en los sistemas grandes donde el ruteo separado del audio digital vuelve considerable el costo y la garantía de que el audio esté relacionado con el video apropiado es una ventaja. En sistemas más pequeños, tales como una suite de post producción, en general es más económico mantener separado el audio, eliminando así la necesidad de utilizar varios módulos Mux (multiplexor) y Demux (demultiplexor). Al desarrollar el estándar de SDI, SMPTE 259M, una de las consideraciones clave era la habilidad de incrustar al menos cuatro canales de audio en la señal digital serial compuesta que tiene un espacio limitado para los datos auxiliares (ancillary data). Una forma básica del audio incrustado para el video compuesto está documentada en SMPTE 259M y hay una importante cantidad de equipo en el campo que usa este método para ambas señales, compuesta y componentes. Cuando los ingenieros usaron la especificación de SMPTE 259M en sus diseños, se dieron cuenta que se necesitaba un protocolo más definitivo. Se ha estado desarrollando un estándar, apenas propuesto en bosquejo, para el audio incrustado, que incluye cosas tales como, la distribución de muestras de audio dentro del espacio disponible de datos auxiliares (ancillary data) en digital compuesto, la habilidad de transportar audio de 24 bits, los métodos para manejar el clocking asíncrono y frecuencias de reloj distintas a 48 kHz, y especificaciones para el audio incrustado en video digital componente.



4.5.1 Espacio de datos auxiliares (ancillary data).

El video digital compuesto admite datos auxiliares (ancillary data) solamente en su formato serial y solamente en los extremos de las señales de sincronización. Los datos auxiliares (ancillary data) no son transportados en digital compuesto paralelo, ya que los datos paralelos son sólo una representación digital de la señal análoga. Las figuras 4.9 y 4.10 muestran el espacio de datos auxiliares (ancillary data) disponible en señales de digital compuesto que incluye el extremo de sincronización horizontal, los pulsos anchos verticales y los pulsos de ecualización vertical.



FIGURA 4.9 Espacio de datos auxiliares (ancillary data) compuesto.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

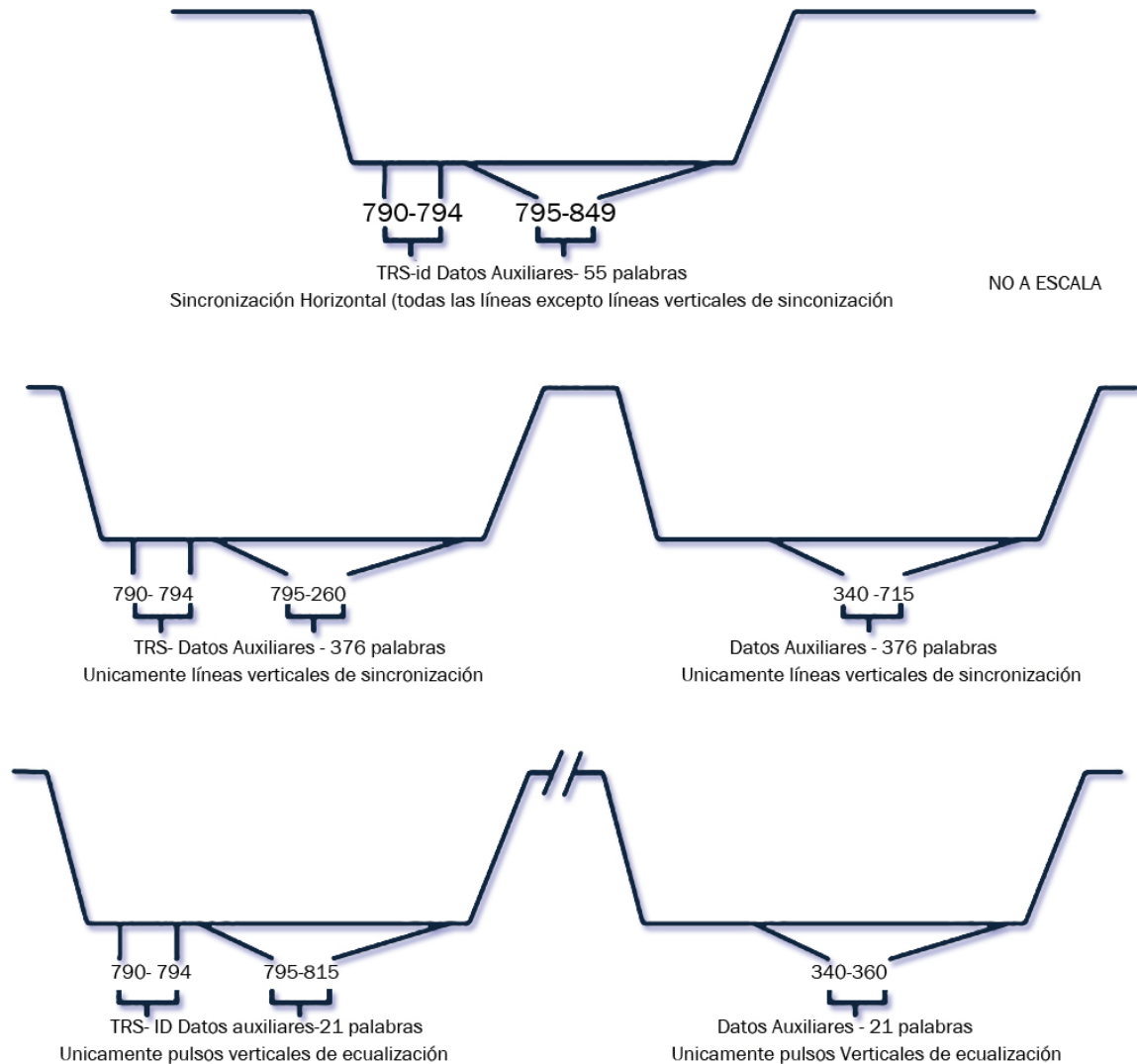


FIGURA 4.10 Palabras de datos auxiliares (ancillary data) disponibles en NTSC.

Una pequeña cantidad de espacio de sincronización horizontal en el extremo está reservada para TRS-ID (señal de referencia de temporización e identificación), la cual es requerida para la estructura de palabras digitales en el proceso de deserialización. Debido a que los datos auxiliares (ancillary data) digitales compuestos sólo están disponibles en el dominio serial, consta de palabras de 10 bits, mientras que las interconexiones paralelas tanto compuestas como componentes podrían ser de 8 ó 10 bits. En la tabla 4.2 se muestra un resumen del espacio de datos digitales auxiliares para NTSC compuesto. Treinta tramas por segundo suministrarán 9.87 Mb/s de datos auxiliares (ancillary data), lo cual es suficiente para cuatro canales de audio incrustado con un poco de su capacidad sobrante. PAL tiene un espacio para datos auxiliares (ancillary data) ligeramente mayor,



por su frecuencia de muestra más alta; sin embargo, rara vez se usa el audio incrustado en PAL digital.

Punta de pulso	Palabras	Por Trama	Total
Horizontal	55	507	27885
Ecuilización	21	24	504
Ancho	376	12	4512
Total de Palabras / trama de 10 bits		32901	

TABLA 4.2 Espacio de datos digitales auxiliares en NTSC

El video digital componente tiene un espacio disponible para datos auxiliares (ancillary data) considerablemente mayor, como se muestra en la Figura 4.11. Están disponibles todos los intervalos horizontales y verticales de supresión, excepto por la pequeña cantidad requerida por las palabras de sincronización EAV (final del video activo) y SAV (inicio del video activo).



FIGURA 4.11 Espacio de datos auxiliares (ancillary data) componente

El espacio de datos auxiliares ha sido dividido en dos tipos, HANC (datos auxiliares horizontales) y VANC (datos auxiliares verticales) siendo definido por SMPTE el uso de HANC y por EBU el uso de VANC. Las longitudes de palabras son de 10 bits en específico para HANC, de tal forma que pueda transportar el audio incrustado en el mismo formato que digital compuesto y 8 bits en específico para VANC, para que pueda ser transportado



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

por videograbadoras D-1 (en las líneas de intervalo verticales que son grabadas). El espacio total de datos se muestra en la Tabla 4.3. En el estándar propuesto se especifican para HANC hasta 16 canales de audio incrustado y hay un gran espacio para más datos.

525 líneas	Palabras	Por trama	Total	Frecuencia en Mb/s
HANC	268	525	140700	42.2
VANC	1440	39	56160	13.5
Palabras totales			198860	55.7

625 líneas	Palabras	Por trama	Total	Frecuencia en Mb/s
HANC	282	625	176250	44.1
VANC	1440	49	70560	14.1
Palabras totales			246810	58.2

TABLA 4.3 Espacio en Componentes de Datos auxiliares (ancillary data) Digitales.

No está disponible todo el espacio de datos de VANC. Por ejemplo, las muestras de luminancia en una línea por campo están reservadas para DVITC (código de tiempo de intervalo vertical digital) y las muestras de crominancia en esa línea pueden estar dedicadas al índice de video. También, sería inteligente evitar el uso de la línea de conmutación de intervalo vertical y quizás también de la línea siguiente donde podrían perderse los datos debido al relock después de que ocurra el cambio.

4.5.2 Formateo de datos auxiliares (ancillary data).

Los datos auxiliares (ancillary data) son formateados en paquetes, antes de multiplexarlos en el flujo de datos de video como se muestra en la Figura 4.12 Cada bloque de datos podría contener hasta 255 palabras de datos de usuario siempre que haya un espacio total de datos disponible para incluir cinco (en compuesto) o siete (en componente) palabras de sobrecarga. Para el digital compuesto, solamente los pulsos verticales de sincronización (anchos) tienen el espacio suficiente para las 255 palabras completas. Se pueden colocar los paquetes de datos múltiples en espacios de datos auxiliares (ancillary data) individuales, proveyendo así de un canal de comunicaciones de datos muy flexible.

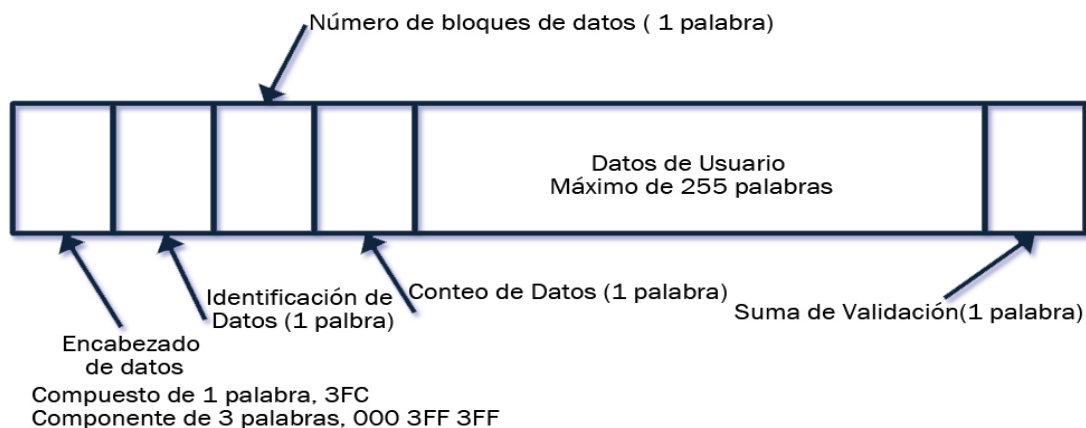


FIGURA 4.12 Formateo de datos auxiliares (ancillary data)

En el principio de cada paquete de datos hay un encabezado que usa valores de palabras, las cuales son excluidas de los datos de video digital y reservadas para propósitos de sincronización. Para video compuesto se usa una sola palabra de encabezado, 3FC_h; mientras que para video componente, se usa un encabezado de 3 palabras, 000_h 3FF_h 3FF_h. Cada tipo de paquete de datos se identifica con una palabra de identificación con datos distintos. Se han definido varias palabras de identificación de datos distintas para organizar los diversos paquetes de datos usados para el audio incrustado. El Número de Bloque de Datos (DBN) es un contador opcional que puede ser usado para proveer de un orden secuencial a paquetes de datos auxiliares (ancillary data), permitiendo a un receptor determinar si existen datos faltantes. Como ejemplo, el DBN con audio incrustado puede ser usado para detectar la ocurrencia de un conmutador de intervalo vertical, permitiendo así que el receptor procese los datos de audio para eliminar el probable “Clic”o “Pop” transitorio. Justo antes de los datos está la palabra de conteo de datos que indica la cantidad de datos en el paquete. Finalmente, después de los datos hay una suma de validación que se utiliza para detectar errores en el paquete de datos.

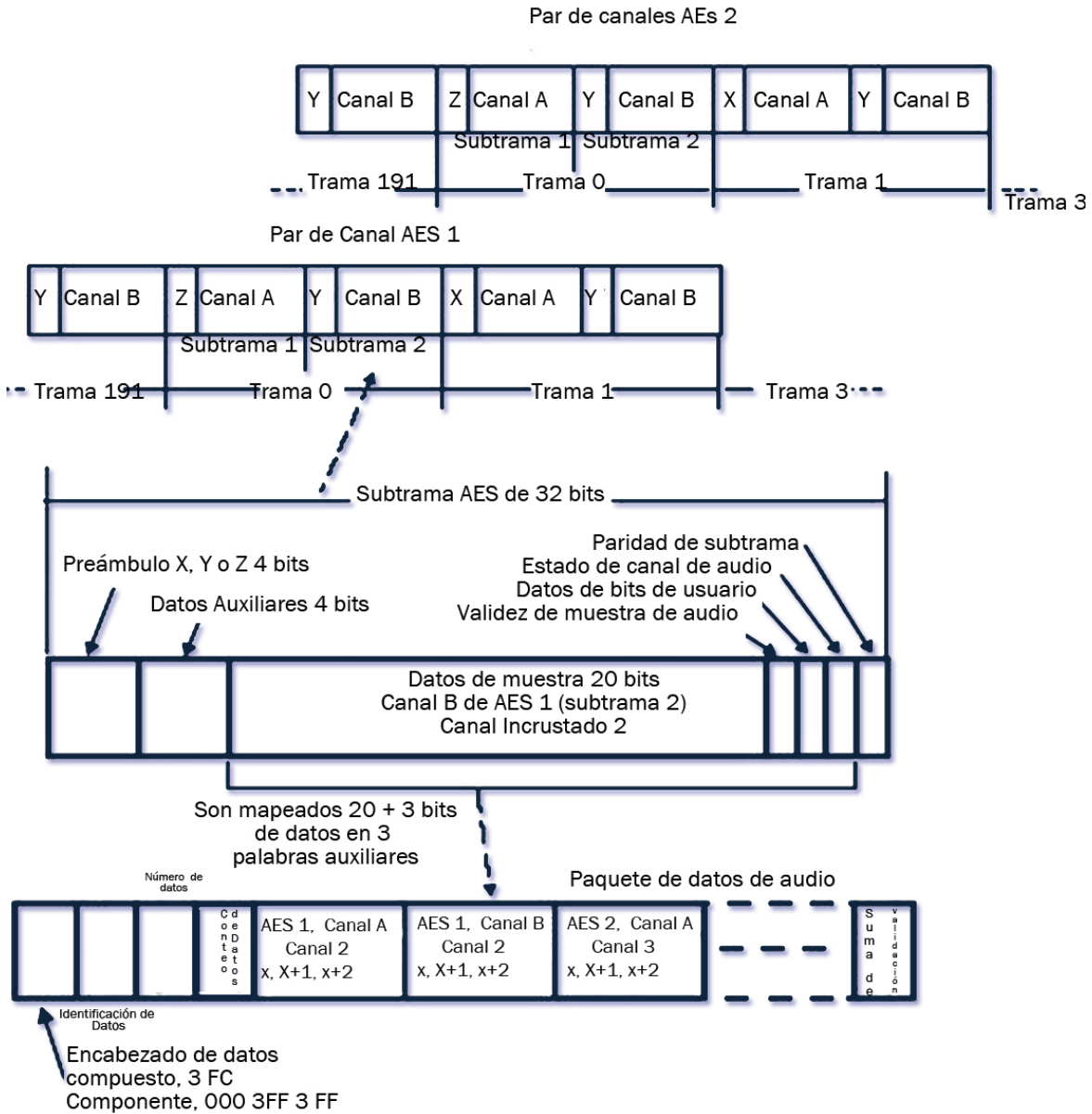
4.5.3 Audio incrustado básico.

El audio incrustado definido en SMPTE 259M provee cuatro canales de datos de audio de 20 bits muestreados a 48 kHz con el reloj de muestra enganchado a la señal de la televisión. Aunque está especificado en la parte de digital compuesto del estándar, el mismo método también se usa para el video digital componente.

Este audio incrustado básico corresponde al nivel A en el estándar propuesto de audio incrustado. Otros niveles de operación proveen más canales, otras frecuencias de muestreo e información adicional sobre los datos de audio. En la Figura 4.13 se muestra el formateo de paquetes de datos de audio incrustado básico derivado del Audio AES.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO



FIGUARA 4.13 Audio Incrustado básico.

Dos pares de canales AES son mostrados como la fuente; sin embargo, es posible que cada uno de los cuatro canales de audio incrustado provenga de una señal AES diferente (implementados en específico en algunas VTR D-1 digitales). El paquete de datos de audio contiene una o más muestras de audio de hasta cuatro canales de audio. Se mapean 23 bits (20 bits de audio más los bits C, U y V), de cada subtrama AES, en tres palabras de video de 10 bits (X, X+1, X+2) como se muestra en la Tabla 4.4.



Bit	X	X+1	X+2
b9	no b8	no b8	no b8
b8	aud 5	aud 14	Paridad
b7	aud 4	aud 13	C
b6	aud 3	aud 12	U
b5	aud 2	aud 11	V
b4	aud 1	aud 10	aud 19 (msb)
b3	aud 0	aud 9	aud 18
b2	bit-1 de canal	aud 8	aud 17
b1	bit-2 de canal	aud 7	aud 16
b0	bit Z	aud 6	aud 15

TABLA 4.4 Distribución de bits de audio incrustado.

El Bit 9 siempre es no-bit 8 para asegurar que no se usen ninguno de los valores de palabra excluidos (3FFh-3FCh ó 003h-000h). El bit Z es configurado como "1" para corresponder con la primera trama del bloque AES de 192 tramas. Los canales de audio incrustado son en esencia independientes (aunque siempre se transmiten en pares), así que el bit Z es configurado como "1" en cada canal, incluso si deriva de la misma fuente AES. Los bits C, U y V son mapeados de de la señal AES; sin embargo el bit de paridad no es el bit de paridad de AES. El Bit 8 en la palabra X+2 es de paridad par para los bits 0 a 8 en las tres palabras. Hay algunas restricciones sobre la distribución de los paquetes de datos de audio, aunque hay una "Cláusula de derechos adquiridos" ("Grandfather Clause") en el estándar propuesto sobre el equipo más viejo, que no puede apegarse a todas las restricciones. Los paquetes de datos de audio no son transmitidos en el espacio horizontal de datos auxiliares (ancillary data) después del conmutador de intervalo vertical normal como está definido en RP 168. Tampoco son transmitidos en el espacio de datos auxiliares (ancillary data) designado para las palabras de verificación de detección de errores como está definido en RP 165. En el video digital compuesto, los paquetes de datos de audio no son transmitidos en pulsos de ecualización. Tener en cuenta estas restricciones "los datos deberían ser distribuidos tan uniformemente como sea posible en todo el campo de video." La razón de esta última sentencia es minimizar el tamaño de buffer del receptor, que es un factor importante para transmitir el audio de 24 bits en sistemas digitales compuestos. Para el nivel A básico, esto resulta en tres o cuatro muestras de audio por canal en cada paquete de datos de audio.



4.5.4 Audio incrustado extendido.

El audio incrustado con todas las características definidas en el estándar propuesto incluye:

- Transportar los 4 bits auxiliares de AES (que pueden ser usados para extender las muestras de audio a 24 bits)
- Permitir la operación de reloj asíncrono
- Permitir otras frecuencias de muestreo distintas a 48 kHz
- Suministrar información de demora de audio a video para cada canal
- Documentar las identificaciones de datos para admitir hasta 16 canales de audio en sistemas digitales componentes
- Contar "Tramas de audio" para sistemas de 525 líneas.

Se han definido dos paquetes adicionales de datos para concordar con estas características. Los paquetes extendidos de datos transportan los 4 bits auxiliares de AES, formateados para que una palabra de video contenga los datos auxiliares (ancillary data) para dos muestras de audio, como se indica en la Figura 4.14. Los paquetes extendidos de datos deben estar ubicados en el mismo espacio de datos auxiliares (ancillary data) que los paquetes asociados de datos de audio y deben seguir a los paquetes de datos de audio.

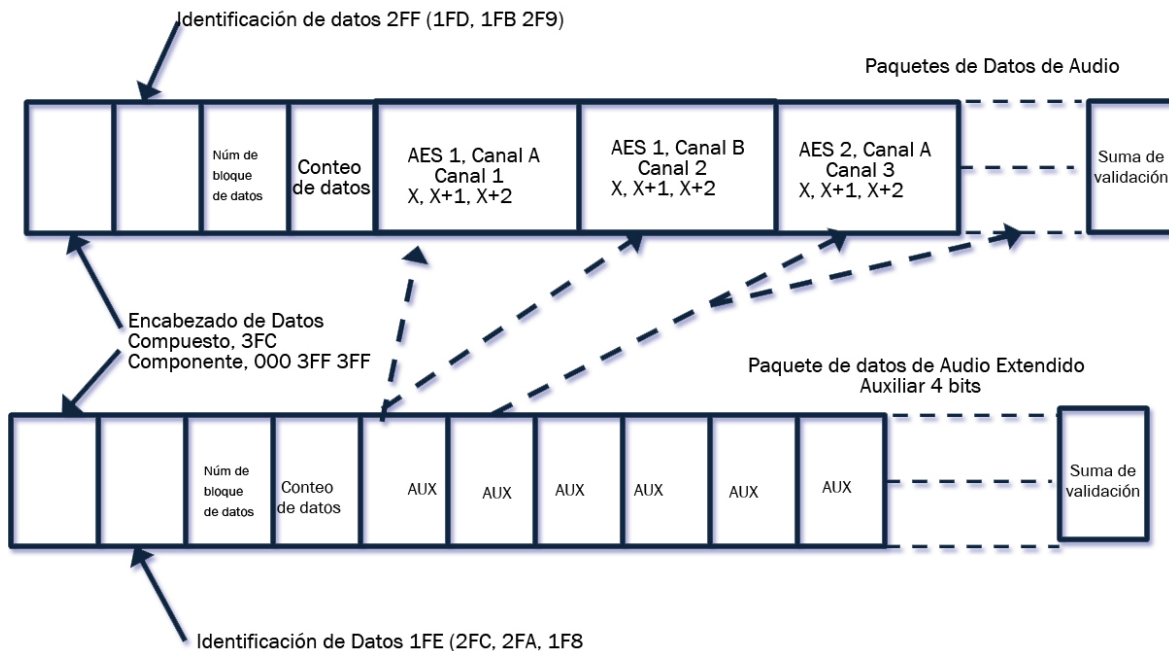


FIGURA 4.14 Audio incrustado extendido.



El paquete de Control de audio (mostrado en la Figura 4.15) es transmitido una vez por campo en el segundo espacio horizontal de datos auxiliares (ancillary data) después del punto de conmutación de intervalo vertical. Contiene información sobre el número de trama de audio, frecuencia de muestreo, canales activos y la demora relativa de audio a video de cada canal. La transmisión de paquetes de control de audio es opcional en la operación asíncrona de 48 kHz y forzosa para cualquier otro modo de operación (debido a que contiene la información respecto a qué modo se está usando).

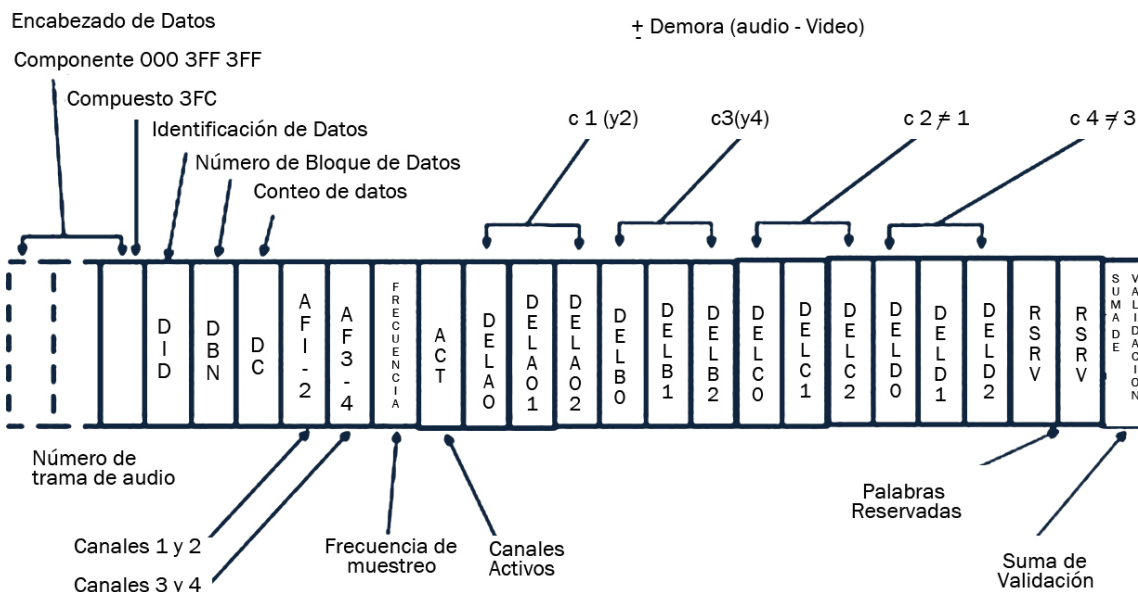


FIGURA 4.15 Formato de paquete de control de audio.

Los números de trama de audio son un efecto secundario de la operación en 525 líneas, con 29.97 tramas por segundo. En ese sistema hay exactamente 8008 muestras de audio en exactamente cinco tramas, lo que significa que hay un número no entero de muestras por trama. Una secuencia de trama de audio es el número de tramas para un número entero de muestras (en este caso cinco) y el número de trama de audio indica a qué lugar de la secuencia pertenece una trama en específico. Esto es importante cuando se conmuta entre fuentes, porque cierto equipo (sobre todo las videograbadoras digitales) requiere que la operación síncrona sea consistente para prevenir que la memoria buffer sea desbordada o infrutilizada. Cuando se planea una conmutación frecuente, se deberá diseñar equipo de recepción que añada o elimine una muestra después de la conmutación para los cuatro de cada cinco casos en que la secuencia se rompe. El desafío en tal sistema es detectar que ha ocurrido un cambio por el conmutador. Esto puede facilitarse con el uso del número de bloque de datos en la estructura de formato de datos auxiliar e incluir un contador de tramas opcional con los bits sin usar en la palabra de número de trama de audio del paquete de control de audio.



DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

La información de demora de audio contenida en el paquete de control de audio usa por omisión el modo de par de canal. Es decir, Demora A (Demora 0-2) sirve para ambos canales, 1 y 2, a menos que la demora del canal 2 no sea igual a la del canal

En tal caso, la demora del canal 2 está ubicada en Demora C. La frecuencia de muestreo debe ser igual para cada canal en un par, por lo tanto los datos en "ACT" proveen solamente de dos valores, uno para los canales 1 y 2 y el otro para los canales 3 y 4. Para poder proporcionar hasta 16 canales de audio en sistemas digitales componentes el audio incrustado es dividido en grupos de audio que corresponden a la operación básica de cuatro canales. A cada uno de los tres tipos de paquete de datos se le asignan cuatro identificaciones de datos, como se muestra en la Tabla 4.5

Tabla 3-4. Identificaciones de datos para una operación de hasta 16 canales

	Canales de Datos	Paquetes de Datos de Audio	Paquete Extendido de Datos	Paquete de Control de Audio
Grupo 1	39904	1FF	1FE	1EF
Grupo 2	40030	1FD	2FC	2EE
Grupo 3	40156	1FB	2FA	2ED
Grupo 4	13-16	2F9	1F8	1EC

TABLA 4.5 Identificaciones de datos para una Operación de hasta 16 canales.

4.5.5 Tamaño de buffer de receptor.

En el video digital componente, el buffer de receptor en un demultiplexor de audio no es un asunto crítico, ya que hay mucho espacio de datos auxiliares (ancillary data) disponible y pocas líneas de exclusión de datos auxiliares (ancillary data) de audio. El caso de video digital compuesto es completamente diferente, debido a la exclusión de datos en los pulsos de ecualización; y aún más importante, a la distribución de paquete de datos requerida por el audio extendido. Por esta razón, el estándar propuesto requiere de un buffer en el receptor de 64 muestras por canal con una "Cláusula de derechos adquiridos" ("Grandfather Clause") de 48 muestras por canal para advertir a los diseñadores de las limitaciones en equipos más viejos. En el estándar propuesto, el nivel A define una distribución de muestra que permita el uso de un receptor de buffer de 48 muestras por canal, mientras que otros niveles generalmente requieren el uso del buffer especificado de 64 muestras.

La determinación del tamaño del buffer para sistemas NTSC digitales es analizada en la sección mencionada, sin embargo el resultado es muy parecido en sistemas digitales PAL.

El muestreo síncrono a 48 kHz da exactamente 8008 muestras en cinco tramas, lo que se calcula como $8008 \div (5 \times 25) = 3.051$ muestras por línea. Por lo tanto, la mayoría de las



HDTV

líneas pueden transportar tres muestras por canal mientras que otras deben transportar cuatro muestras por canal. En NTSC digital, cada extremo de sincronización horizontal tiene espacio para 55 palabras de datos auxiliares (ancillary data). La Tabla 4.6 muestra cómo se usan esas palabras en el audio de cuatro canales de 20 y 24 bits (la sobrecarga incluye el encabezado, la identificación de datos, el conteo de datos, etc.). Debido a que se necesitarían otras 24 palabras de video para transportar una muestra adicional por canal para cuatro canales de audio de 24 bits y eso excedería el espacio de 55 palabras, no puede haber más de tres muestras por línea de audio de 24 bits.

4 canales	Audio de 20 bits	Audio de 24 bits	
	3 - muestras	4 muestras	3 muestras
Sobrecarga de Datos de Audio	5	5	5
Datos de muestra	36	48	36
Sobrecarga de Datos Extendidos			5
Datos auxiliares (ancillary data)			6
Total	41	53	47

FIGURA 4.16 Muestras Máximas por cada extremo de sincronización de NTSC.

Se requiere un buffer de muestra de receptor para almacenar las muestras necesarias para proporcionar la salida ininterrumpida requerida durante el tiempo de operación de los pulsos de ecualización y las otras líneas excluidas (la línea de conmutación de intervalo vertical y la línea siguiente). Cuando solo se requiere el audio de 20 bits la “Distribución equilibrada de muestras” ordena que algunas líneas horizontales transporten cuatro muestras por canal, obteniendo como resultado un tamaño de buffer más pequeño de 48 muestras o menos dependiendo del tipo de buffer. Al utilizar solamente el primer pulso ancho de cada línea de sincronización vertical, cuatro o cinco muestras en cada pulso ancho proveerán una distribución equilibrada y satisfactoria. Esto es conocido como nivel A. Sin embargo, si se utiliza audio de 24 bits o si la distribución de muestras permite audio de 24 bits, aunque no los use; no puede haber más de tres muestras por espacio horizontal de datos auxiliares (ancillary data) para un sistema de cuatro canales. Se requiere del primer pulso ancho de cada línea de sincronización vertical para transportar 16 ó 17 muestras por canal para conseguir la mejor “Distribución equilibrada”. Esto resulta en un requerimiento de buffer de 80 muestras por canal o menos, dependiendo del tipo de buffer. Para llegar al buffer de 64 muestras por canal, se requiere un buffer inteligente.

Hay dos tipos comunes de buffer que son equivalentes para el propósito de entender los requerimientos para cumplir con el estándar propuesto. Uno es el buffer PEPS (primeras entradas, primeras salidas) y el otro es un buffer circular. Los buffers inteligentes tienen las siguientes habilidades de carga sincronizada:



- Buffer PEPS - mantiene las “lecturas” hasta que un número específico de muestras ingresan al buffer (requiere un contador) y no lee ni escribe hasta un momento especificado (requiere sincronización vertical).
- Buffer Circular - configura la dirección de lectura (read address) para que sea un número de muestras especificado después de la dirección de escritura (write address) en un momento especificado (requiere sincronización vertical).

Al utilizar un buffer inteligente los tamaños mínimos son de 24 muestras por canal para la operación de 20 bits y 40 muestras por canal para la operación de 24 bits. Debido a los diferentes requisitos para los dos tipos de distribución de muestras, el tamaño mínimo de buffer inteligente para ambos números de bits por muestra es 57 muestras. Por lo tanto, sería adecuado un buffer inteligente de 64 muestras por canal.

En el caso de un buffer “no tan inteligente”, las direcciones de lectura y escritura para un buffer circular deben estar lo suficientemente separadas para manejar una ampliación o reducción de 40 muestras. Esto quiere decir que el tamaño del buffer debe ser de 80 muestras para el audio de 24 bits o para la operación automática de ambos tamaños de muestra. Por lo tanto, se requiere un buffer inteligente de 64 muestras por canal para cubrir las especificaciones del estándar propuesto.

4.5.6 Sistematizando Audio de AES/EBU.

El video y el audio digital serial se están haciendo comunes en las instalaciones de producción y post-producción, así como en las estaciones de televisión. En muchos casos, el video y el audio son fuentes conjuntas; y sería deseable mantenerlos unidos y tratarlos como un solo flujo de datos digitales seriales. Esto tiene, como un ejemplo, la ventaja de poder mantener las señales en el dominio digital y conmutarlas con un interruptor de ruteo de video digital serial. En las situaciones ocasionales en que es deseable separar algunas de las fuentes de audio, el audio digital puede ser desmultiplexado y conmutado aparte por medio de un interruptor de ruteo de audio digital AES/EBU.

En el sitio de recepción, después de que el audio multiplexado ha pasado por un interruptor de ruteo digital serial, podría ser necesario extraer el audio del video para que se pueda editar, suavizar el sonido o realizar otro procesamiento. Esto requiere que un desmultiplexor separe el audio AES/EBU del video digital serial. La salida de un desmultiplexor típico tiene un video digital serial BNC, así como conectores para los dos pares de señales estéreo de audio digital de AES/EBU.



CAPITULO V COMPRESION AC-3

5.1 SISTEMA DE COMPRESIÓN DE AUDIO.

En la figura 5.1 se muestra un sistema de compresión de audio. Este no difiere en general del visto anteriormente, para las señales de video, audio y datos.

Las distintas señales de audio digitales, ingresan a cada compresor de audio para ser comprimidas en el estándar de Audio (MPEG-2 ó Dolby AC-3). A la salida de cada compresor tenemos formados los PES de audio. Cada uno de estos PES junto a otros PES de video del sistema, se combinan en el Multiplex de transporte.

A la salida de este múltiplex tenemos formato de flujo de transporte MPEG-2.

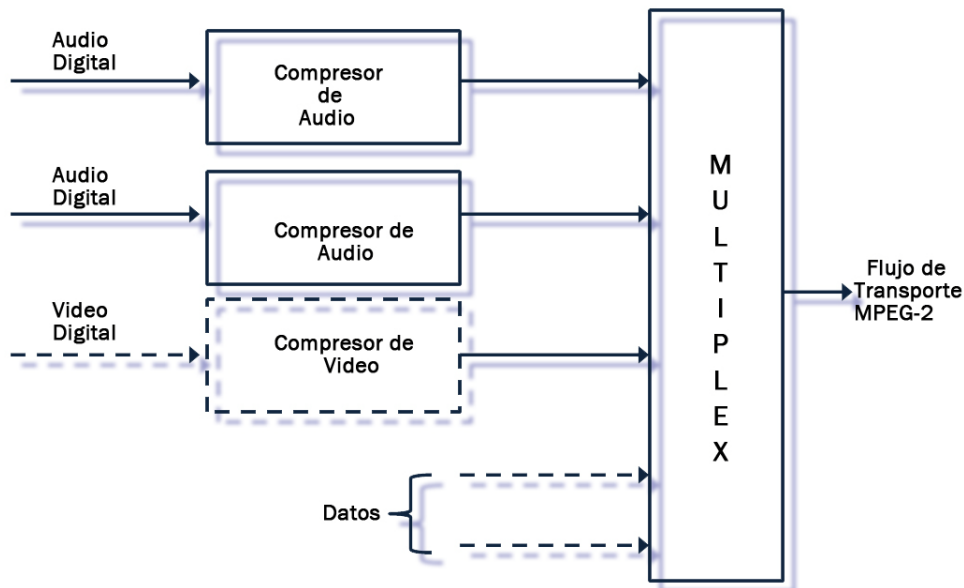


FIGURA 5.1 Compresión de audio en el sistema.

5.2 UMBRAL DE ENMASCARAMIENTO.

Para efectuar el proceso de compresión, se aprovechan las deficiencias del oído humano. Para ello se crea un modelo de enmascaramiento denominado psicoacústico. Este modelo, representa una curva de sensibilidad de oído en función de la frecuencia.

Se ha determinado que la máxima sensibilidad del oído se encuentra aproximadamente entre 1KHz y 5 KHz.



En la figura 5.2 a) se representa la curva del umbral de audición en función de la frecuencia.

Esta es obtenida graficando el nivel de presión sonora (dB) en función de la frecuencia (Hz). Esta curva se obtiene cuando se está en zona de silencio, o sea sin ninguna señal perturbadora. Nótese que la curva de umbral abarca todo el espectro.

Esta curva es modificada cuando se está en presencia de cualquier tipo de ruido.

En la figura 5.2 b) se obtiene una modificación del umbral por la aplicación de un tono de 1 KHz.

Las señales cuya amplitud se encuentran por debajo de esa curva, no son audibles.

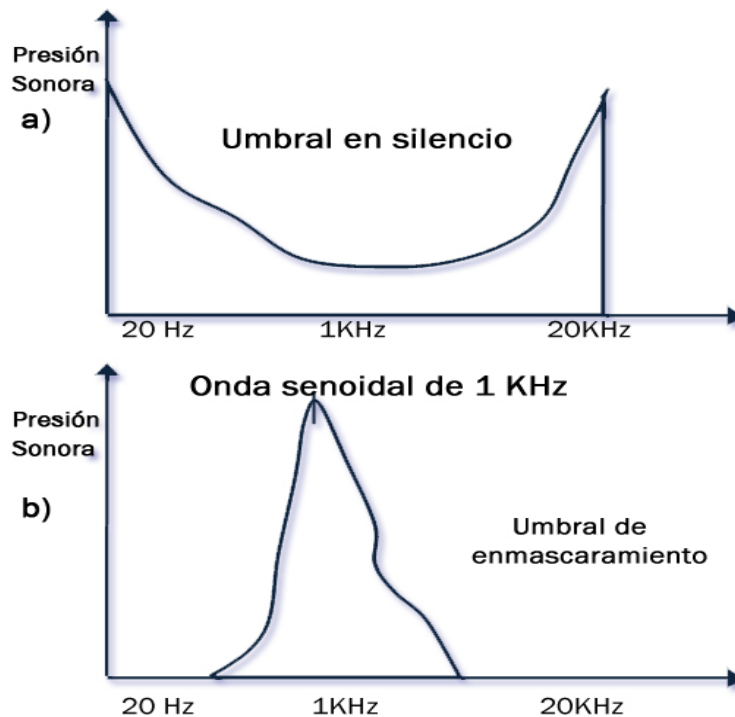


FIGURA 5.2 Curva del umbral del oído.
Reproducida con permiso de TEKTRONIX.

En el proceso de compresión de audio, se aplica una curva de enmascaramiento espectral, que representa el umbral de audición. Todos los sonidos que sobrepasan este umbral en principio son audibles, ver figura 5.3



Compresión de Video Digital.

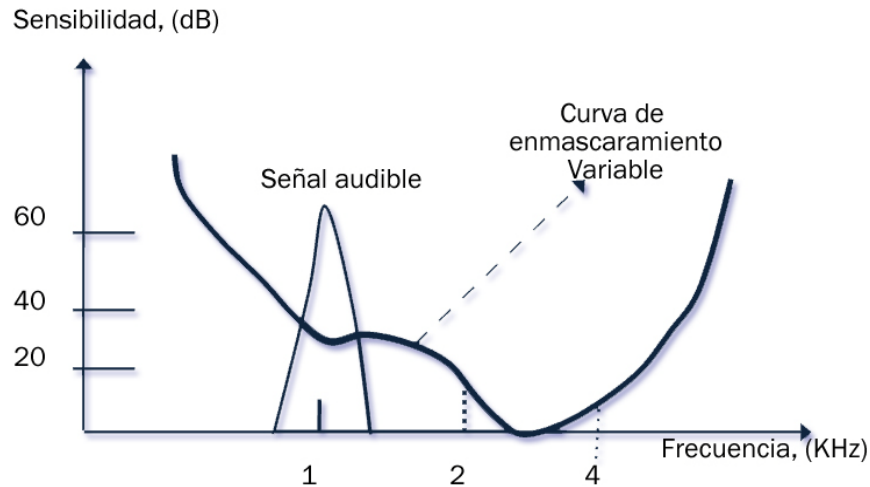


FIGURA 5.3 Curva de enmascaramiento espectral.

Amanera de ejemplo, supongamos tener una señal de 1 KHz y que supera los 30 dB del umbral de la curva de enmascaramiento. Esta señal es audible, ya que la intensidad que posee la misma sobrepasa la curva.

60

5.3 COMPRESIÓN DE AUDIO DOLBY AC-3.

El sistema de compresión de Audio AC-3 ha sido desarrollado por los laboratorios Dolby de EE.UU. Este utiliza el algoritmo de compresión AC-3, para codificar hasta seis canales de Audio Dolby Digital.

De estos seis canales, cinco tienen una respuesta de 20 Hz a 20 KHz y el sexto canal es de baja frecuencia con una respuesta de 20 a 120 Hz. Estos seis canales digitales se denominan 5.1.

El 0.1 es un canal de baja frecuencia denominado LFE (Low Frequency Effects).

La separación entre los distintos canales es de 90 dB.

Los seis canales de entrada al compresor son los siguientes:

Estéreo Izquierdo	Estéreo Derecho	Central	Surraund Izquierdo	Surraund Derecho	Canal de baja Frecuencia
-------------------	-----------------	---------	--------------------	------------------	--------------------------

FIGURA 5.4 Canales de entrada al compresor.



En la figura 5.4 se representan los seis canales a través de un compresor AC-3.

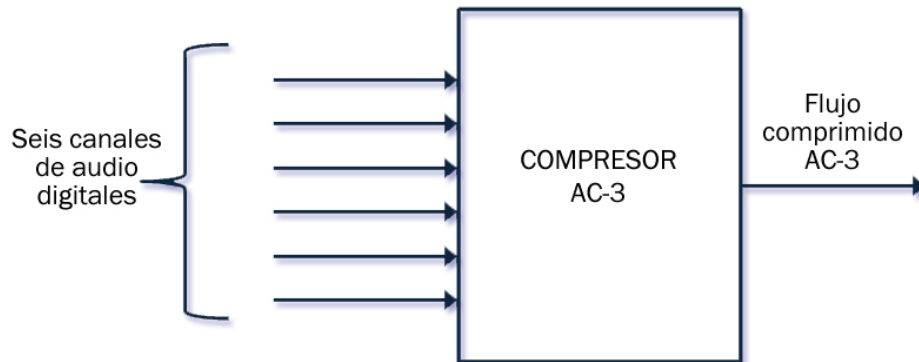


FIGURA 5.4 Compresor AC-3

Cada uno de estos tiene una velocidad binaria que viene dada por;

Velocidad binaria = frecuencia de muestreo x cantidad de bits por muestra de resolución.

Esta señal, ha sido muestreada con una frecuencia de muestreo de 48Khz y cuantificada a una resolución de 20 bits por muestra. Entonces la velocidad binaria será en este caso;

Velocidad Binaria por canal = 48KHz x 20 bits = 960 Kbps

Velocidad Binaria 6 canales = 960 KHz x 6 = 5.76 Mbps.

Esta es la velocidad total de los seis canales de audio.

A la salida del compresor tenemos un flujo comprimido en AC-3 de 384 Kbps. Este flujo está compuesto por seis canales comprimidos.

La relación de compresión (RC) aplicada en este caso es:

RC= Velocidad de entrada / Velocidad de salida = 5.760/384 = 15

RC = 15: 1

Para este ejemplo, se ha aplicado una relación de compresión de 15: 1.

5.4 EL SISTEMA DE COMPRESIÓN AC-3.

El sistema de compresión AC-3 emplea un algoritmo de compresión digital que provee alta ganancia de codificación.



Compresión de Video Digital.

El sistema de compresión de audio AC-3, puede comprimir seis canales de audio desde una fuente PCM o AES/EBU. Estos datos comprimidos representan un flujo de bits serie de 32 hasta 640 KHz.

La codificación AC-3 soporta señales de audio muestreadas a 44.1 y 48 MHz, como así también señales sobre muestreadas a 96 KHz.

En la figura 5.5 se representa en forma simple un sistema de compresión y de-compresión AC-3.

Analicemos el primer término del proceso de compresión.

El codificador está compuesto por tres etapas básicas; un banco de filtros (análisis), un asignador de bits y un cuantificador.

La señal AES/EBU ó PCM de entrada se convierte en bloques de 512 muestras cada uno.

En el banco de filtros (Análisis), las muestras de audio se transforman del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Este cambio de dominio transforma la muestra en coeficientes. De esta manera, la codificación resulta ser más eficiente a efectos de realizar la compresión psicoacustica. Los coeficientes pueden cuantificarse en forma grosera.

En el banco de filtros (Análisis), se efectúa la transformación del dominio del tiempo al de la frecuencia, mediante una transformada rápida de Fourier.

Se utiliza esta transformada, pues permite quitar todas las redundancias que se había introducido durante el proceso de creación de los bloques.

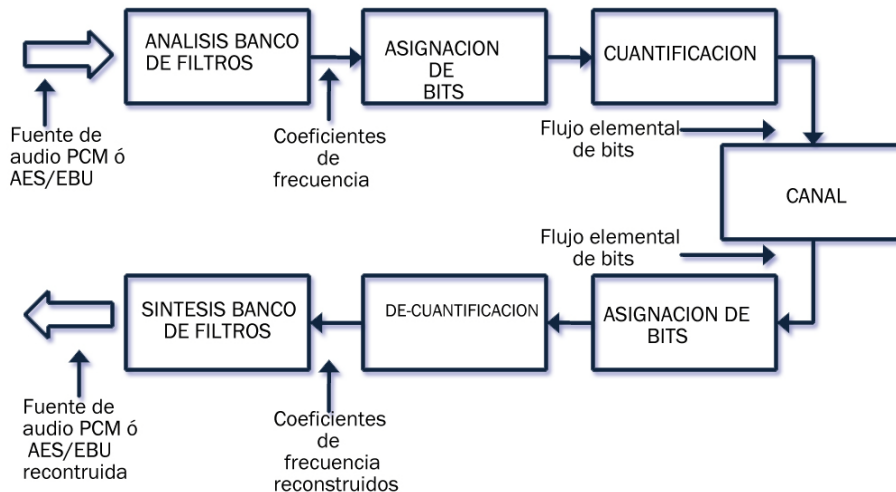


FIGURA 5.5 Sistema de compresión y De-compresión AC-3
Reproducida con permiso de ATSC (Advanced Television Systems Committee).



En la segunda etapa de codificación se efectúa la asignación de bits. Esta asignación, determina la relación señal a ruido (S/N) que se aplicará a cada coeficiente de frecuencia.

En la etapa siguiente, se cuantifican los coeficientes con la precisión necesaria, para formar el flujo de bits AC-3 codificado.

En el decodificador se realiza el proceso inverso. Los coeficientes se de-cuantifican del flujo elemental de bits, dando como resultado los coeficientes de frecuencia.

El banco de Filtros (síntesis), se efectúa el proceso inverso al del banco de filtros (Análisis). Este convierte los coeficientes de frecuencia a muestras en el dominio del tiempo.

5.5 BANCO DE FILTROS (ANÁLISIS).

El sistema de compresión AC-3 emplea un banco de filtros (Análisis) a la entrada. Este banco tiene dos funciones; en primer lugar las muestras de la señal de entrada son convertidas del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

En segundo lugar en este banco se denomina una notación de punto flotante, como se verá luego.

En la figura 5.6 se representan los bloques de muestras formados a partir de la señal AES/EBU ó PCM de entrada. Cada uno de estos bloques tiene 512 muestras superpuestas. Por cada 256 nuevas muestras, se forma un nuevo bloque con estas muestras y las 256 muestras previas.

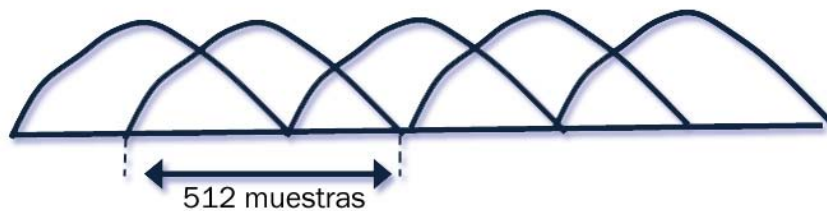


FIGURA 5.6 Bloques de muestras que se forman a partir de la señal de entrada.
Reproducida con permiso de TEKTRONIX.

En el mismo Banco de filtros (Análisis), además de la transformación del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, como habíamos mencionado, se realiza con los coeficientes una notación binaria de punto flotante.

A manera de ejemplo, una palabra de 16 bits en notación binaria con base 2 es:
0,0000 0000 1011 0010



El número inicial de ceros (en este caso ocho), se convierte en el exponente y el valor de la derecha (8 bits), se convierte en la mantisa. Esta será cuantificada en forma grosera.

Los exponentes y las antisas se codifican en flujo de bits del cuadro de sincronismo AC-3.

5.6 CODIFICACIÓN DE LOS EXPONENTES Y LAS MANTISAS.

A efectos de reducir la cantidad de bits, se codifican los exponentes y las mantisas. Analizaremos primero el caso de los exponentes, el cual pueden tener distintas alternativas en el proceso.

En primera instancia, puede ocurrir que al examinar los seis bloques de audio del cuadro AC-3, se encuentren pequeñas diferencias entre los distintos exponentes.

En este caso habrá una reducción de la cantidad de datos a codificar por un factor de 6.

En segunda instancia, puede ocurrir que existan diferencias significativas entre los distintos exponentes de los bloques. En este caso, los exponentes se codifican en forma diferencial. Esto significa que el primer coeficiente se codifica como absoluto y luego se codifica la diferencia entre este exponente y el siguiente esta técnica reduce la velocidad de datos por un factor de 2.

Otro tipo de codificación se produce cuando el espectro es plano. En este caso, un juego de exponentes cubre uno o dos bloques, los exponentes diferenciales pueden compartirse entre dos o cuatro coeficientes de frecuencia. Esto genera un ahorro adicional de 2 0 4 bits de por coeficiente.

La precisión de los coeficientes de frecuencia, depende de la longitud en bits que tiene cada palabra. Esta puede ser de 16 a 24 bits.

Cada mantisa es cuantificada entre 0 y 16 bits. La cuantificación esta determinada por la asignación de bits.

En la figura 5.7 se representa un codificador de audio AC-3. Este diagrama es mas completo que el codificador de las figuras anteriores.

Podemos apreciar que el banco de filtros (Análisis), además de la transformación del dominio del tiempo al de la frecuencia mediante una Transformada Rápida de Fourier, También se aplica una notación de punto flotante. En esta notación se genera para cada coeficiente un exponente y una mantisa.

Los exponentes son codificados en forma grosera de acuerdo a una codificación sobre espectral. Este sobre espectro, es el corazón de la asignación de bits y es utilizado para determinar la cantidad de bits que utilizara cada mantisa.



El sobre espectro y la cuantificación grosera de las mantisas para los seis bloques de audio son formateados en cuadro de AC-3.

En este flujo tenemos el cuadro codificado, que es un cuadro de sincronismo AC-3. Este cuadro esta compuesto por seis bloques y un total 1536 muestras.

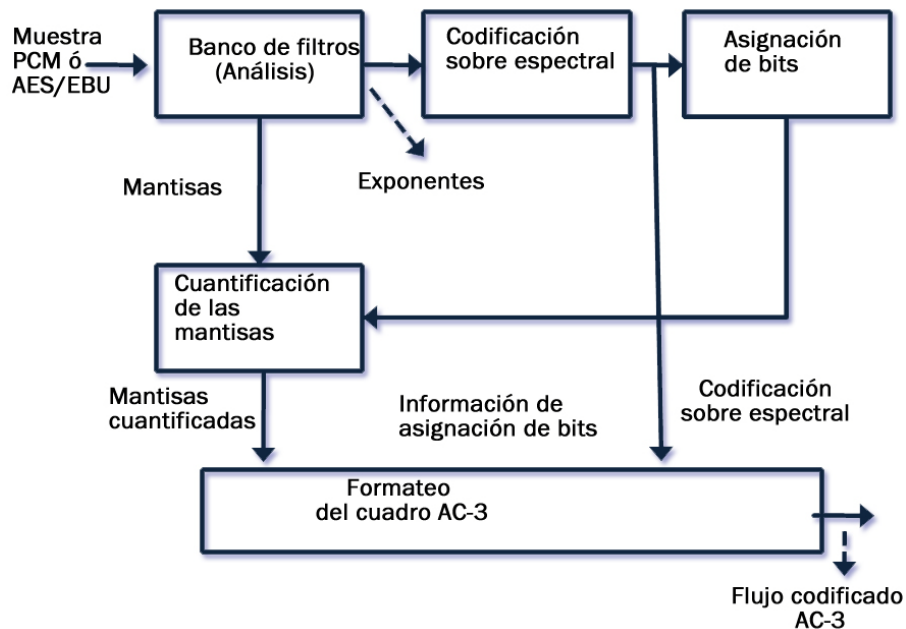


FIGURA 5.7 Codificador AC-3
Reproducida con permiso de ATSC (Advanced Television Systems Committee).

En la figura 5.8 se representa el diagrama de un decodificador AC-3.

El proceso realizado en el codificador, es el inverso al realizado en el codificador.

El flujo de datos codificado se deformata en una codificación sobre espectral y mantisas cuantificadas.

Se aplica la rutina de asignación de bits y el resultado es un desempaquetamiento y una decuantificación de las mantisas. El sobre espectro es decodificado para producir los exponentes.

Los exponentes y las mantisas son transformados en el banco de filtros (síntesis), del dominio de la frecuencia (coeficiente) al dominio del tiempo (Muestras). Esto es a efectos de producir la decodificación de las muestras en AES/EBU ó PCM.



Compresión de Video Digital.

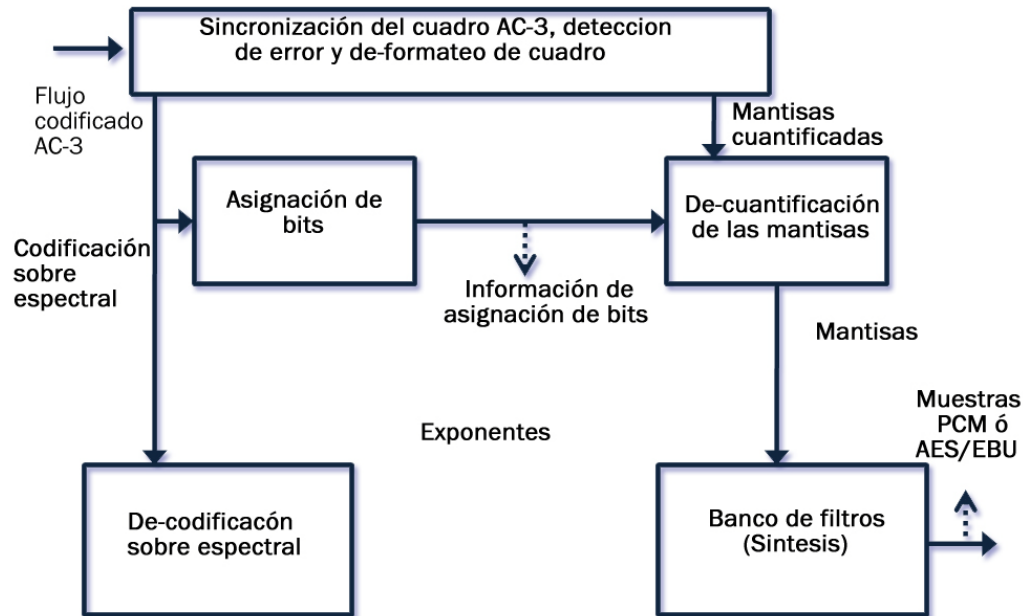


FIGURA 5.8 Decodificador AC-3

De acuerdo al estándar de compresión de audio ATSC (revisión A), el codificador es mas complejo que el analizado en la figura 5.8

Para ello, el estándar tiene las siguientes consideraciones de complejidad:

- Al flujo codificado AC-3, se le agrega una cabecera que lleva información sobre la relación de muestreo utilizado, velocidad binaria, número de canales codificados que transporta ese flujo etc. Esta cabecera mantiene la sincronización del flujo desde el codificador al decodificador.
- Los códigos de inserción de errores se insertan en un determinado orden. Esto le permite al decodificador reconocer si el flujo recibido esta libre de error.
- La resolución espectral del banco de filtros (Análisis), puede ser dinámicamente alterada para un mejor apareamiento de las características tiempo/frecuencia de cada bloque de audio.
- La codificación sobre espectral puede ser de resolución variable en tiempo y frecuencia.
- La rutina de asignación de bits puede efectuarse en forma más compleja, a efectos de ser mas optima la asignación.
- En alta frecuencia, los canales de audio pueden ser acoplados juntos, para alcanzar alta ganancia de codificación en operaciones de baja velocidad binaria.
- Operando en modo de dos canales, el proceso de remasterizado puede ser seleccionado para proveer ganancia de codificación adicional y permitir mejores resultados en ambos canales, cuando se decodifican con decodificadores de matrizado surround.



El decodificador es más complejo que el analizado anteriormente por lo que se deben tomar en cuenta las siguientes consideraciones.

- a) el ocultamiento de errores puede ser aplicado en caso de detectarse errores de datos.
- b) Los canales con contenidos de alta frecuencia que se habían acoplado juntos pueden desacoplarse.
- c) El dematrizado puede ser aplicado en modo de dos canales, cuando estos han sido previamente rematrizados.
- d) La resolución del banco de filtros (Síntesis), puede ser alterada dinámicamente, de la misma manera que había sido alterada en el banco de filtros (Análisis) del codificador.

5.7 CUADRO DE SINCRONIZACIÓN AC-3.

El flujo de bits de audio codificado o comprimido AC-3, esta compuesto de cuadros de sincronización. En la figura 5.9 se representa un cuadro AC-3.

Cada cuadro de sincronización contiene 6 bloques de audio codificados, desde (AB 0) hasta (AB 5). Cada uno de estos bloques tiene 256 nuevas muestras de audio. De esta forma tenemos seis bloques con un total de 1536 muestras.

Cada uno de estos bloques transporta los exponentes, la asignación de bits y las mantisas, además de otro tipo de información.

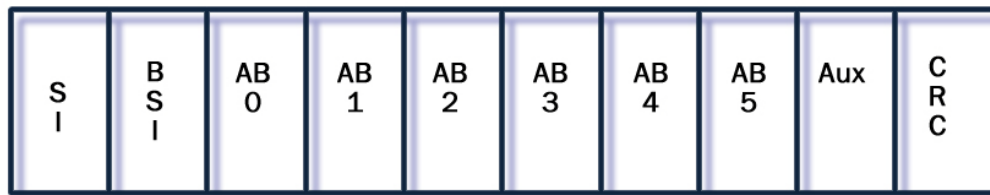


FIGURA 5.9 Cuadro de sincronización AC-3.
Reproducida con permiso de ATSC (Advanced Television Systems Committee).

La duración total de un cuadro completo, tal como se muestra en la figura 5.9, tiene una duración de 32 miliseg.

El cuadro comienza con una cabecera de información (SI). Esta contiene la información necesaria para mantener la sincronización del cuadro.

A continuación tenemos un bloque (BSI). Este contiene los parámetros que describen los servicios de audio codificado.

Luego tenemos los seis bloques de audio codificado con 256 muestras cada uno.

Seguidamente tenemos un bloque de datos auxiliares. Luego, le sigue un chequeo de redundancia cíclica (CRC), que detecta los errores pero no los corrige.



5.8 TIPOS DE CODIFICACIÓN DEL DOLBY DIGITAL.

A partir de un flujo 5.1 codificado AC-3, la decodificación puede efectuarse de varias maneras, ver figura 5.10

El decodificador (A) decodifica el flujo 5.1 (que había sido comprimido en AC-3), en un flujo 5.1. Aquí, tenemos los seis canales de audio originales, a una velocidad binaria total de 5.76 Mbps.

El decodificador (B) decodifica este mismo flujo, en dos canales (izquierdo y derecho del estéreo), a una velocidad binaria de 1.92 Mbps.

El decodificador (C) decodifica el mismo flujo, en un canal mono solamente y a una velocidad binaria de 960 KHz.

Por ultimo el decodificador (D) decodifica el mismo flujo en dos canales a saber; izquierdo y derecho surround. Ambos canales tienen una velocidad binaria de 1.92 Mbps.

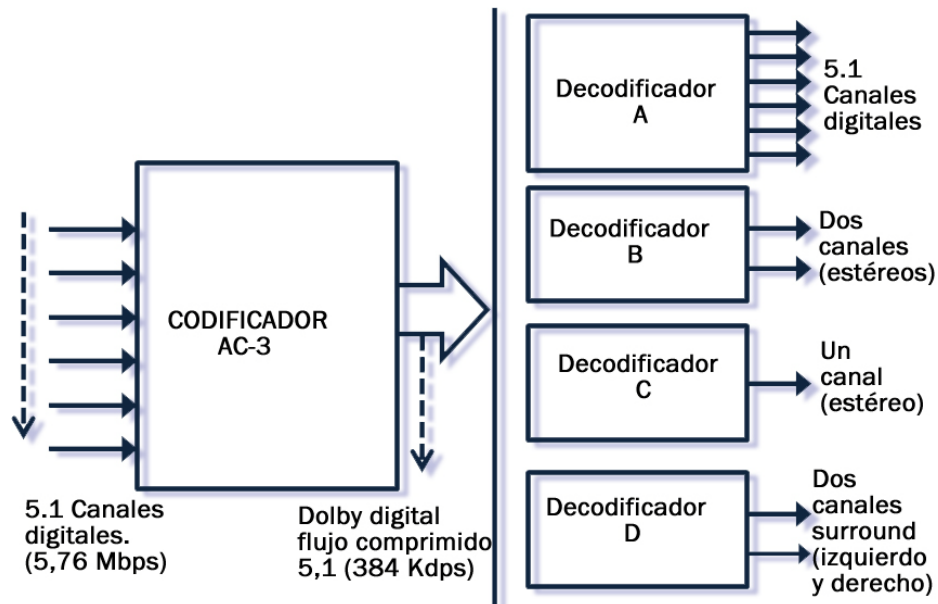


FIGURA 5.10 Distintas formas de Decodificación AC-3.

Todas estas velocidades, ha sido calculadas a una frecuencia de muestreo de 48 KHz, con una resolución de cuantificación de 20 bits por muestra



CAPITULO VI MULTIPLEX

La norma ISO/IEC 13.818-1, establece los protocolos de paquetización de los datos, el multiplexado y demultiplexado de los mismos. Esta norma, ha sido adoptada por el estándar MPEG-2.

En este capítulo, analizaremos primero la formación del programa stream (PS), que es el flujo de programa, este está formado por la combinación de los distintos PES, en el multiplex de programa. Los PES que se combinan para formar este flujo deben compartir una base de tiempo común.

También veremos luego la formación de transporte stream (TS), que es el flujo de transporte MPEG-2. Este es formado en el multiplex de transporte, donde se combinan los distintos flujos de video, audio y datos comprimidos provenientes de cada uno de los PES o de los distintos flujos de programa(PS).

El flujo de transporte se va formando con porciones de 188bytes de video, audio y datos extraídos de los PES o de los PS. Este flujo, está conformado por paquetes MPEG-2. Estos deben ir sincronizados y cada uno de ellos debe de tener una cabecera de información.

Este flujo, es el que luego será modulado en forma digital y en cualquiera de los estándares, para luego ser transmitidos por cualquier medio (terrestre, cable satélite).

6.1 EL PAQUETE PES (PACKETIZED ELEMENTARY STREAM)

El PES es un flujo de paquetes de datos que ha sido formado mediante la paquetización de los flujos elementales (ES).

En la figura 6.1 se muestra un diagrama que contiene un PES de video y pes de audio. Cada uno de estos, se ha formado como consecuencia de paquetizar el ES (elementary stream) o flujo elemental de datos comprimido

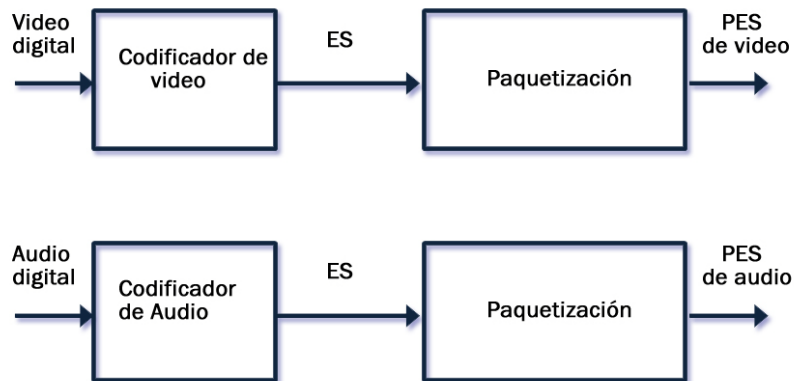


FIGURA 6.1 Formación de los PES de audio y video.

Los paquetes PES tienen una longitud variable. Esto significa que cada paquete puede tener cualquier longitud.

La máxima capacidad de datos de un PES es de $2E16$ o sea 65,536 Kbytes.

En la figura 6.2 se representa la información del PES de video y el PES de audio, a partir de los flujos elementales (ES) de video y audio.

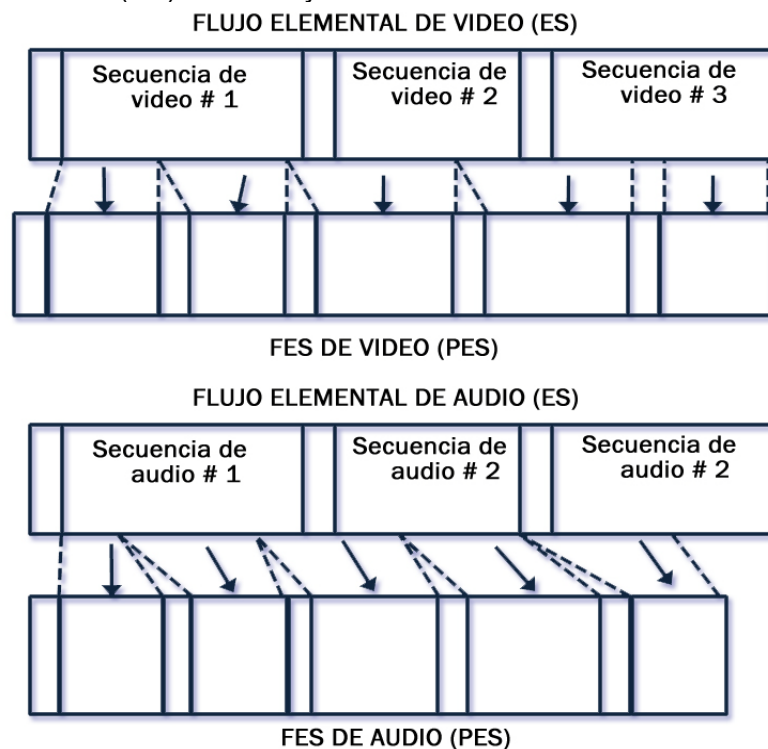


FIGURA 6.2 Formación de los PES de video y audio a partir de los (ES).



MULTIPLEX

En la figura 6.2 el flujo elemental de video se representa ordenado en secuencias.

Para la paquetización de este flujo elemental se toman porciones ordenadas de la secuencia del (ES) y de una capacidad determinada.

Cada parte que se extrae de la secuencia se identifica con una cabecera. Esta lleva toda la información de esa porción de paquete, a que secuencia pertenece, que orden lleva etc.

De esta manera, se van formando los paquetes, en este caso de video. Estos paquetes constituyen la paquetización de flujo elemental de datos.

De la misma manera se efectúa la paquetización de flujo de audio.

Cada PES, constituye un flujo de paquetes que puede ser de video, audio y/o datos. En la figura 6.3 se representa un paquete PES.

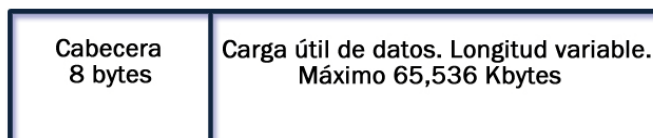


FIGURA 6.3 Capacidad del paquete PES

El PES tiene una cabecera de 8 bytes (64 bits).

La carga útil de datos puede tener cualquier capacidad, sin sobrepasar el tope máximo indicado.

En la figura 6.4 se representa la cabecera del paquete PES. Esta lleva toda la información inherente a ese paquete.

Los primeros 3 bytes (24 bits), constituyen el código de arranque del paquete (SC-Start Code).

El siguiente byte (8bits), se utiliza para identificar el flujo de datos que transporta el mismo (SI- Stream identification).

Los dos bytes siguientes (16 Bits), son utilizados para indicar la longitud del paquete (PL- Packet length).

Los dos ultimos bytes (16bits), se utilizan para indicar el tamaño del buffer (BS-Buffer Size).

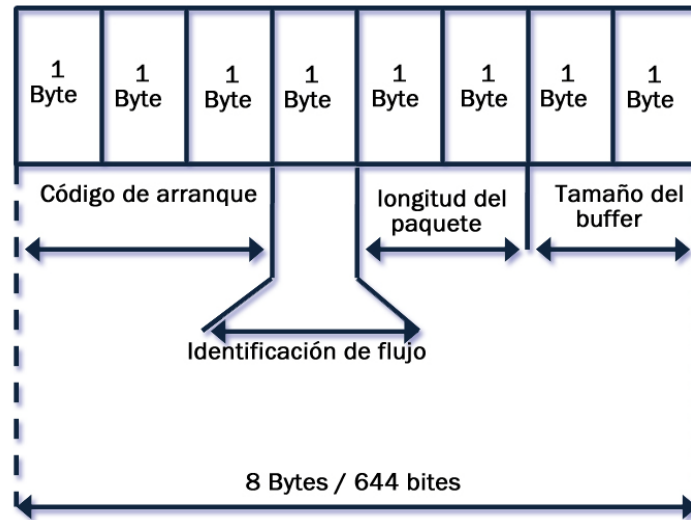


FIGURA 6.4 Cabecera del paquete PES.

6.2 FLUJOS MPEG.

A partir de los flujos de paquetes PES de video, audio y datos, se forman los flujos de MPEG.

El primero de estos flujos es el Programa Stream (PS) o flujo de programa. El segundo flujo es el transport Stream (ST) o flujo de transporte.

En la figura 6.5 se ilustra la formación de ambos flujos a partir de los PES de video y audio. En este caso, los codificadores que proveen los flujos elementales (ES) están sincronizados a un clock común.

El (PS) esta formado por paquetes de longitud variable. El flujo de programa es utilizado para aplicaciones de transferencias de datos en multimedia y en DVD.

El (TS) está formado por paquetes iguales de poca longitud (188 bytes) y es utilizado para la transmisión.

Más adelante, veremos que el (TS) también puede formarse a partir de los distintos (PS).



MULTIPLEX

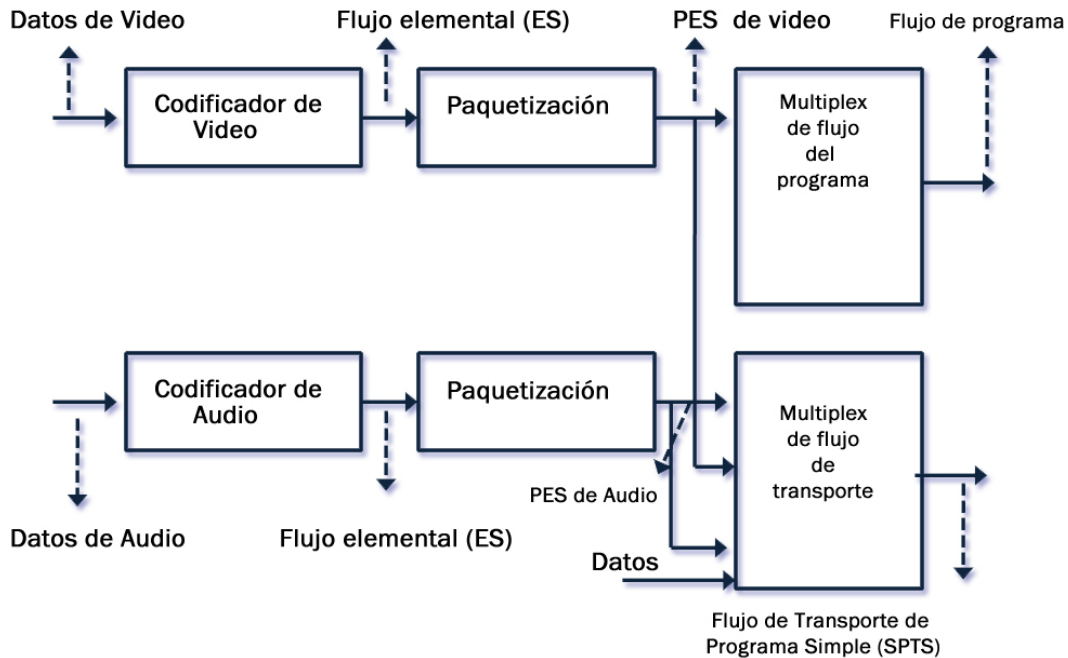


FIGURA 6.5 Formación de Flujos MPEG.
Reproducida con permiso de Tektronix.

6.3 FLUJO DE PROGRAMA PS (PROGRAM STREAM).

A partir del flujo de paquetes PES y mediante el multiplexado de los mismos, se forma el flujo de programa (PS), ver figura 6.5.

Cada paquete del (PS), tiene una cabecera de información y una carga útil de datos, de capacidad variable.

Los paquetes del flujo de programa no son utilizados en transmisión. Esto es debido a su gran longitud y por ello no están exento de errores.

Cuando nos referimos a la longitud de los paquetes, nos estamos refiriendo a la capacidad de datos del mismo.

Analizando la película 6.5 vemos que para llegar a formar el flujo de programa (PS), tenemos primero el flujo elemental (ES), que son los datos comprimidos y luego tenemos el PES, que es la paquetización de los (ES). A continuación, definimos cada uno de estos flujos.

ES: (flujo elemental). Este flujo comprimido, puede ser de video, audio o datos. La característica de un paquete (ES), es que su capacidad de datos es variable.



PES: (Flujo elemental paquetizado). Los paquetes PES se forman mediante la paquetización del (ES). Cada paquete PES tienen una cabecera de información y la carga de datos es de capacidad variable.

PS: (Flujo de programa). Estos paquetes se forman en el multiplex de programa, con los distintos paquetes (PES) de video, audio y datos. El flujo de programa tiene una cabecera de información y la carga útil de datos es de capacidad variable.

En la figura 6.6 se analiza la formación de un flujo de programa a partir de los paquetes PES de video, audio y datos.

El primer paquete que conforma el (PS) se extrae del PES de video. El segundo y tercer paquete del flujo de programa se obtiene tomando dos paquetes completos de audio con su cabecera incluida. A continuación se extrae un paquete completo del PES de video y un paquete del PES de datos, ambos para conformar el flujo de programa. De esta forma se van extrayendo paquetes de video, audio y datos de cada PES, para ser insertados en el (PS). Cada paquete completo de video audio o datos que se extrae de cada PES, lleva su cabecera incluida. Además, el flujo de programa lleva una cabecera, como se vera mas adelante.

Este es solo un ejemplo. No hay un orden específico en la formación del flujo de programa. Este se va formando de forma aleatoria y ese orden esta programado en el multiplex de programa. En este tipo de multiplex se agrega también un flujo de control, que describe los distintos flujos individuales de video, audio y datos. Este flujo contiene la Program Map Table(PMT), tabla de mapa de programación. Esta tabla nos indica la información de todos los flujos elementales de cada uno de los programas. Cada flujo elemental lleva un PID (paquete de identificación) y es utilizado para identificar los distintos flujos del tren de programa.



MULTIPLEX

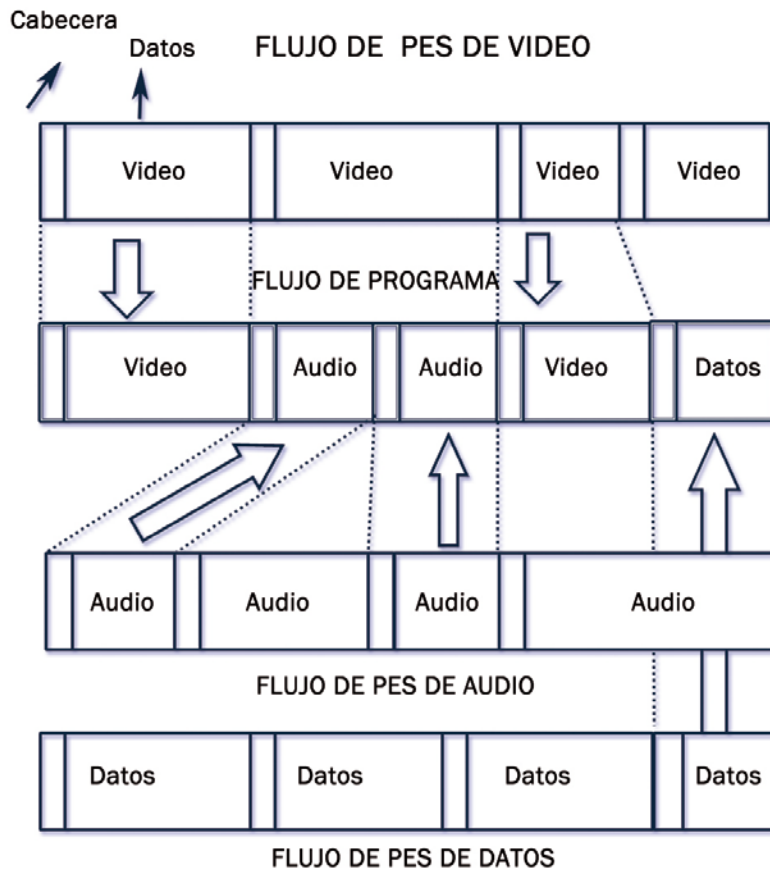


FIGURA 6.6 Formación de flujo de programa a partir de los PES de video, audio y datos.

Un (PS) puede transporta hasta 64 Flujos entre video, audio y datos, compartiendo la misma base de tiempo.

En la figura 6.7 se muestra un diagrama simple de Múltiplex de programa. El PID que representa la identificación del paquete, está indicando que flujo tiene ese paquete PES.

La Program Map Table (PMT), que es la tabla de mapa de programas, provee la identificación de los distintos flujos de programas a través de los PID's.

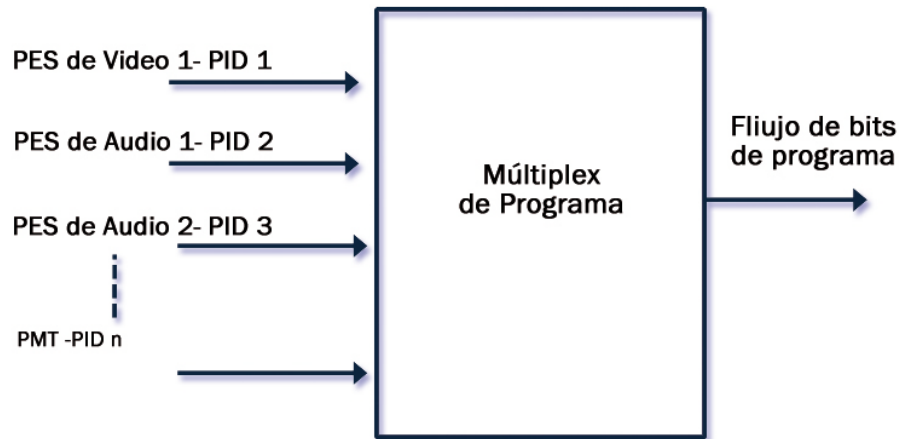


FIGURA 6.7 Múltiplex de Programa con el flujo de control PMT.

6.4 LA CABECERA DEL FLUJO DE PROGRAMA.

En la figura 6.8 se muestra a manera de ejemplo un flujo de programa compuesto por un PES de video, un PES de audio 1, un PES de audio 2 y un PES de datos.

En la figura podemos observar que el flujo de programa tiene una cabecera inicial que transporta tres funciones; código de arranque, referencia de clock del sistema y la relación de multiplexado.

El SCR (referencia del clock del sistema), asegura que todos los paquetes de video y audio del flujo de programa estén en tiempo.

Luego, cada PES tiene su cabecera de información individual.

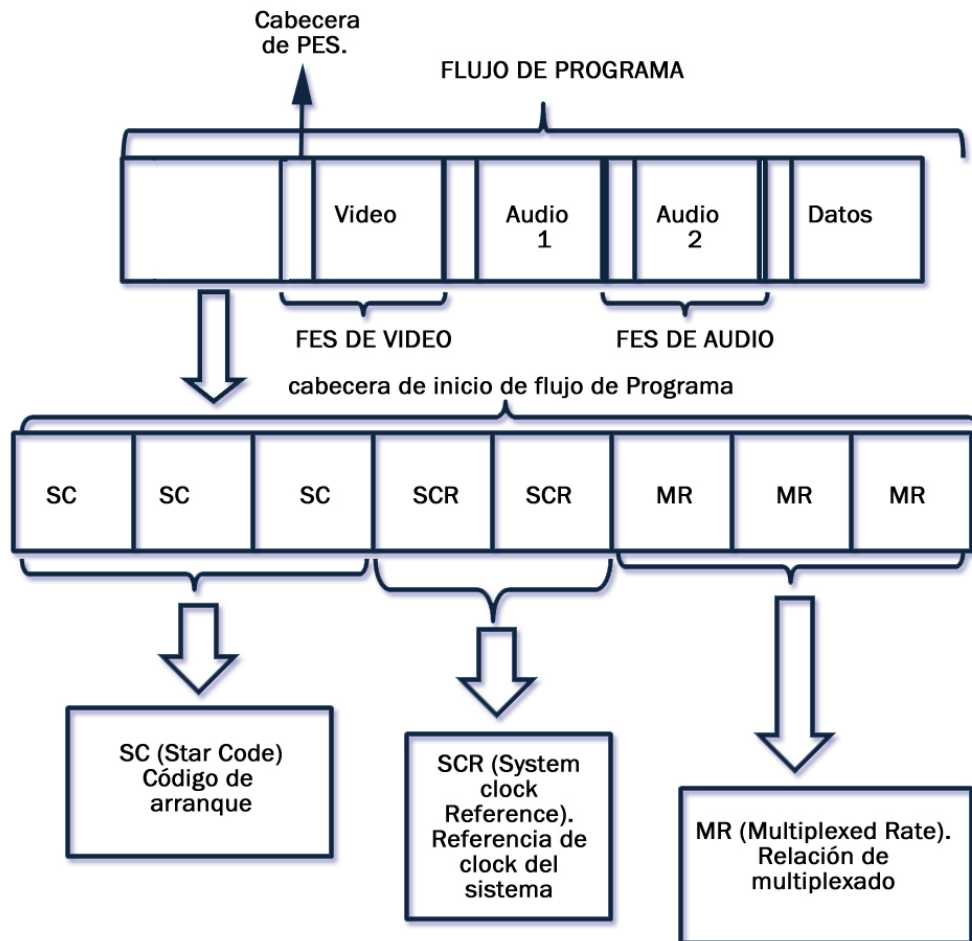


FIGURA 6.8 Cabecera del flujo de programa.

6.5 FLUJO DE TRANSPORTE TS.

El flujo de transporte, está formado por paquetes MPEG-2 de 188 bytes de capacidad cada uno. Este flujo, como se había mencionado, se obtiene a través de la combinación de los distintos paquetes PES de video, audio y datos o de los distintos flujos de programa.

Un flujo de transporte puede transportar múltiples programas codificados con diferentes clocks .

Cada paquete del flujo de transporte posee un código de identificación de paquete (PID). Los paquetes que son del mismo flujo elemental tienen el mismo PID. De esta manera, el decodificador puede seleccionar y reordenar los distintos flujos.

Cada paquete MPEG-2 que conforma el flujo de transporte, tiene poca capacidad y todos los paquetes son iguales . Por este motivo, estos paquetes son más robustos que los



paquetes que conforman el flujo de programa. Esta es una de las razones por la cual el TS es utilizado en transmisión.

No obstante, al final de cada paquete se le agregan luego los bytes de paridad, para detectar y corregir errores.

En el estándar ATSC, se agregan 20 bytes al final de cada paquete, de esta forma el paquete tiene un total de 208 bytes.

En el estándar MPEG-2, tenemos dos tipos de flujos de transporte a saber;

- a) SPTS flujo de transporte de un programa simple.
- b) MPTS flujo de transporte de múltiples programas.

El SPTS contienen diferentes flujos de PES, pero estos corresponden a un programa simple. Este flujo contiene un video y diferentes audios.

El segundo tipo de flujo de transporte es el MPTS, que transporta dos o más flujos SPTS o de programas simples.

6.6 FORMACIÓN DEL FLUJO DE TRANSPORTE A PARTIR DEL FLUJO DE PAQUETES PES.

Una de las maneras de formar el flujo de transporte, es a través del multiplexado de los distintos flujos de paquetes PES.

En la figura 6.9 se muestra un diagrama para la obtención del TS, a partir de los flujos de paquetes PES.

Aquí se muestra la codificación de los distintos flujos que conforman cada programa (un video y tres audios).

A la salida de cada uno de los codificadores tenemos los PES respectivos. Los cuatro flujos de paquetes PES son combinados en un Múltiplex de transporte.

A la salida de este Múltiplex tenemos formado el flujo de transporte.



MULTIPLEX

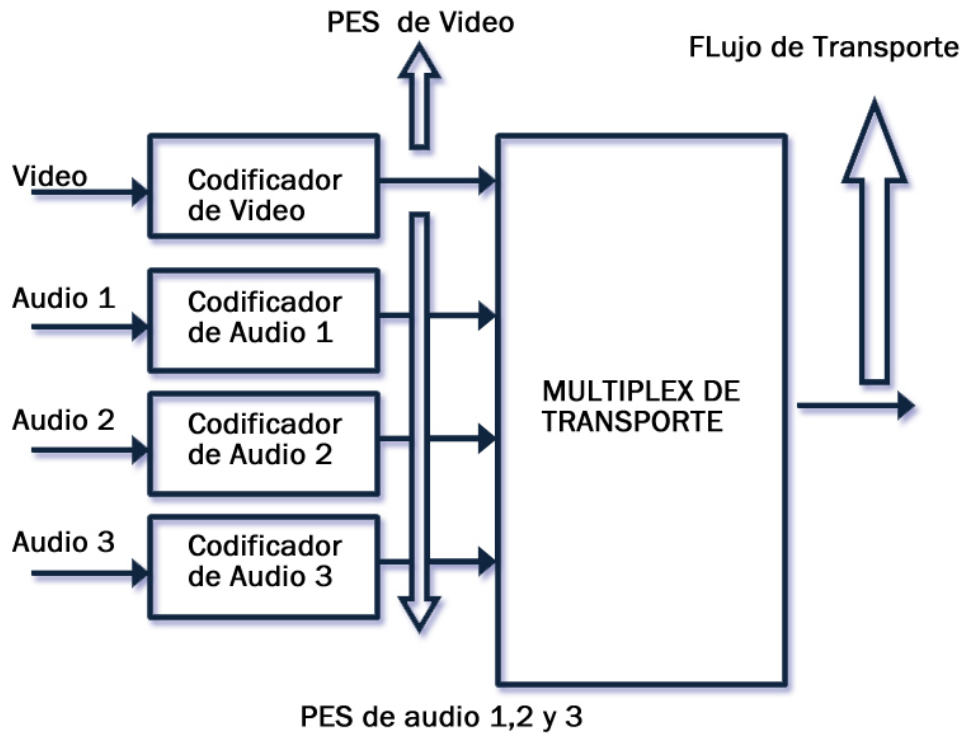


FIGURA 6.9 Flujo de transporte obtenido a partir de los flujos de paquetes PES.

La formación del flujo de transporte, a partir de los flujos de paquetes PES, se ilustra en la figura 6.10.

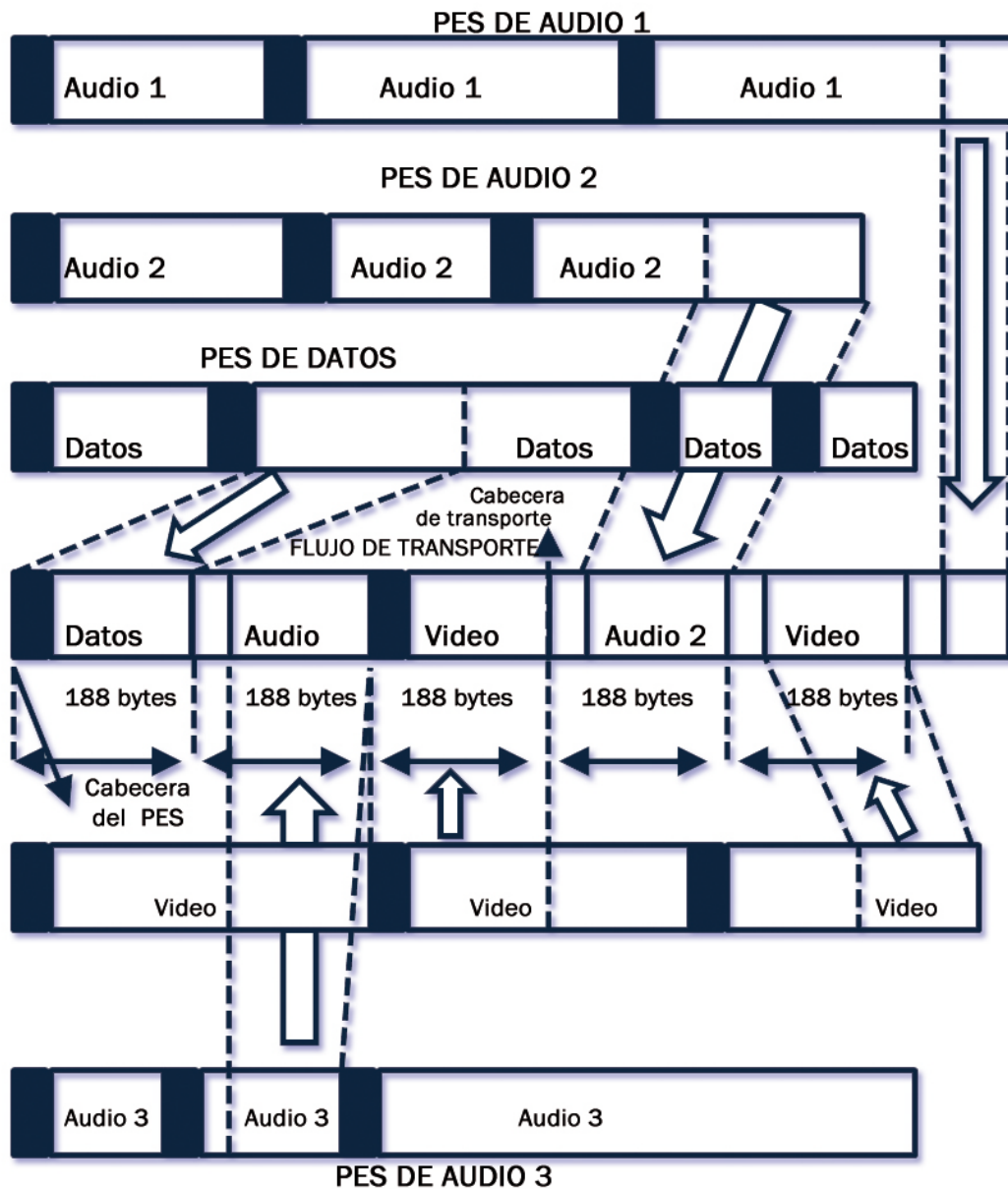


FIGURA 6.10 Formación del flujo de Transporte a partir de los flujos de paquetes PES.

Para el ejemplo mostrado en la figura 9.10, el flujo el flujo de transporte comienza con la extracción de 188 bytes del PES de datos, con su cabecera de información incluida. A continuación, se extrae una porción de 184 bytes del flujo de del PES de Audio 3 y se copia la cabecera de 4 bytes. Esto configura el segundo paquete MPEG-2 del flujo de



transporte. Luego, se extrae 188 bytes con la cabecera incluida, del segundo paquete PES de video, a continuación se extrae una porción de 184 bytes del tercer paquete de PES de audio 2 y se copia la cabecera de 4 bytes de ese mismo PES. Seguidamente, se extrae 184 bytes del tercer paquete del PES de video y se copia la cabecera de 4 bytes de ese paquete. Luego, se extrae 184 bytes del PES de audio 1 y se copia la cabecera de 4 bytes. De esta manera, se va formando el (TS).

En la cabecera de cada paquete del flujo de transporte, además de la información de PES, se incluye la información que indica a que porción del mismo corresponde.

Por seguridad, los paquetes MPEG-2 no siguen una secuencia continua. Es posible que el primer paquete sea una porción de un PES de video y la secuencia que le sigue, puede estar (n) paquetes más adelante. Las porciones de 188 bytes se toman de los distintos PES, en forma aleatoria y siguiendo una secuencia programada en el Multiplex.

6.7 FORMACIÓN DEL FLUJO DE TRANSPORTE A TRAVÉS DE LOS FLUJOS DE PROGRAMA.

Otra de las maneras de formar el Flujo de Transporte, es a través del multiplexado de los distintos Flujos de Programa.

Uno o más PS que tienen distintas referencias de tiempo y clocks, pueden ser combinados en un Múltiplex de transporte, para formar el TS.

En la figura 6.11, se representa un diagrama para obtener el TS, a partir de los PS. Aquí, tenemos dos programas separados y cada uno de ellos está conformado por un video y tres audios.

Estos flujos son comprimidos y a la salida de los respectivos codificadores, asumimos que tenemos los respectivos flujos de paquetes PES. A manera de ejemplo, la paquetización se efectúa dentro del codificador. Los flujos de los PES de video y de los tres audios de cada programa, son combinados en el Múltiplex de programa respectivo. A la salida de cada uno de ellos tenemos los respectivos flujos de programa PS. Ambos flujos PS 1 y PS 2 son combinados en el múltiplex de transporte, para así formar el flujo de transporte TS.

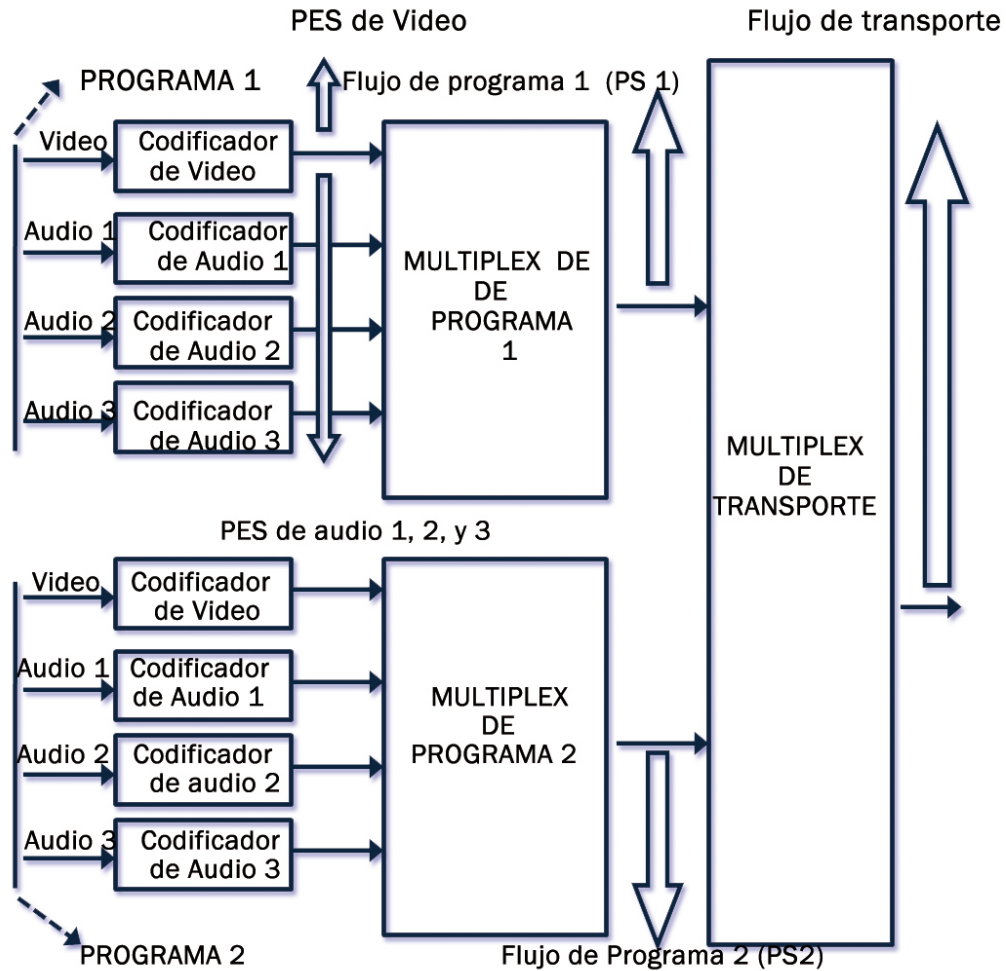


FIGURA 6.11 Diagrama de la formación del Flujo de Transporte a partir de los flujos de programa.

En la figura 6.12 se muestra la formación del Flujo de Transporte a partir de los flujos de programa formados en el diagrama de la figura 6.11.

Para la formación del TS, se extrae en forma aleatoria porciones de 188 bytes de longitud, con su cabecera incluida.



MULTIPLEX

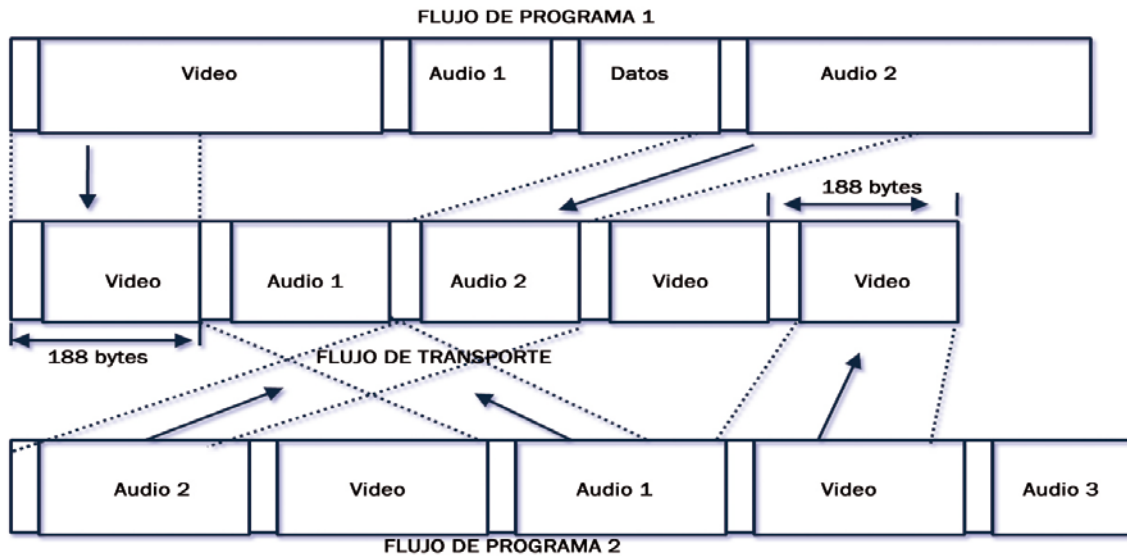


FIGURA 6.12 Formación de Flujo de Transporte a partir de los flujos de programa.

6.8 EL PAQUETE MPEG-2

El flujo de transporte está formado por paquetes MPEG-2. La capacidad total de cada paquete es de 188 bytes, de los cuales 4 Bytes corresponden a la cabecera de información y 184 bytes a la carga útil de datos.

En la figura 6.13 se representa un paquete MPEG-2 con su cabecera de información.

La cabecera tiene una capacidad de 4 bytes (32bits), mientras que la carga útil de datos, tiene una capacidad de 184 bytes (1472 bits).

En total, entre la cabecera de información más la carga útil de datos, el paquete MPEG-2 tiene una capacidad de 188 bytes (1504 bits).

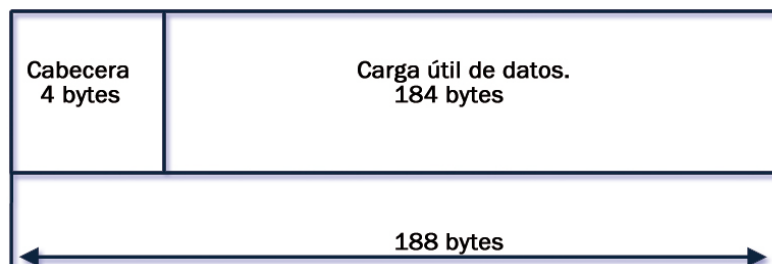


FIGURA 6.13 Estructura del paquete MPEG-2.



La particularidad de este paquete es que al ser de longitud fija, siempre debe tener 184 bytes de carga útil, además de los 4 bytes de la cabecera.

Por ende, el paquete debe de ir siempre lleno. En el último paquete del flujo, generalmente siempre faltan bytes para completar la carga útil de datos. En este caso y solo en el último paquete, se incluyen bytes de relleno para completar la cantidad de 184 bytes. Cuando el decoder recibe este paquete, identifica esos bytes de relleno y los elimina.

Para poder completar el último paquete con bytes de relleno, se despliega un campo de adaptación, donde se estima la cantidad de bytes faltantes a incluir.

En la figura 6.14 se muestra un paquete MPEG-2, con su campo de adaptación.

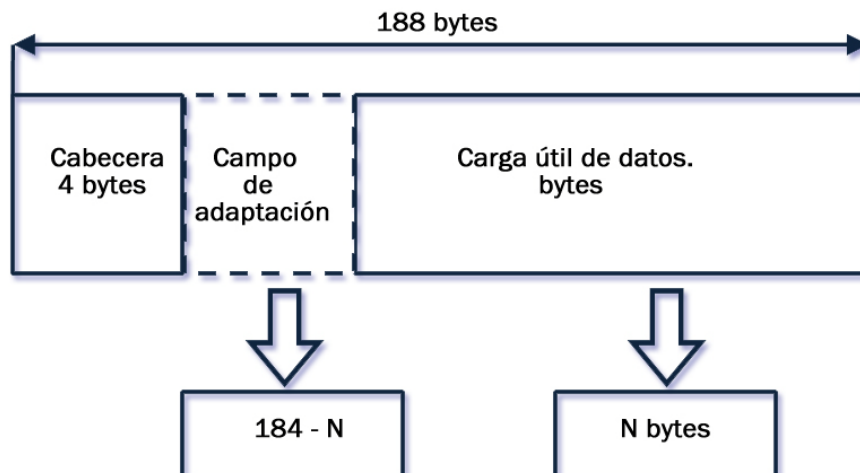


FIGURA 6.14 Paquete de transporte con campo de adaptación.

El campo de adaptación, se despliega como ya dijimos, solamente en el último paquete del Flujo de Transporte. Como los demás paquetes van completos con 184 bytes de carga útil de datos, el campo de adaptación es $184 - 184 = 0$.

Supongamos a manera de ejemplo, que el último paquete tiene 20 bytes de capacidad de datos. Como el paquete MPEG-2 debe de ir completo con 184 bytes, estarían faltando 164 bytes. El campo de adaptación calcula $184 - 20 = 164$ y agrega esa cantidad de bytes de relleno. Estos bytes no tienen información alguna.

6.9 LA CABECERA DEL PAQUETE MPEG-2.

La cabecera del paquete MPEG-2 tiene 4 bytes de capacidad. A 8 bits por byte, la cabecera transporta 32 bits. El primero de los 4 bytes es de sincronización y los tres bytes restantes de información. En la figura 6.15, se representa la cabecera de este paquete y los bytes de sincronización e información correspondiente.



MULTIPLEX

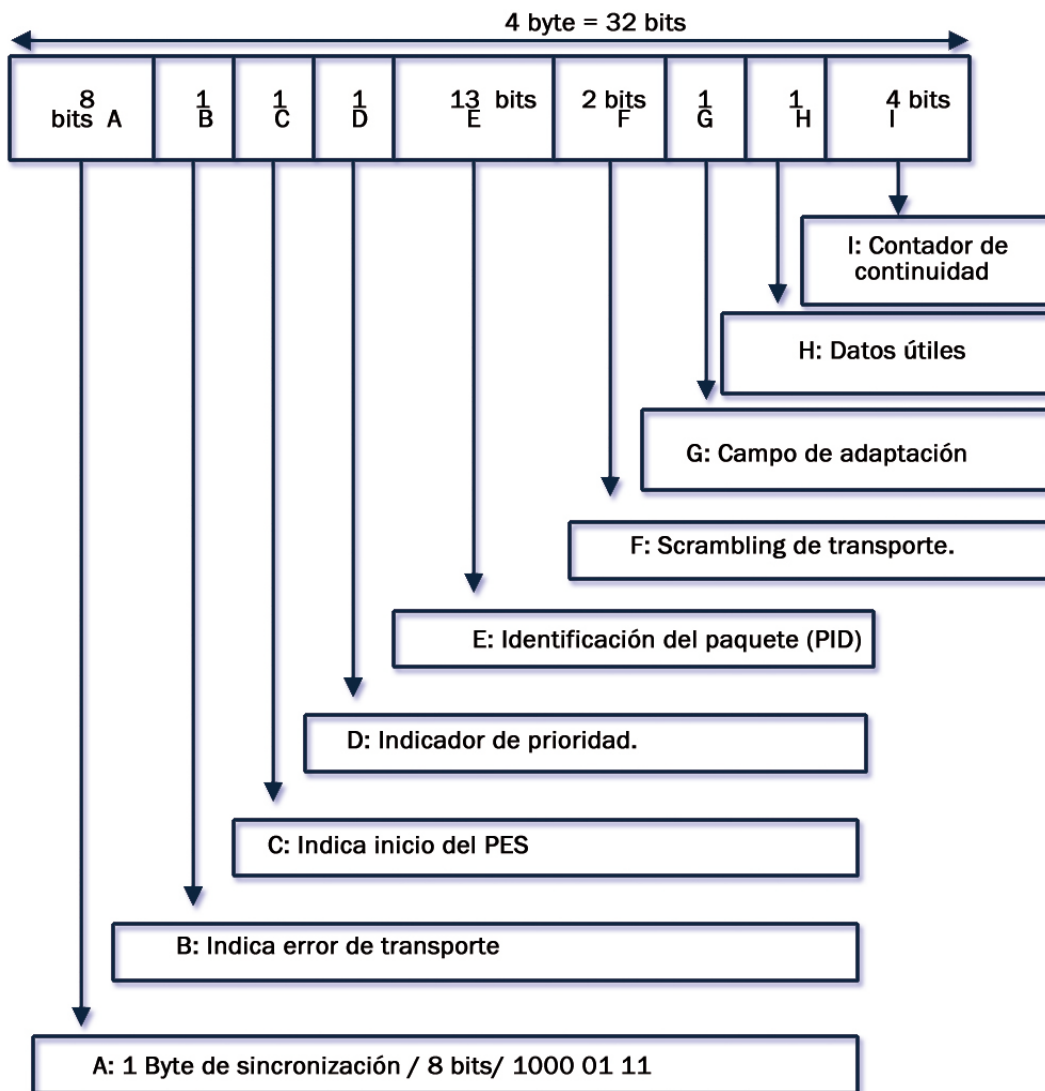


FIGURA 6.15 Cabecera del paquete MPEG-2.

Algunas de las funciones más importantes de la cabecera se indican a continuación:
El primer byte que es el de sincronización, permite al decodificador deserializar la carga útil de datos que transporta el paquete.

El indicador de error de transporte, nos indica si el paquete al ser decodificado, contiene algún error.

El scrambling de transporte, nos indica si el paquete está encriptado o sin encriptar.



El contador de continuidad, se utiliza para controlar en el decodificador si algún paquete es perdido, repetido o está fuera de secuencia.

6.10 TABLA DE ASOCIACIÓN DE PROGRAMAS (PAT) Y TABLA DE MAPA DE PROGRAMAS.

La Tabla de Asociación de Programas, nos suministra en el Flujo de Transporte la información de todos los programas emitidos.

La Tabla de Mapa de Programas, describe los flujos elementales de cada uno de los programas.

A manera de ejemplo, supongamos que tenemos identificado en la PAT, un programa determinado con un video y tres audios. La PMT describe cada uno de esos flujos.

En la figura 6.16 se representa la Tabla de Asociación de Programas y la Tabla del Mapa de Programas, para un ejemplo cualquiera y que en este caso representa los programas comprimidos que se combinan en el Múltiplex de Transporte. Para ejemplo de la figura tenemos dos programas;

Programa 1. Identificación 22

Programa 3. Identificación 33

El PMT o sea los distintos Flujos que corresponden cada Programa son:

Programa 1. Identificación 22. Contiene un flujo de video con una identificación 54, dos Flujos de audio con identificaciones de 48 y 49 respectivamente y un flujo de datos con una identificación 88.

Los programas pueden ir abiertos o sea sin encriptar. Los programas que están sujetos a Acceso condicional van encriptados para la modalidad (pagar para ver).

Esta información también forma parte del flujo de transporte y se encuentra en un paquete denominado EEM, que es controlado por La tabla de Acceso condicional.



MULTIPLEX

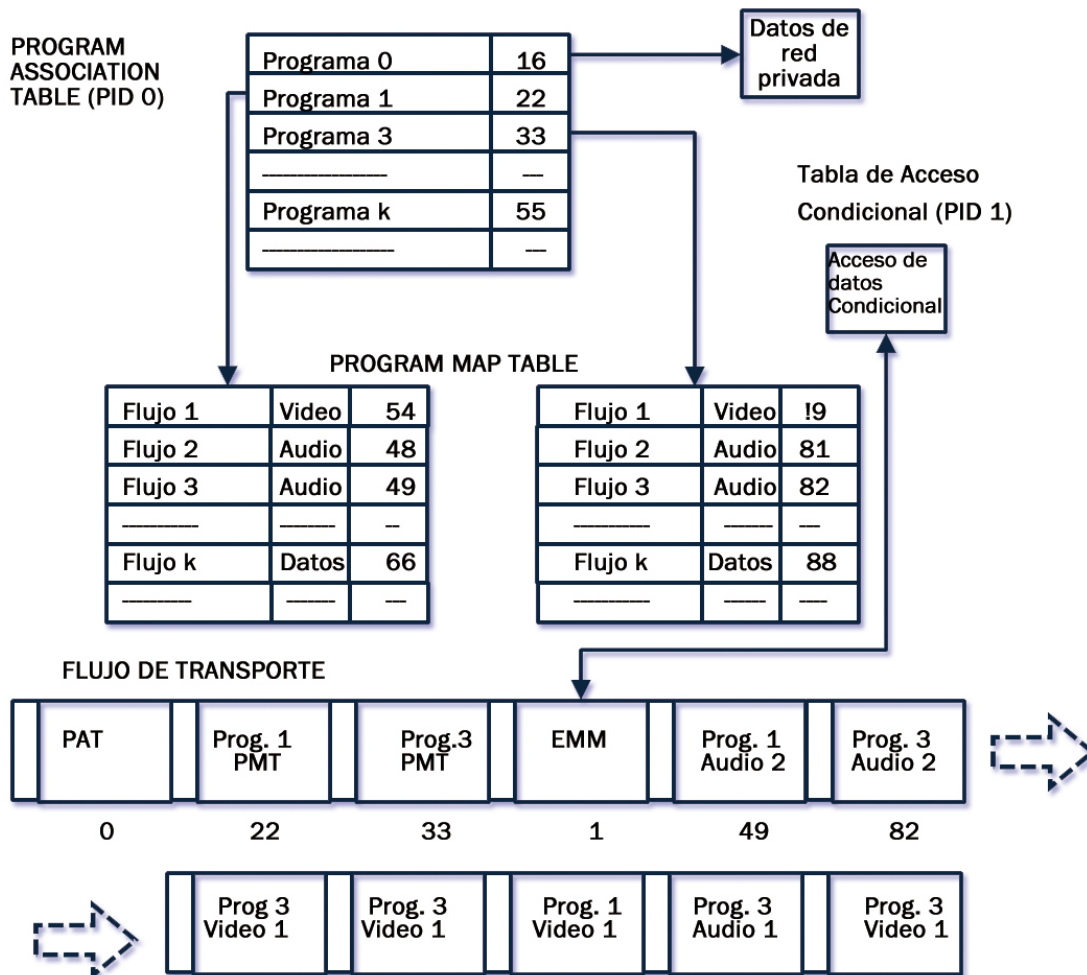


FIGURA 6.16 Tabla de Asociación de programas y Tabla de Mapa de Programas.
Reproducida con permiso de TEKTRONIK.

El Flujo de Transporte, está conformado por paquetes MPEG-2 de 188 bytes de capacidad cada uno. El primero del tren de transporte es el PAT con un PID 0.

Esto nos lo indica la Tabla de asociación de Programas. Aquí se envía la información de todos los programas que se han combinado en el Múltiplex de transporte.

A continuación, de acuerdo a este ejemplo, van dos paquetes PMT. El Primer PMT, corresponde al programa 1 y el segundo PMT, corresponde al Programa 3.

Luego va un paquete EMM que provee la información de los programas que van encriptados y a continuación van los paquetes de 188 bytes de cada uno de los PES de video, Audio y datos.



Para el ejemplo de la figura 9.16, a continuación del EMM va un paquete de audio 2 del programa 1 que corresponde al PID 49. A continuación va un paquete de audio 2 del programa 3, que corresponde al PID 82. Luego le sigue el video 1 del programa 3, que corresponde al PID 82. Luego, le sigue el video 1 del programa 3 con el PID 19 y a continuación, le sigue el video 1 también del programa 3 con el PID 19. El Flujo de Transporte continúa formándose con el paquete de video 1 del programa 1 con el PID 54. A continuación le sigue el paquete de audio 1 del programa 3 con el PID 81, luego le sigue el paquete de video 1 del programa 3 con el PID 19 y así continúan los paquetes de 188 bytes cada uno de video, audio y datos.

De esta manera, se forma el flujo de transporte. Este flujo, es el que luego será modulado, en cualquiera de los distintos estándares de televisión digital Terrestre.



CAPITULO VII TRANSMISION ATSC

7.1 INTERFACES SMTE-310 Y DVB-ASI

En general los excitadores 8VSB reciben los paquetes MPEG de 188 Bytes desde una fuente SMTE-310 o una fuente DVB-ASI, el excitador realiza todas las funciones necesarias para generar una señal 8-VSB y los componentes de banda base compatible con la norma ATSC

La señal modulada producida por el excitador tiene una velocidad de símbolo de 10.762237 M símbolos por segundo, que tiene una tasa nominal de la información de 19.39265846 Mbits por segundo. La información exacta producida por el excitador es amarrada a la tasa de información de cualquiera de las interfaces de entrada SMPTE-310 o ASI. La tasa de información de entrada debe de ser de 2.8ppm de la esperada tasa nominal.

En el caso de la interface SMTE-310 un ecualizador y circuito de recuperación de reloj preceden el modulador. El modulador identifica la sincronía de cuadro MPEG (47H) que se produce una vez por cuadro o una vez cada 188 bytes.

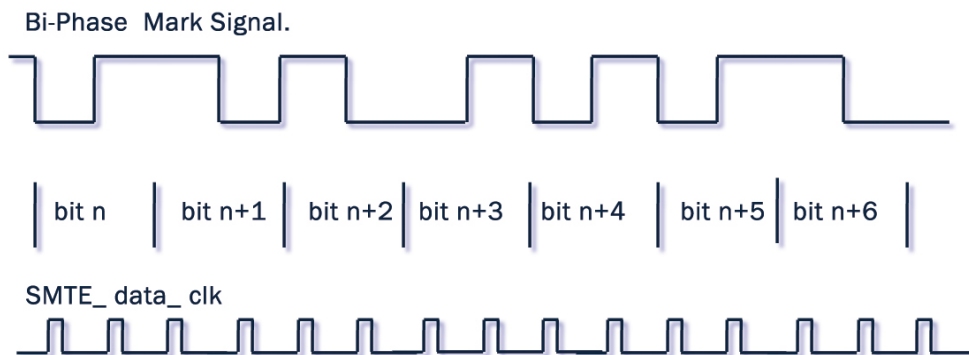


FIGURA 7.1 SMTE-310

Un chip externo se utiliza para derivar un reloj que es sincrónico a las transiciones de la fase de la señal Bi-fase Mark SMTE-310. La frecuencia de este reloj es el doble de la tasa de información, o 38.7853169 MHz.

La interfaz serie DVB-ASI puede ser utilizada como una alternativa a la interfaz SMPTE-310. Esta interfaz funciona a 270M Bits por segundo. Cada byte del flujo de transporte MPEG es codificado en una palabra serie de 10 bits. Un circuito externo al modulador recibe la señal ASI y realiza la sincronización y el cambio de 10 bits a 8 bits. Este chip provee bytes paralelos al modulador como se muestra en la siguiente figura.

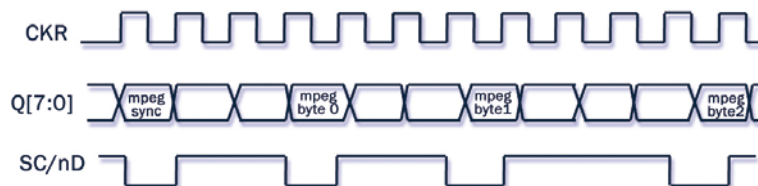


FIGURA 7.2 DVB-ASI



El bit rate del CKR proporcionado por el circuito externo es de 27 MBytes por segundo, que es considerablemente más rápido que los 19.39265846Mbits por segundo(2.4240823Mbytes por segundo) que se espera de esta interfaz. El exceso de capacidad de ASI es absorbida por caracteres especiales que son transmitidos a medida que necesitados y son diferenciados de los bytes validos MPEG de el transport stream. La señal SC/ND a estado bajo cuando el MPEG transport stream valido esta presente (aproximadamente el 8.9% del tiempo)

7.2 MODULACION 8-VSB.

Dicho simplemente, el 8-VSB es el formato de modulación utilizado por el estándar (ATSC) de televisión digital para transmitir bits digitales a través de las ondas aéreas al consumidor en su hogar. Debido a que cualquier sistema de televisión de transmisión terrestre tiene que superar varios deterioros de canal, tales como fantasmas, disparos de ruidos, desvanecimientos de señal e interferencias, para llegarle al televidente, la selección del formato de modulación apropiado es crítica. El formato 8-VSB es la piedra angular sobre la cual se basa el estándar DTV. Es imperativo para todos aquellos que vayan con la DTV en el futuro desarrollar un conocimiento basico del 8-VSB.

En el mundo alfabético de las comunicaciones digitales, hay dos siglas importantes a recordar en cuanto al sistema DTV completo: 8-VSB y MPEG-II. El 8-VSB es el formato de modulación de la DTV; el MPEG-II es su formato de compresión de video y empaquetización de datos. Esto es hay dos etapas distintas de procesamiento para convertir video de alta definición a una forma aceptable para su radiodifusión: la codificación MPEG y la modulación 8-VSB. De acuerdo con esto hay dos equipos principales al corazón del sistema de transmisión DTV: el codificador MPEG-II y el excitador 8-VSB.

En la figura 7.3 se muestra un diagrama a bloques de un excitador 8-VSB típico. En esta sección analizaremos la señal a través del excitador, identificando los componentes principales de la señal 8-VSB y explicando como esta señal es generada.

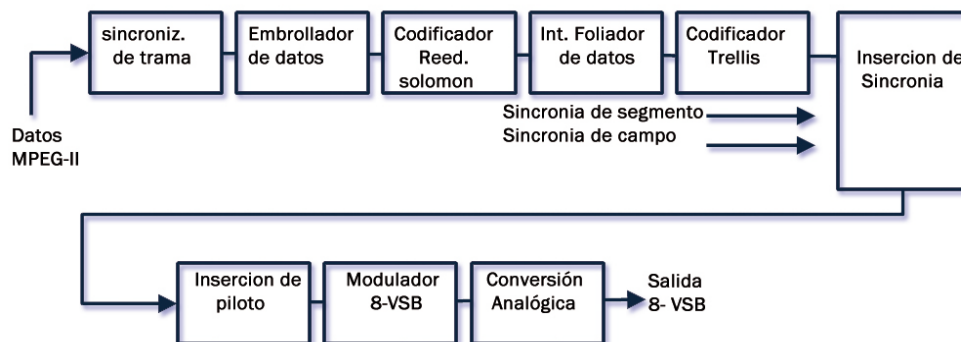


FIGURA 7.3 Diagrama de bloques. excitador 8-VSB.



7.3 SINCRONIZACIÓN DE DATOS.

La primer cosa que hace el excitador 8-VSB al recibir los paquetes de datos MPEG-II es sincronizar sus propios circuitos internos a la señal de entrada. Antes de hacer cualquier procesamiento, el excitador necesita identificar correctamente los puntos de comienzo y de fin del paquete de datos MPEG-II. Esto se hace por medio de los bytes de sincronismo MPEG-II. Los paquetes MPEG-II son 188 bytes de largo con el primer byte en cada paquete siendo siempre el byte de sincronía. Una vez localizado, el byte de sincronía MPEG –II es eliminado; el mismo será remplazado mas tarde con la sincronía de de segmento ATSC en otra etapa de procesamiento.Los paquetes se reducen a 187 bytes. Ver figura 7.4

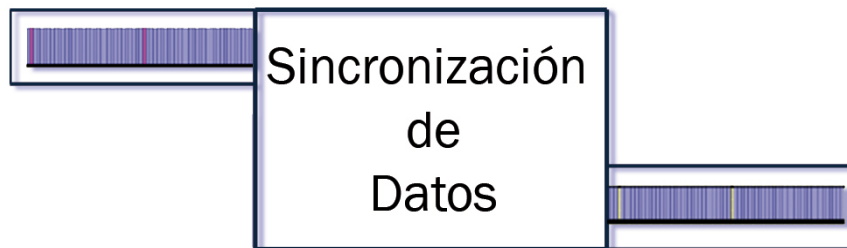


FIGURA 7.4 Sincronización de datos

7.4 EMBROLLADOR DE DATOS.

Con la excepción de las sincronías de segmento y de campo (a ser tratadas mas tarde), es imperativo que el flujo de bits 8-VSB tenga una característica (casi) completamente aleatoria y parecida al ruido. Esto es por que la respuesta de frecuencia de la señal transmitida necesita tener un espectro plano – tal como ruido- para utilizar el canal RF limitado con la máxima eficiencia. Si el flujo de datos tuviera patrones repetitivos, el ritmo recurrente de dichos patrones causaría una aglomeración de energía de RF en ciertos puntos discretos del espectro de RF dejando así espacios subutilizados a otras frecuencias. Además la fuerte concentración de energía de RF a ciertas frecuencias de modulación tendría una mayor probabilidad de crear batidos discernibles en un receptor NTSC, en el caso de tener una interferencia DTV- a –3NTSC.

En el embrollador de datos, cada byte es modificado según un patron conocido de generación de números pseudos aleatorios. Este proceso es invertido en el receptor para recuperar los valores de bytes originales. Ver figura 7.5



FIGURA 7.5 Embrollador de datos.



7.5 CODIFICACIÓN REED-SOLOMON.

La codificación Reed-Solomon es una técnica de la corrección progresiva de errores (FEC) aplicada al flujo de datos entrante. La corrección progresiva de errores es un término general que se le aplica a una variedad de técnicas que son utilizadas para corregir los errores de bit que ocurren durante la transmisión. El ruido atmosférico, la propagación multi-trayectoria, y las no-linealidades del transmisor pueden provocar errores en los bits recibidos. La corrección progresiva de errores puede detectar y corregir estos errores, dentro de un límite razonable.

El codificador Reed-Solomon toma los 187 bytes del paquete MPEG-II entrante (se le ha quitado el byte de sincronía al paquete) y los manipula matemáticamente como un bloque para crear una especie de “etiqueta de identificación digital” del contenido del bloque. Esta “etiqueta” ocupa unos 20 Bytes adicionales, que el codificador anexa a la cola del paquete original de 187 bytes. Estos 20 bytes son conocidos como los bytes Reed – Solomon de paridad.

El receptor DTV compara los 187 bytes del bloque recibido con los 20 bytes de paridad para verificar la validez de los datos recuperados. Si se detectan errores, el receptor determina que la etiqueta no corresponde al paquete y busca uno parecido (con unos pocos bits cambiados) que mejor corresponda a la etiqueta recibida.

Desafortunadamente, este tipo de corrección de errores tiene su límite. Mientras mayor es la diferencia entre los bytes Reed – Solomon y el paquete a recibir, mayor es la probabilidad de error al tratar de juntar la etiqueta correcta con el paquete correcto.

El esquema de codificación Reed-Solomon utilizado en la DTV puede corregir hasta 10 bytes erróneos por paquete. Si hay demasiados errores de byte en un cierto paquete dado, el receptor no puede encontrar una pareja para la etiqueta de paridad con un nivel suficiente de certeza. La validez de los datos no puede ser confirmada y se tiene que desechar el paquete MPEG-II completo. Ver figura 7.6



FIGURA 7.6 Esquema de codificación Reed-Solomon

7.6 INTERFOLIADOR DE DATOS.

El interfoliador de datos embrolla el orden secuencial del flujo de datos y dispersa el paquete de datos MPEG en tiempo (sobre un rango de más o menos 4.5 msec. Por medio de buffers de memoria) para minimizar la sensibilidad de la señal transmitida a las interferencias de disparo. El interfoliador de datos luego construye paquetes nuevos, incorporando los fragmentos pequeños de muchos paquetes MPEG-II diferentes (pre-interfoliados). Estos paquetes reconstruidos tienen la misma duración



que los paquetes MPEG-II originales: 207 bytes (después de la codificación Reed Solomon).

La interfoliación de datos se hace de acuerdo con un patrón conocido. El proceso se invierte en el receptor para recuperar el orden correcto de los datos.

7.7 CODIFICADOR TRELIS.

La codificación Trellis es otra forma de corrección progresiva de errores. A diferencia de la codificación Reed-Solomon, que procesa simultáneamente el paquete completo MPEG-II como un bloque, la codificación Trellis es un código evolutivo que rastrea el flujo de bits a medida que transcurre el tiempo. Consecuentemente, la codificación Reed-Solomon es conocida como un código bloque, mientras que la codificación Trellis es un formato de código convolutivo.

Para la codificación Trellis, cada byte de 8 bits se divide para formar un flujo de cuatro palabras de 2 bits cada una. En el codificador Trellis, cada palabra de 2 bits a la entrada es comparada con la historia de las palabras de dos bits anteriores. Se genera matemáticamente un código binario de tres bits para describir la transición de la última palabra de bits a la actual. Estos códigos de tres bits reemplazan las palabras de dos bits originales y son transmitidos al aire como los símbolos de 8 niveles del 8-VSB. (3 bits = $2^3 = 8$ combinaciones o niveles). Por cada dos bits que entran al codificador trellis, salen tres. Por esta razón se dice que el codificador Trellis del sistema 8-VSB es un codificador de relación-2/3.

El decodificador trellis del receptor utiliza los códigos de transición de tres bits para reconstruir la evolución del flujo de datos de una palabra de dos bits a la siguiente. De esta manera el decodificador Trellis sigue la pista del flujo de datos mientras pasa de palabra a palabra el poder de la codificación trellis decide en su capacidad de rastrear la historia de la señal y descartar una información falsa potencialmente falsa a base del comportamiento pasado y futuro de la misma.

7.8 INSERCIÓN DE LA PILOTO Y LOS SINCRONISMOS.

El próximo paso de la cadena de procesamiento de la señal es la inserción de varias señales "auxiliadoras" que ayudan al receptor DTV a localizar y remodular correctamente la señal de RF transmitida. Estas son la piloto ATSC, las sincronías de segmento y de campo. Se insertan la piloto y las sincronías después de las etapas de enmascaramiento y codificación FEC para no destruir las relaciones fijas en amplitud y tiempo que estas señales necesitan para que sean eficaces.

El recuperar una señal de reloj para poder decodificar una forma de onda recibida siempre ha sido un propósito difícil en el mundo de las comunicaciones digitales. Si derivamos el reloj del receptor desde los datos recuperados, tenemos una especie de dilema del "huevo y de la gallina". Los datos tienen que ser muestreados por el reloj del receptor para ser recuperados correctamente. El reloj del receptor, por sí mismo, tienen que ser generado desde los datos recuperados.



El sistema de reloj resultante Falla fácilmente cuando el nivel de ruido o de interferencia sube a tal punto que se reciba una cantidad significativa de errores de datos.

Cuando el NTSC fue inventado se previó la necesidad de tener un pulso de sincronía fuerte que estuviera por encima del resto de la envolvente de modulación. De esta manera, los circuitos de sintonización del receptor podrían enganchar los pulsos de sincronía y mantener el tramaje correcto, aun cuando el contenido de imagen estuviera un poco nevoso.

El sistema NTSC también se beneficiaba de una gran portadora residual de video que ayudaba a los receptores a engancharse en la frecuencia central de la portadora transmitida.

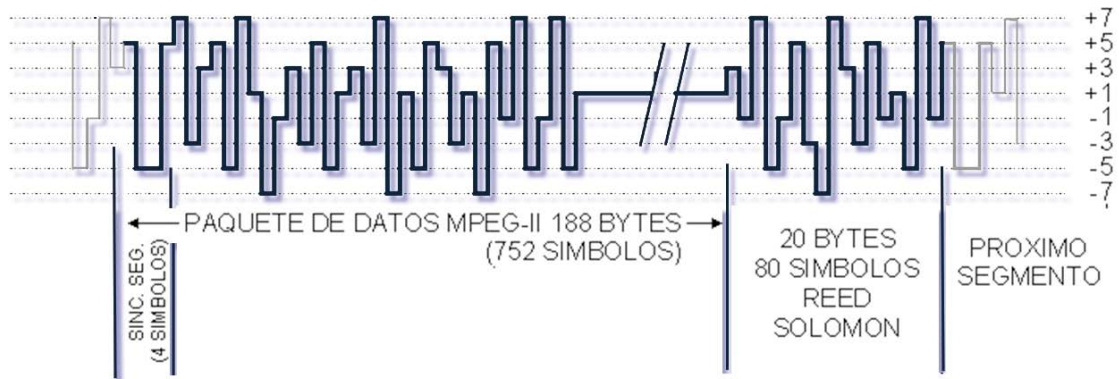
El 8-VSB utiliza una estrategia parecida de pulsos de sincronía y de portadora residual que ayuda al receptor DTV a engancharse a la señal entrante y comenzar la decodificación, aun con la presencia de fantasmas fuertes o altos niveles de ruido.

La primera señal ayudante es la piloto ATSC justo antes de la modulación, se le agrega a la señal de 8 niveles un pequeño offset de CD. (La señal de banda base era simétrica alrededor de cero volts anteriormente). Esto hace que aparezca una pequeña portadora residual al punto de frecuencia cero (esto es, de la portadora no modulada) del espectro modulado resultante. Esta es la piloto ATSC. La piloto les da a los circuitos PLL del receptor algo sobre el cual engancharse que sea independiente de los datos transmitidos. Aunque similar en naturaleza, la piloto ATSC es mucho más pequeña que la portadora de video en el NTSC, consumiendo solo 0.3 db o el 7% de la potencia transmitida.

Las otras señales ayudantes son la sincronía de segmento y de campo ATSC contiene los 207 bytes del paquete de datos interfoliado. Después de la codificación trellis, el segmento de 207 bytes se ha alargado a un flujo de 828 símbolos de 8 niveles. La sincronía de segmento ATSC es un pulso de cuatro símbolos que se le agrega al comienzo de cada segmento de datos y que reemplaza el ausente byte inicial del paquete MPEG-II original (byte de sincronía de paquete). La sincronía de segmento aparece una vez cada 832 símbolos y siempre toma la forma de un pulso positivo-negativo-positivo que brinca entre los niveles +5,-5 (vease la figura 7.5). Los circuitos de correlación en el receptor se enganchan en el comportamiento repetitivo de la sincronía de segmento, que contrasta fácilmente contra el fondo de datos pseudoaleatorios. El receptor utiliza la sincronía de segmento recuperada para regenerar el reloj del sistema y muestrear la señal recibida. Debido a su alta frecuencia de repetición, su gran excursión de nivel y duración extendida, las sincronías de segmento son fáciles de encontrar por el receptor. Consecuentemente, la recuperación correcta del reloj es posible a niveles de interferencia muy arriba de las cuales en que la recuperación de datos es imposible. (hasta 0db de S/R – la recuperación de los datos exige por lo menos 15 db de S/R). este sistema robusto de sincronización, junto con la piloto, le permite al receptor encontrar enganche rápidamente durante los cambios de canal y otras condiciones transitorias. La Figura 7.7 muestra el contenido del segmento de datos ATSC y la posición de la sincronía de segmento ATSC.



TRANSMISION ATSC



NOTE: 4 SIMBOLOS POR BYTE

FIGURA 7.7 Segmento de datos de banda base ATSC.

Un segmento de datos ATSC corresponde más o menos a una línea NTSC; la sincronía de segmento ATSC es algo así como la sincronía horizontal en el NTSC. Por supuesto, las duraciones y frecuencias de repetición de cada señal son completamente diferentes. Cada sincronía de segmento ATSC dura $0.375 \mu\text{seg.}$; la sincronía NTSC dura $4.7 \mu\text{seg.}$ Un segmento de datos ATSC dura $77.3 \mu\text{seg.}$; una línea NTSC dura $63.6 \mu\text{seg.}$ Una inspección cuidadosa de los valores citados revela que la sincronía de segmento ATSC es algo mas estrecho que su equivalente NTSC. Esto se hizo para maximizar la carga de datos activos y minimiza el tiempo dedicado a la carga auxiliar de sincronía.

Trescientos trece segmentos de datos consecutivos forman un campo de datos. La figura tres muestra la composición de un campo de datos ATSC. La sincronía de campo ATSC es un segmento entero que se repite una vez por campo (24.2 mseg.) y que corresponde mas o menos al intervalo vertical en el NTSC. La sincronía de campo ATSC tiene un patrón conocido de símbolos en la forma de pulsos positivos- negativos repetitivos y es usada por el receptor para eliminar los fantasmas causados por la recepción deficiente. Esto se hace comparando la sincronía de campo recibida con errores contra la secuencia conocida de la sincronía de campo antes de la transmisión. Los vectores de error resultantes son utilizados para ajustar los taps (controles) de un ecualizador anti-fantasmas en el receptor. Como en el caso de la sincronía de segmento, su gran excursión de nivel y su naturaleza repetitiva hace que la sincronía de campo pueda recuperarse a niveles muy altos de ruido e interferencia (hasta 0dB de S/R). Ver figura

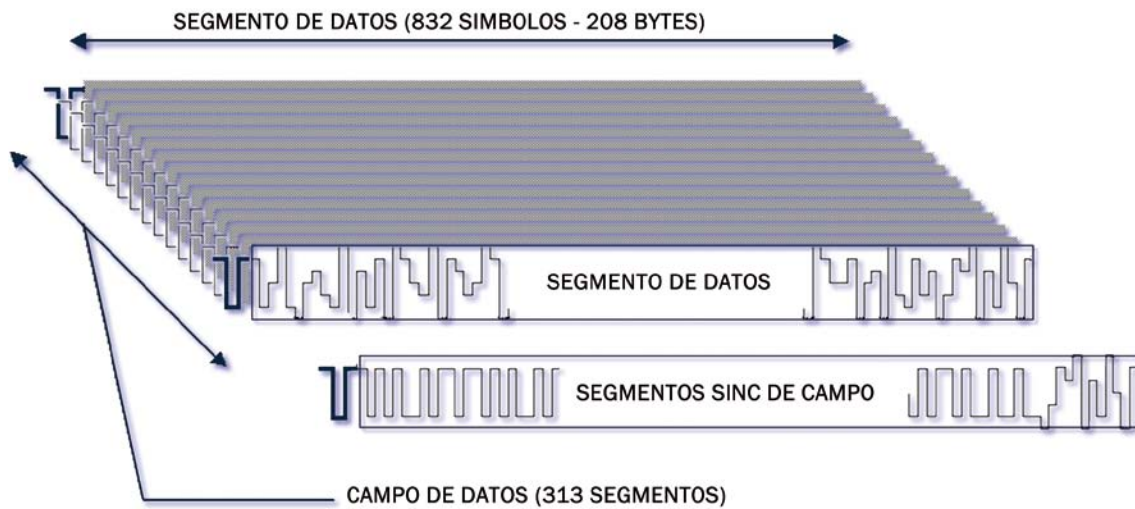


FIGURA 7.8 Campo de datos de banda base ATSC.

La robustez de las sincronías de segmento y de campo hace posible la recuperación de reloj y la cancelación de fantasmas en el receptor 8-VSB, aun cuando la carga de datos activos es completamente corrompida por condiciones pobres de recepción. Esto le deja al ecualizador adaptivo anti-fantasmas buscar en el fango para encontrar una señal útil antes de que se logre la decodificación exitosa de la carga de datos.

7.9 MODULACIÓN DE AMPLITUD.

La señal de DTV de banda base con 8 niveles, con la sincronía y el offset de CD de la piloto ya agregados, es luego modulada sobre una portadora de frecuencia intermedia (FI) Ver figura 7.9 . Esto produce un amplio espectro de FI de doble banda lateral alrededor de la frecuencia portadora. Como se muestra en la figura 7.10 El ancho de banda de esta señal de FI es demasiado grande para que se pueda transmitir dentro del canal de RF asignado de 6 megahertz. Afortunadamente, hay trucos que se pueden emplear para eliminar por filtraje una gran parte de este espectro, sin que se destruya nada de la información virtual digital.

Una breve inspección de la figura 7.10 revela el alto grado de redundancia en el espectro de FI de doble banda lateral. Los diversos lóbulos laterales son simplemente unas copias a escala del espectro central, y la banda lateral inferior es una copia invertida de la banda lateral superior. Esto hace posible la casi completa eliminación de la banda lateral inferior y todos los lóbulos laterales de la banda lateral superior, sin que se pierda información. La parte restante de a señal (la mitad superior del espectro central) puede ser dividida en dos, gracias al teorema de Nyquist, que dice que para transmitir una señal digital con una cierta tasa en bits/segundo, es preciso tener solo la mitad de ese valor en ancho de banda en Hertz.

La tarea de cortar el espectro de FI de doble banda lateral a un tamaño reducido cae en la próxima etapa de procesamiento, el filtro Niquist.

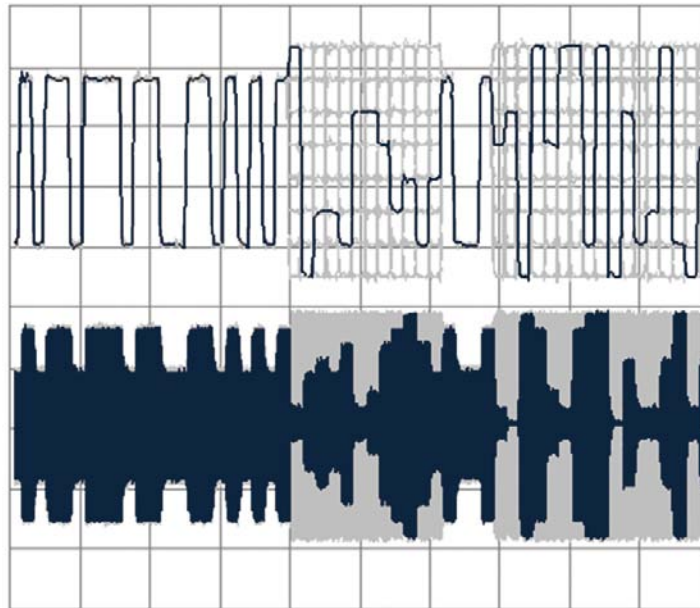


FIGURA 7.9 Señal de banda base de ocho niveles se modula en amplitud sobre la portadora de F1.

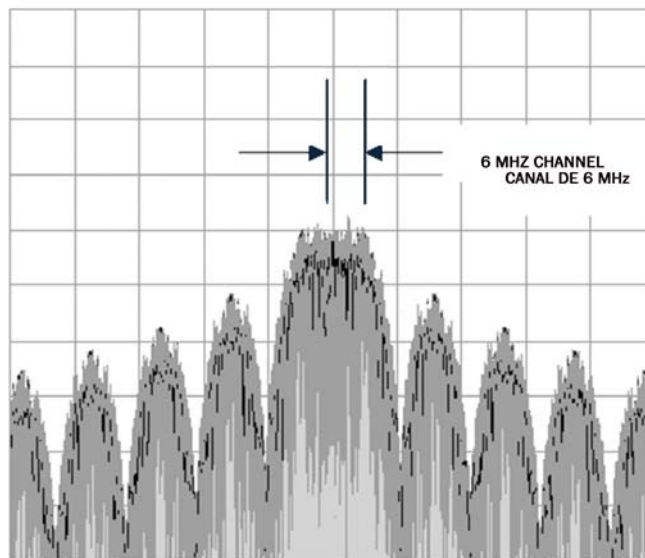


FIGURA 7.10 Espectro de doble banda lateral creado por modulación AM.

7.10 FILTRO NYQUIST Y MODULACION 8VSB.

como resultado de la adición de los datos auxiliares de la codificación FEC y las sincronías, la tasa total de datos sube desde 19.39 Mbits/seg. A la entrada del excitador a 32.28 Mbits/seg. A la salida del codificador Trellis. Ya que tres bits son transmitidos en cada símbolo de 8 niveles, la tasa de símbolos resultante es de $32.28\text{Mb} / 3 = 10.76$ Millones de símbolos /seg. Gracias al teorema de Nyquist, se puede transmitir 10.76



Millones de símbolos/seg. En una señal de banda lateral residual (VSB) con un ancho de banda mínimo de la mitad de $10.76 \text{ MHz} = 5.38 \text{ MHz}$. En vista de que el canal otorgado tiene un ancho de banda de 6 MHz , es posible reducir la brusquedad de la pendiente del filtro VSB y todavía caer dentro del canal de 6 MHz . El exceso del ancho de banda permitido (representado por α) es de 11.5% para el sistema 8-VSB ATSC. Esto es, $5.38 \text{ MHz} + 620 \text{ KHz} = 6 \text{ MHz}$. Mientras mayor sea el factor de α utilizado, más fácil será la realización de los equipos, tanto desde el punto de vista de diseño del filtro de la precisión necesaria del reloj para el muestreo.

En la Figura 7.11 se muestra la respuesta en frecuencia después del filtro Nyquist. Nótese como el formato 8-VSB, tal como el NTSC tradicional, utiliza una técnica de banda lateral única para conservar el espacio de espectro. A diferencia del NTSC, el 8-VSB lleva este concepto más al extremo: la banda lateral inferior está casi completamente ausente.

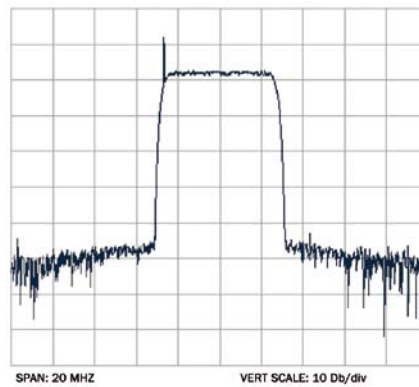


FIGURA 7.11 Espectro de frecuencia RF del 8 VSB.

La eliminación casi total de la banda lateral inferior, combinada con el filtraje a banda estrecha de la banda lateral superior, provoca cambios significativos en la forma de onda de RF transmitida. La envolvente de FI 8-VSB experimenta una transformación y pierde la apariencia nítida de escalera de 8 niveles que tenía antes del filtro. El tren de pulsos de símbolo cuadrados que formaba la señal de FI de doble banda lateral es modificado por la respuesta de impulso del filtro Nyquist de banda estrecha. Esto se muestra en la Figura 7.12.

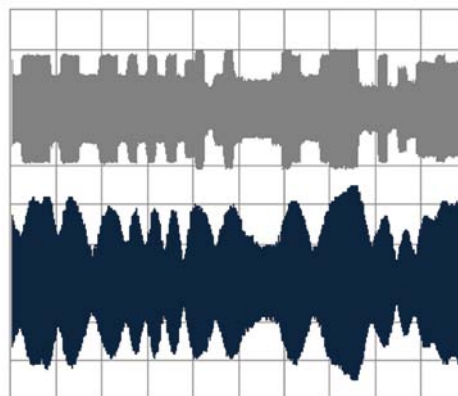


FIGURA 7.12 Efecto del filtro nyquist sobre la envolvente de FI del 8-VSB.



Después de considerar la figura 7.12 es natural preguntarse, ¿Qué paso con los ocho niveles y preguntarse si la información contenida en dichos niveles se ha perdido para siempre. La respuesta es no; se explica en los párrafos siguientes.

Como sabe cualquier ingeniero de transmisión, cuando se filtra un pulso cuadrado para limitar sus bandas de frecuencias, se ablandan los bordes cuadrados del mismo y el pulso se pone a oscilar en tiempo tanto antes como después del pulso inicial. Para la señal 8-VSB, esto sería un desastre, ya que la pre y post oscilación de un símbolo les causaría problemas a los otros símbolos anteriores y siguientes, distorsionando así sus niveles y trastornando su contenido de información.

Afortunadamente, todavía hay una manera de transmitir los pulsos de símbolo 8-VSB, si notamos que la información de 8 niveles es únicamente reconocida en el instante preciso de muestreo en el receptor. El resto de tiempo, la amplitud del pulso de símbolo no es importante y puede modificarse de cualquier modo que nos guste- siempre que la amplitud en el instante preciso de muestreo nos de uno de los ocho niveles requeridos.

Si se hace el filtraje de banda estrecha correctamente, según el teorema de Nyquist, el tren resultante de pulsos de símbolo será ortogonal. Esto significa que cada instante preciso de muestreo, únicamente un pulso de símbolo contribuirá a la forma de onda de RF final; todos los pulsos de símbolo anteriores y subsecuentes experimentan un cruce de cero en sus amplitudes en aquel punto de tiempo. Esto se muestra en la figura 7.13. de esta forma cada vez que el reloj del receptor muestrea la forma de onda de RF, el voltaje recuperado representara únicamente la amplitud del símbolo actual (uno de los 8 niveles posibles).

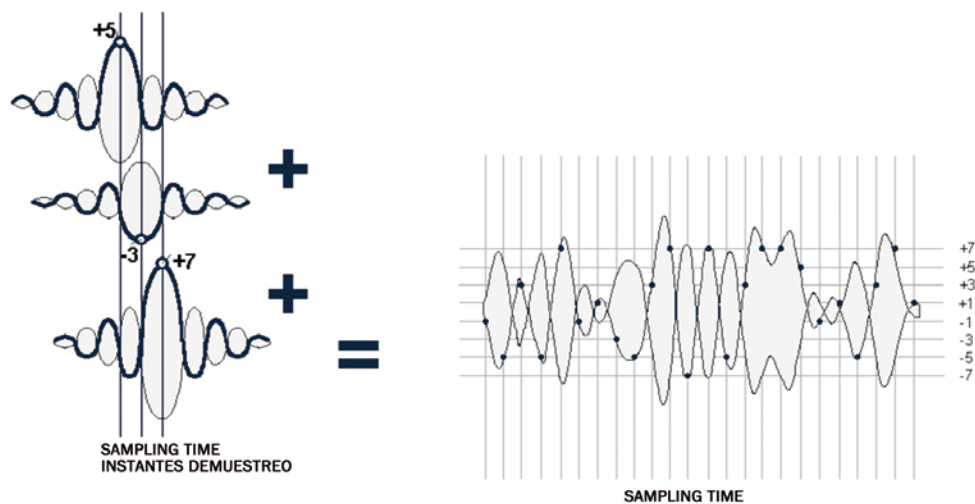


FIGURA 7.13 Suma de pulsos de símbolo ortogonales de banda estrecha.

A todo instante entre los de muestreo, la forma de onda total de la envolvente de RF es la suma de las oscilaciones de docenas de símbolos anteriores y futuros (ya que todos los símbolos tienen una amplitud no cero entre los instantes de muestreo). Note que por motivos de simplificación la figura 7.13 muestra pulsos de banda estrecha que



oscilan por solo 10 intervalos de muestreo cuando en realidad estos oscilan por un tiempo mucho mayor. La suma de estos valores no ceros (entre los instantes de muestreo) de docenas de símbolos pueden alcanzar voltajes muy altos de señal. Resultado es una señal picada que se parece al ruido blanco. El resultado es una señal “picada” que se parece al ruido blanco. La relación pico promedio de esta señal puede alcanzar los 8-10db, aunque el corte de los picos de RF en el transmisor puede limitar este valor a los 6-7 db sin consecuencias graves.

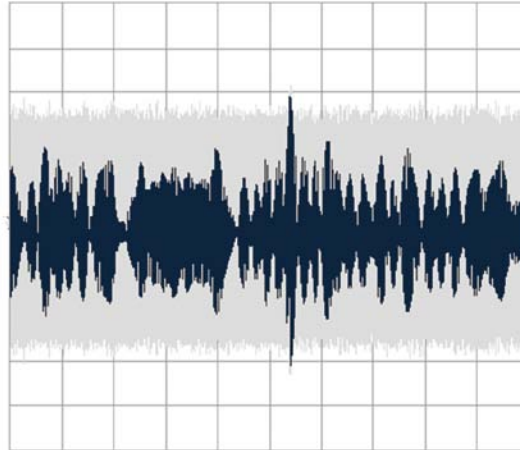


FIGURA 7.14 Forma de onda de RF del 8-VSB a la salida del excitador.

Una forma de realizar la modulación 8VSB sin utilizar el filtro nyquist consiste en insertar la señal de banda base junto con la señal piloto de DC $m(t)$ en un divisor para obtener 2 señales: una es suministrada a un Mixer **I** para ser multiplicado con la frecuencia portadora $A_c \cos(2\pi f_c t)$ y la otra primero pasa por la transformada de Hilbert y después a un Mixer **Q** la cual es multiplicado con la portadora defasada 90° . ver figura

La transformada de Hilbert realiza un cambio de fase de 90° para todas las frecuencias de una banda, la transformada de Hilbert en conjunción con el modulador IQ causa la supresión parcial de la banda lateral inferior. El espectro resultante 8VSB solamente contiene la banda lateral superior y una parte muy pequeña de la banda lateral inferior, la forma en que se representa esta modulación es la siguiente:

$$s(t) = \frac{1}{2} A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{2} A_c m_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (\text{Ver apéndice B})$$

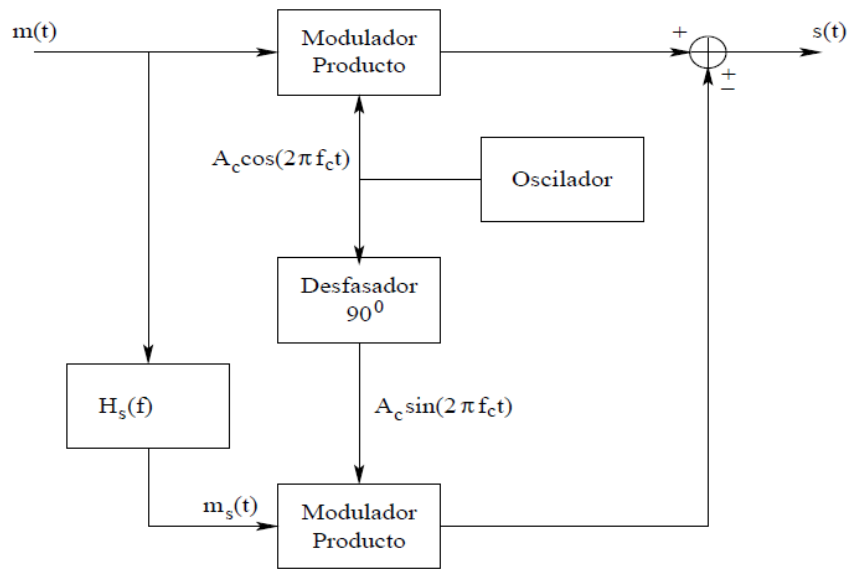


FIGURA 7.15 modulador 8VSB

7.11 DIAGRAMA DE OJO DEL 8-VSB.

Una representación popular de la señal 8-VSB que pone énfasis en los principios que acababan de exponerse es el diagrama de ojo 8-VSB. El diagrama de ojo es la superposición de muchos trazos del voltaje de la señal de RF recibida al instante del muestreo. Ya que la señal de RF tiene que alcanzar uno de los 8 niveles posibles a cada instante de muestreo, la convergencia de los múltiples trazos de señal forma 7 ojos que coinciden en tiempo con los pulsos de reloj e el receptor esto se muestra en la figura 7.15

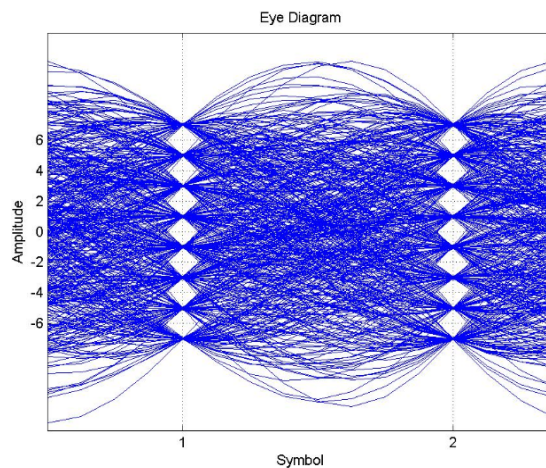


FIGURA 7.16 Diagrama de ojo del 8-VSB.



CAPITULO VIII PROYECTO DE UNA ESTACIÓN DE TRANSMISIÓN HDTV

8.1.- OBJETIVO DEL PROYECTO

Se realiza el siguiente proyecto para la instalación de una estación de transmisión HDTV en el valle de México ya que con la televisión digital terrestre se tiene el potencial de favorecer la optimización del espectro radioeléctrico, también se lograra que la calidad de las señales se vea mejorada hasta lograr niveles de Alta Definición con alta confiabilidad en la recepción de señales y que se fortalezca el desarrollo de la convergencia en beneficio de la sociedad

8.2. ANTECEDENTE

De acuerdo a la política para la transición a la televisión digital terrestre de la secretaria de comunicaciones y transportes se tiene el siguiente acuerdo publicado en el diario oficial de la federación con fecha de viernes 2 de julio de 2004

ACUERDO

PRIMERO.- Se adopta el estándar A/53 de ATSC, para la transmisión digital terrestre de radiodifusión de televisión, en adelante la Televisión Digital Terrestre (la TDT) que utilizarán los concesionarios y permisionarios de estaciones de televisión, para iniciar la transición a la televisión digital terrestre, en los términos y condiciones que al efecto establezca la Secretaría.

SEGUNDO.- Se establece la Política de Transición a la Televisión Digital Terrestre, en adelante la "Política", conforme a lo siguiente:

- a) A fin de que el proceso brinde certidumbre jurídica a todas las partes que en él intervengan, se establecerán líneas de acción de corto, mediano y largo plazo, así como condiciones objetivas para dar seguimiento al proceso, para así evaluar el desarrollo del mismo y, en su caso, reorientar las líneas de acción antes señaladas.
- b) La Política contiene las metas, requisitos, condiciones y obligaciones para los concesionarios y permisionarios de televisión, en relación con el proceso de transición tecnológica de la TDT.
- c) La Política, podrá revisarse y, en su caso, ajustarse a la evolución del proceso de transición tecnológica de la TDT, y corresponderá al Comité evaluar en forma continua los avances del proceso y elaborar un reporte anual del mismo, con la o las recomendaciones que, en su caso, correspondan.



Se desarrolla el siguiente proyecto considerando:

- El lugar para la instalación de una estación de televisión que de servicio al valle de México.
- El equipamiento necesario para lograr la cobertura mas adecuada al valle de México y/o poblaciones de interés.

8.3.- ANÁLISIS DEL PROYECTO.

El presente análisis es para determinar lo necesario en la instalación del nuevo sistema de transmisión en la estación transmisora.

8.3.1.- Ubicación propuesta.

DESCRIPCIÓN	CERRO DEL CHIQUEHUIE
COORDENADAS GEOGRÁFICAS:	LN: 19° 31' 58" LW: 99° 07' 50"
ALTURA SOBRE EL NIVEL DEL MAR (m.)	2 740,0
DISTANCIA A LA AEROPISTA MÁS CERCANO (km.)	6,35
AZIMUTH CON RESPECTO A LA AEROPISTA	333°

8.3.2.- Justificación técnica del proyecto.

FACILIDADES

DESCRIPCIÓN	CERRO DEL CHIQUEHUIE
EXISTENCIA DE OTRAS ESTACIONES EN EL LUGAR	SI
FACILIDADES DE ACCESO	SI
DISPONIBILIDAD DE ENERGIA ELÉCTRICA	SI
DISPONIBILIDAD DEL TERRENO	SI
DISPONIBILIDAD DE AGUA POTABLE	NO



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS.

DESCRIPCIÓN	CERRO DEL CHIQUIHUIITE
TRANSMISOR	DTV
POTENCIA NOMINAL	7,25 kW
FRECUENCIA O CANAL	UHF canal 33
TORRE	
ALTURA	120,0 m
TIPO	AUTOSOPORTADA
SISTEMA RADIADOR	
TIPO	Panel
# DE ELEMENTOS	24
PESO DEL SISTEMA PROPUESTO	1 000 kg
ALTURA DEL SISTEMA	6,0 m
ORIENTACIÓN	340 °
PATRÓN DE RADIACIÓN	OMNIDIRECCIONAL
GANANCIA	13,1 dB / 20,41 veces

TRANSMISOR DTV

El equipo transmisor para generar la señal de televisión digital en RF, en la frecuencia del canal propuesto y con la potencia requerida para hacer llegar la señal digital del canal 33 al valle de México, debe cumplir con las siguientes características:

Estándar:

ATSC.Digital

Estado Sólido.

Que incluya excitador dual, filtro de mascara, Con todas las medidas de seguridad personal según la norma IEC 215.

Características de RF:

Potencia de salida: 7.25 kW promedio mínimo, con ajuste continuo, terminado en 50 Ω.

Rango de frecuencia: Canal UHF de 6 MHz (470 a 806 MHz), canal 33.

Estándar: ATSC.

Tipo de Modulación: 8-VSB.

Estabilidad de Frecuencia piloto: ± 200 Hz/mes.

Estabilidad de de la potencia de salida: ± 2 % ó mejor.

Emisión de espurias y armónicas: -60 dB ó mejor

Conector de salida de RF: 3 1/8" EIA, impedancia 50 Ω.



Salida de RF con protección contra: alta corriente, alto voltaje, alta temperatura, alta excitación y alta onda estacionaria.

Características Sección de Datos:

Estándar de Televisión: ATSC, color, sistema HDTV.
Entradas de datos: SMPTE 310-M. BNC hembra 75 Ω .
Entrada de nivel nominal: Nivel 800 mV p-p \pm 10%.
Velocidad de transmisión 19.39265846 Mb/s.
Relación señal a ruido: \geq 27 dB

Medición:

Potencia de salida de la portadora
Potencia reflejada de la portadora
Lectura de etapas intermedias de potencia (PA y Driver)
Parámetros de la fuente de poder.
Alarma de temperatura en los módulos de RF.
Monitoreo de Corriente y Voltaje en la etapa final de amplificación.

Circuitos de Protección:

Sobre temperatura
Sobre corriente.
Alto VSWR.
Sistema de enfriamiento

Características Generales:

Voltajes de alimentación: 208-240 V \pm 10%, 3 \emptyset , 1 neutro, 4 Cables
Frecuencia de alimentación: 60 Hz.
Altitud de operación: de 0 a 9 000 ft. Sobre Nivel del Mar
Factor de potencia: 0,9 ó mejor
Consumo Eléctrico: 35 Kw ó mejor.

Además el equipo transmisor debe estar equipado con un sistema de enfriamiento a base de líquido refrigerante, esto es debido al bajo costo, casi nulo mantenimiento, eficiencia y al poco espacio que utiliza dicho sistema. También debe equiparse con un filtro de máscara para evitar las emisiones fuera del canal y cumplir con la norma FCC 47CFR§73.622(h) como se muestra en la figura 8.1

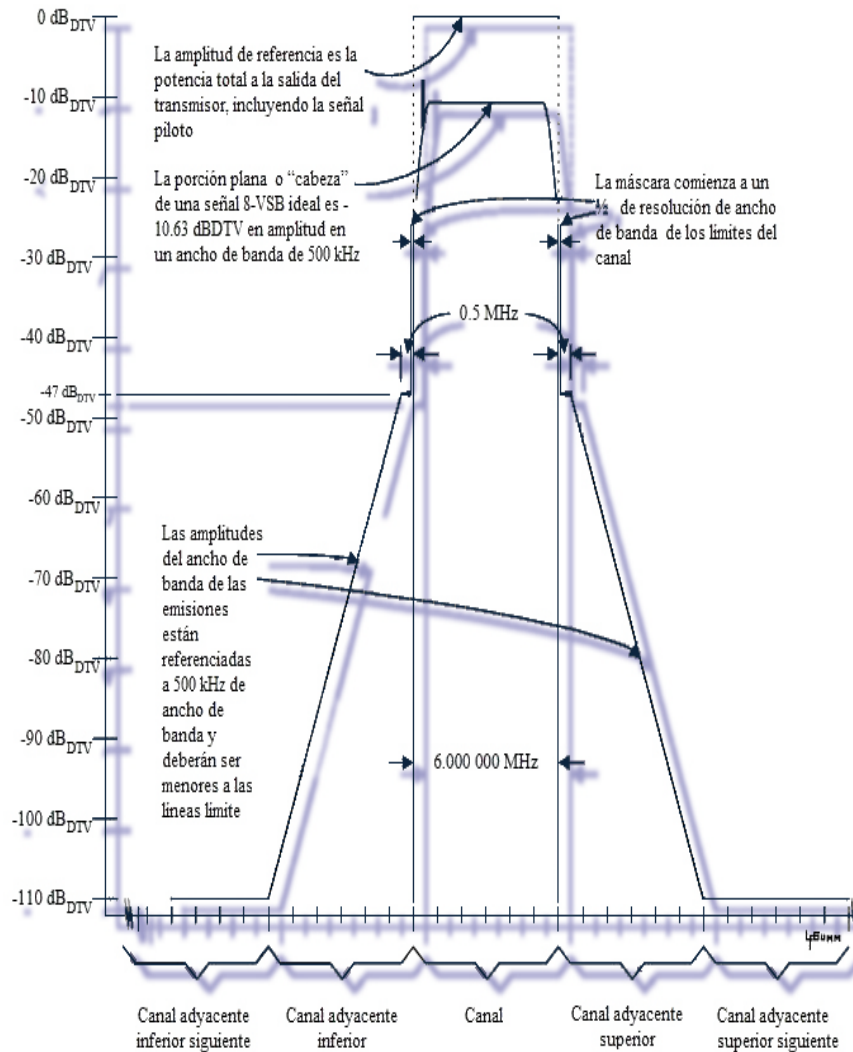


FIGURA 8.1 Requerimiento de emisiones para transmisores 8-VSB

CARACTERÍSTICAS DE UNA TORRE.

Todas las torres se clasifican en uno de 2 tipos básicos: Auto soportada y Arriostrada, en nuestro caso lo que nos interesa es conocer las características de las torres auto soportadas. Una torre auto soportada requiere de un poco de terreno cuadrado con lados iguales los cuales deben ser entre el 8% y el 20% de la altura de la torre. Las torres auto soportadas pueden ser de dos tipos, cuadradas o triangulares de sección cruzada. Usualmente resulta más económico el uso de torres triangulares de sección cruzada, existen situaciones en que es mejor una torre cuadrada de sección cruzada. El principal elemento estructural son las piernas, la red de brazos en cada cara y si se requiere para



mayor estabilidad, brazos de diafragma horizontal. Las piernas normalmente son inclinadas (afiladas) para asegurar una fuerza y estabilidad adecuadas conforme se incrementa la altura. El ángulo de inclinación es una opción del diseñador para instalar el equipamiento requerido, la rigidez requerida y el área de tierra disponible. La inclinación en ocasiones varía con la torre para mantener un balance deseable entre el costo de las secciones de piernas y los brazos de apoyo o para reducir la carga de los cimientos. Regularmente las piernas en la sección mas alta de la torre pueden estar paralelas para simplificar el montaje del equipo (ver figura 8,2).

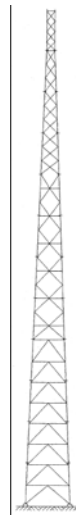


FIGURA 8.2 torre de transmisión

Hay diversas configuraciones de los tirantes para los paneles individuales del “bragüero” (Tuss). La opción esta influenciada por el ancho del panel, la magnitud de las cargas por viento y hielo predominantes, la ubicación del equipo y la estabilidad requerida. La continuidad en la transferencia de las cargas aplicadas a través de la estructura sin excentricidad significativa es esencial sin importar la configuración usada.

MATERIALES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TORRE

Casi todas las torres de radiodifusión se construyen con acero porque este proporciona la estructura más económica. La selección del grado y de la forma del acero es obviamente una consideración importante del diseño.

El acero utilizado para torres comúnmente tiene bajo contenido de carbón con fuerzas de producción en el rango de 36,000 a 60,000 PSI. Estos materiales tienen buena ductibilidad y son adecuados para soldadura. Algunas torres han sido construidas usando materiales de alto grado con fuerzas de producción superiores a los 100,000 psi. Pero el ahorro en peso es mayor que la compensación por altos precios base y el incremento en costos de



fabricación. Sin importar el grado del material, las características mecánicas y químicas del acero se deben certificar por el molino que lo produce para asegurarse que cumple con los requerimientos del diseño. La forma del material así como su tamaño y la fuerza afecta la capacidad de carga que soporta la torre. La forma también tiene un efecto significativo en la magnitud de cargas producidas por el viento. Los estándares de diseño permiten una reducida carga del viento en miembros redondos tan pequeña como el 57% de la carga del viento para los miembros planos o angulares de la misma anchura. Por esta razón, las barras redondas sólidas, los tubos estructurales redondos y la tubería son de uso frecuente. Esta ventaja en carga del viento es compensada de alguna manera por el incremento en los costos de fabricación, debido a la necesidad de soldar placas para conectar los diferentes miembros.

No hay un grado o forma de los materiales que sea considerada la mejor. La elección depende en gran parte de la preferencia del diseñador y del tipo de instalaciones de fabricación disponibles.

Un factor igualmente importante como la selección del grado y forma del acero estructural es el diseño de las conexiones. Para conexiones soldadas, la compatibilidad de los metales de la base y de relleno y las temperaturas de precalentamiento requeridas deben ser consideradas. Los procedimientos usados deben ser calificados y los soldadores certificados en su uso. Los procedimientos de inspección deben ser compatibles con el diseño de la soldadura. Los pernos para el ensamble de campo pueden ser de varios tipos. Generalmente para los miembros que llevan la carga principal son de alta resistencia. Si se requiere de resistencia positiva al corrimiento de las conexiones, deben ser diseñados como conexiones de fricción.

ACABADOS DE LA TORRE.

El acero es susceptible a deteriorarse por corrosión atmosférica. Para prevenir el deterioro, los miembros de la torre y sus elementos deben ser tratados con una capa protectora. Esta capa es usualmente de zinc, el cual tiene una excelente resistencia a la corrosión, porque es más alto en la serie electroquímica de la tabla periódica de elementos, proporciona la protección catódica a las superficies de acero expuestas adyacente a él. Aun cuando la capa de zinc puede descarapelarse o dañarse de otra manera, puede continuar inhibiendo la corrosión de estas áreas expuestas y el óxido no se desarrollara debajo las capas adyacentes de zinc.



Hay varios métodos para aplicar el zinc incluyendo el galvanizado por inmersión en caliente, Spray flameado, electro chapado y pintura. Todos deben ser aplicados en superficies limpias.

PREVENCIÓN DE HIELO EN LA TORRE.

Existen capas para reducir la adherencia del agua a las superficies y posteriormente la formación del hielo en ellas. Sin embargo, ningún medio es confiable para eliminar totalmente el riesgo del aumento severo del hielo.

ACCESO A LAS INSTALACIONES.

Una torre debe tener algunas instalaciones de acceso a la torre para mantenimiento y el equipo de apoyo para la torre. Para torres pequeñas, los mismos tirantes de la torre pueden usarse como escalones, o se pueden adjuntar escalones de perno a una pierna o una cara.

SELECCIÓN DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN ADECUADA

En el sistema de radiación para determinar la línea de transmisión se debe considerar seleccionar un tamaño de línea adecuada, La longitud total de una corrida de línea de transmisión, desde la salida del transmisor a la entrada de la antena, ya que es necesaria para estimar la atenuación de la señal, y, como consecuencia, la potencia entregada a la carga o la antena. Las líneas de transmisión de mayor diámetro tienen una menor atenuación, la potencia promedio elevada, y rangos más altos de potencia pico. Para un tamaño de línea determinada, una impedancia característica de 75 ohm tiene menor atenuación y menor manejo de potencia que una línea con impedancia característica de 50 ohms. Seleccionar el tamaño de línea más grande disponible para una aplicación reducirá al mínimo los costes operativos.

El principal modo de propagación para una línea de transmisión es TEM (Transversal Electro-Magnético). Ambos campos, eléctrico y magnético son perpendiculares a la dirección de propagación. Este modo es el más eficiente para líneas de transmisión coaxiales. Cada tamaño de línea tiene una frecuencia de corte por encima de la cual el principal modo de propagación (TEM) ya no transferirá energía de forma eficiente. Líneas de transmisión de diámetro más grande tienen baja frecuencia de corte.



CONSIDERACIONES PARA POTENCIA PROMEDIO

La potencia promedio ponderada es considerada la potencia promedio, mas la potencia reflejada del más alto VSWR esperado. El más alto VSWR esperado es usado como margen de seguridad para dar cuenta de la acumulación del sistema (fuente, línea y carga), y problemas imprevistos como el incremento de VSWR debido a formación de hielo en la antena. El valor de la potencia promedio ponderada se utiliza para estimar el aumento de calor del conductor interno. El máximo aumento de calor de todos los servicios presentes en la línea de transmisión no debe exceder de 60° C, mas la máxima temperatura ambiente de 40° C nos indica que la temperatura del conductor interno debe ser de por lo menos 100° C.

Para este proyecto se propone una línea de transmisión marca Andrew, modelo HJ-11 ya que cumple con las características de potencia promedio soportada a la frecuencia de corte propuesta de 587 MHz. (la línea queda sobrada respecto a la potencia promedio debido a la posible instalación de mas servicios sobre la misma línea a futuro), impedancia de 50 Ω , diámetro de 4", temperatura del conductor interno superior a 100° C. la ficha técnica de la línea se encuentra en el anexo 1.

PRESURIZACIÓN DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Todos los sistemas de líneas de transmisión coaxiales deben ser mantenidos con presión positiva de aire seco, o nitrógeno en todo momento. La presión positiva ayuda a asegurar que la línea se mantenga seca y limpia, y ayuda a prevenir la entrada de humedad al sistema. La humedad en la línea puede aumentar el VSWR y la atenuación, teniendo como resultado un pobre desempeño de la línea y degradación de la calidad de la señal. Humedad y/o agua en la línea también pueden provocar voltaje de ruptura teniendo como resultado falla catastrófica. Se recomienda como mínimo mantener de 15 a 20 PSI continuos de aire seco o nitrógeno en la línea del sistema. La presurización también puede ser usada como un dispositivo para mejorar la potencia promedio y el rango de potencia pico de una línea de transmisión.

CARGA FANTASMA

En radio frecuencia este dispositivo también es conocido como antena fantasma o terminación de radio frecuencia. Este dispositivo es usado en lugar de una antena para ayudar en la pruebas de un transmisor de radio frecuencia. Se utiliza para sustituir la



antena mientras se realizan ajustes al transmisor, de esta forma el transmisor no interfiere con otros transmisores de radio durante los ajustes. Si un transmisor es ajustado sin una carga, como por ejemplo una antena o una carga fantasma, el transmisor puede sufrir daños severos. También si el transmisor es ajustado sin carga, puede operar de manera distinta que con la carga y el ajuste podría ser incorrecto.

Una carga fantasma ordinaria debe ser una resistencia pura; la cantidad de resistencia debe ser la misma que la impedancia de la antena o línea de transmisión usada con el transmisor (Usualmente 50Ω o 75Ω). La cantidad de energía de radio que es absorbida por la carga fantasma se convierte en calor. Una carga fantasma debe ser elegida o diseñada para soportar la cantidad de potencia que puede ser entregada por el transmisor. Una carga fantasma ideal proporciona un VSWR de 1:1 a la impedancia dada.

Para aplicaciones DTV, cuando se selecciona una carga, es importante entender que ciertos diseños de cargas son más aptos para manejar rangos de altos picos a potencia promedio. Veamos que sucede con un elemento resistivo cuando una señal de onda continua es aplicada.

Observando la sección cruzada de un elemento resistivo típico cuando una señal de onda continua es aplicada, ambos, la película resistiva y el sustrato se calientan de manera uniforme. Por lo tanto, cuando una señal digital es aplicada al mismo resistor, los picos de la señal pueden de manera instantánea calentar la película resistiva. La película resistiva puede expandirse mientras que el sustrato no lo cual crea estrés mecánico. La película puede físicamente levantarse del sustrato. Véase figura 8.3

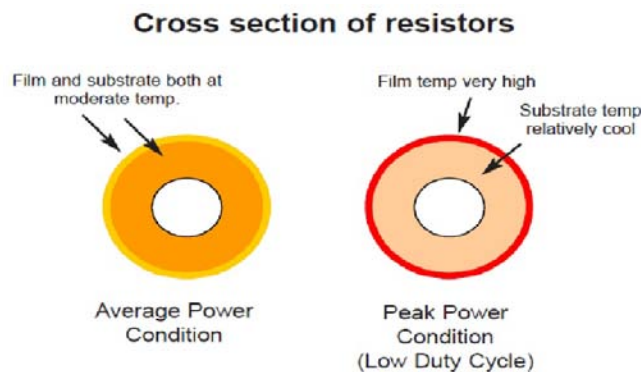


FIGURA 8.3 sección cruzada de un elemento resistivo

Una regla general para aplicaciones digitales en general es el Duty Cycle, así la potencia promedio de la carga nunca será excedida. Para utilizar una carga que sea diseñada para aplicaciones digitales se debe considerar que sea entre 6 y 10 dB mayor a la potencia promedio del transmisor. Ver figura 8.4



FIGURA 8.4 Carga fantasma

8.3.3 Sistema radiador y Nivel de cobertura

Para determinar el patrón de radiación adecuado con la información recabada, se procede a efectuar las evaluaciones para llevar a cabo, el análisis correspondiente del sitio, considerando la orografía de la región, la potencia y la frecuencia de operación probable.

Frecuencia de operación propuesta: canal 33 UHF, 587 MHz Frecuencia central Potencia radiada aparente (PAR) propuesta: 100 KW.

El diseño del sistema se realiza a partir de la topografía digitalizada de la Republica Mexicana y, en concreto, de la zona de interés.

DESCRIPCIÓN	CERRO DEL CHIQUIHUITE
COBERTURA EN km ²	11 925
COBERTURA TOTAL EN NÚMERO DE HABITANTES	16 667 894

DESCRIPCIÓN GENERAL

El sistema propuesto está formado por 24 paneles, distribuidos en 4 caras, con 6 pisos de paneles en cada una de ellas, conforme a lo solicitado. A partir de esta definición se dimensiona el sistema de distribución de potencia, de manera tal que cada uno de los elementos que forman parte del mismo soporten la potencia máxima de trabajo. El sistema radiante en su totalidad puede describirse como la suma de los siguientes equipos: Elementos radiantes (paneles), latiguillos de alimentación de antenas y bloque de distribución. A partir de estas consideraciones, se han definido los siguientes parámetros:



VSWR

Con el fin de obtener una buena adaptación del sistema radiante, el mismo se diseña utilizando la técnica de compensación del coeficiente de onda estacionaria (VSWR) mediante el desplazamiento mecánico de los paneles (offset). Este procedimiento consiste en aplicar a las antenas unitarias una fase de alimentación mediante sus latiguillos de conexión, de forma tal que los niveles de señales por ellas reflejadas se cancelen a la entrada del repartidor de potencia principal del sistema. El desplazamiento mecánico de los paneles hace que el posible deterioro en la forma del patrón de radiación que pudiera originarse por las fases de alimentación sea nulo. El desplazamiento mecánico de los paneles puede llevarse a cabo lateralmente (moviendo la antena hacia uno de sus costados sin perder el acimut de apuntamiento) o frontalmente (moviendo la antena en la dirección de propagación, hacia su acimut de apuntamiento). En este caso proponemos el desplazamiento lateral.

ANTENAS UNITARIAS

El diseño está basado en la utilización de una antena tipo panel de UHF modelo RYMSA AT15-250, el mismo es de polarización horizontal y apto para trabajar en toda la banda de radiodifusión de UHF. Esta antena esta especialmente pensada para estructuras soporte cuadradas o configuraciones en las que las diferencias de apuntamiento entre paneles es de 90° de acimut.

DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

Los diagramas de radiación han sido calculados utilizando el software de cálculo (ASWIN), que utiliza los archivos digitalizados de la antena AT15-250 medida en el campo de pruebas de RYMSA. Ver figura 8.5



PROYECTO DE UNA ESTACIÓN DE TRANSMISIÓN HDTV

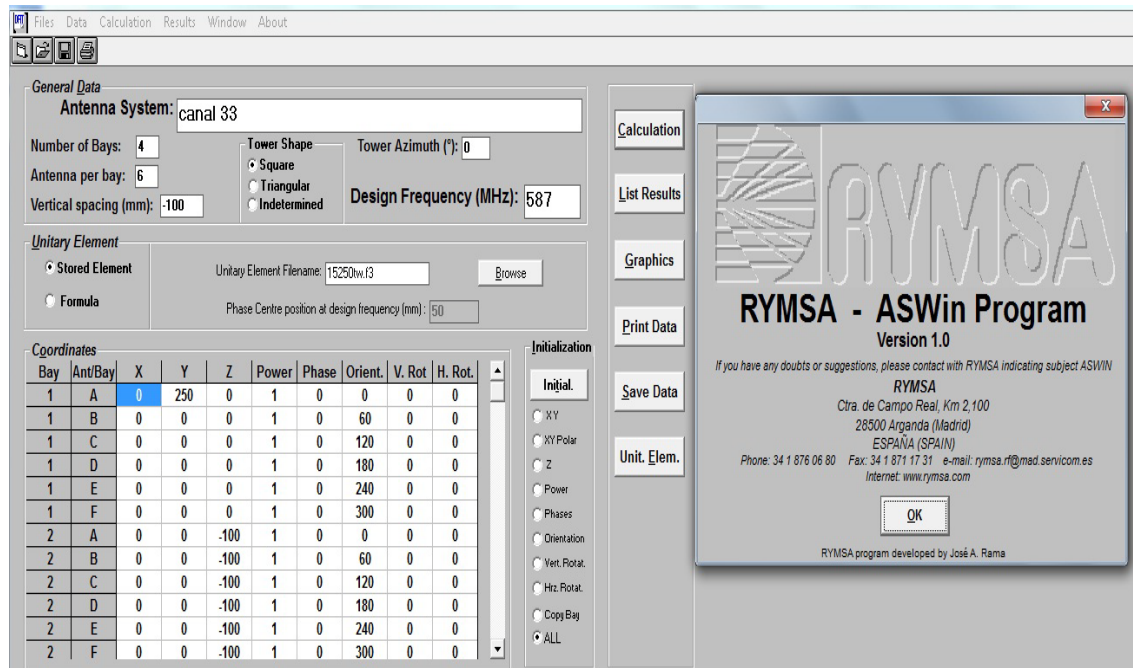


FIGURA 8.5 Ejemplo con software ASWin

Se ha considerado una inclinación eléctrica del haz principal de radiación de -1° . En cuanto al relleno de nulos, el sistema se ha diseñado con un relleno del primer nulo superior al 15%, con el fin de asegurar la cobertura en las proximidades de la estación.

A continuación en la figura 8.6, 8.7 y 8.8 se muestran los diagramas horizontal y vertical en este canal 33 y sus características.

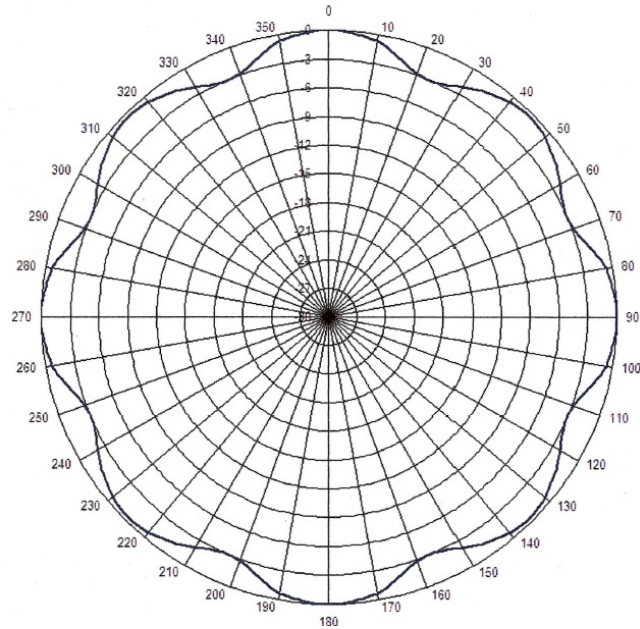


FIGURA 8.6 Diagrama de radiación Horizontal
TV Digital ATSC. Canal 33
Frecuencia: 587 MHz
Elevation: -1°
Ganancia: 13.15 dBd

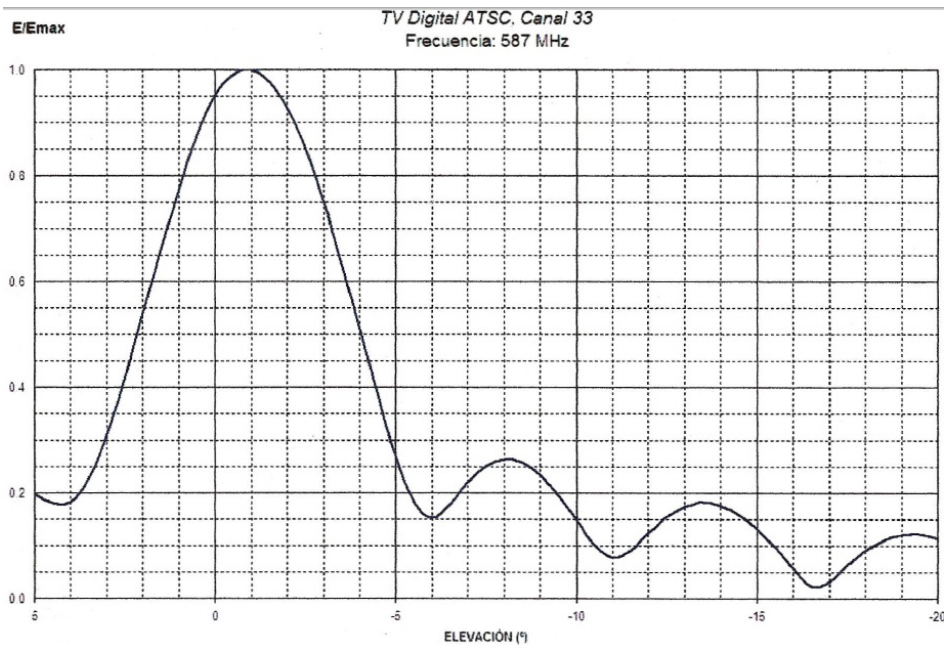


FIGURA 8.7 Diagrama de radiación vertical.



PROYECTO DE UNA ESTACIÓN DE TRANSMISIÓN HDTV

SISTEMA C/33, TV DIGITAL ATSC

Características Eléctricas

Banda de operación	B-IV/V (470-862 MHz)
Frecuencia de diseño	587 MHz
Impedancia	50 ohms
Polarización	Horizontal
Elemento unitario	AT15-250
Acimut de apuntamiento de las antenas	0° - 90° - 180° - 270°
Número de antenas	24
Antenas por acimut	6 - 6 - 6 - 6
ROE (Pérdidas de retorno)	1.1:1 (26 dB)
Diagrama de radiación vertica	
Tilt	-1°
Relleno de nulos	15%
Ganancia	13.15 dBd
Pérdidas de inserción	1.58 dB
Ganancia neta	11.57 dBd
ERP con potencia Tx 7.25 KW	104.07 KW
Máxima Potencia RMS @ 587 MHz (VSWR 1.1:1 . Temp. Alma 120°C & 30°C T. Exterior)	13.43 KW a la entrada del alimentador
Máxima tensión de pico (VSWR 1.1:1)	4437 Vpico a la entrada del alimentador
Conector de entrada	EIA 3 1/8"

Características Mecánicas

Dimensiones del elemento unitario (WxDxH)	483 x 264 x 983 mm
Altura del sistema radiante	6 m
Peso del sistema radiante (sólo paneles)	240 Kg
Carga al viento (160 km/h)	9.3 KN
Rango de temperaturas	-40°C to +80°C
Máxima velocidad del viento	200 Km/h

FIGURA 8.8 Características del sistema de antenas.

CALCULOS DE COBERTURA

Con el fin de determinar la validez del sistema diseñado, se ha procedido a realizar el cálculo de la cobertura teórica esperada, a partir de la topografía digitalizada de la Republica Mexicana

En un primer paso se calcula la línea de vista que tenemos desde la punta de transmisión. Este cálculo no deja de ser un parámetro totalmente óptico, y que permite prever, de una forma rápida, la cobertura que se va a tener.

Se genera una estación transmisora con las características del sistema radiante diseñado conforme a las necesidades requeridas y la potencia de transmisor especificada. Se



utilizan los diagramas obtenidos e indicados anteriormente, así como las ganancias indicadas en los mismos y las pérdidas del sistema calculadas anteriormente.

Una vez introducido este diseño en el software de cálculo de cobertura (ATDI Hertz- Mapper) se procede a determinar la citada cobertura teórica en $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$. Dentro de las distintas posibilidades de rutinas de cálculo de propagación, se selecciona el método de Cylinder, que tiene en cuenta las obstaculizaciones debidas a accidentes geográficos y a múltiples obstáculos en el trayecto de propagación, calculando la atenuación por difracción debida a los mismos conforme a la recomendación 526 de la ITU.

El calculo de cobertura se presenta mediante código de colores, con 10 que su lectura resulta muy clara de interpretar.

Los resultados se presentan a continuación para 7.25 Kw de potencia de transmisor.

Se incluyen, pues, las siguientes graficas:

- Mapa de la región bajo estudio. Ver figura 8.9
- Línea de vista de la antena transmisora, los puntos con visibilidad directa desde la antena aparecen sin ocultar. Ocultos en azul se presentan los puntos en los que no existe línea de vista desde la estación. En estos puntos la recepción de la señal tiene lugar mediante difracción. ver figura 8.10
- Cobertura para una potencia de transmisor de 7.25 Kw ver figura 8.11



PROYECTO DE UNA ESTACIÓN DE TRANSMISIÓN HDTV

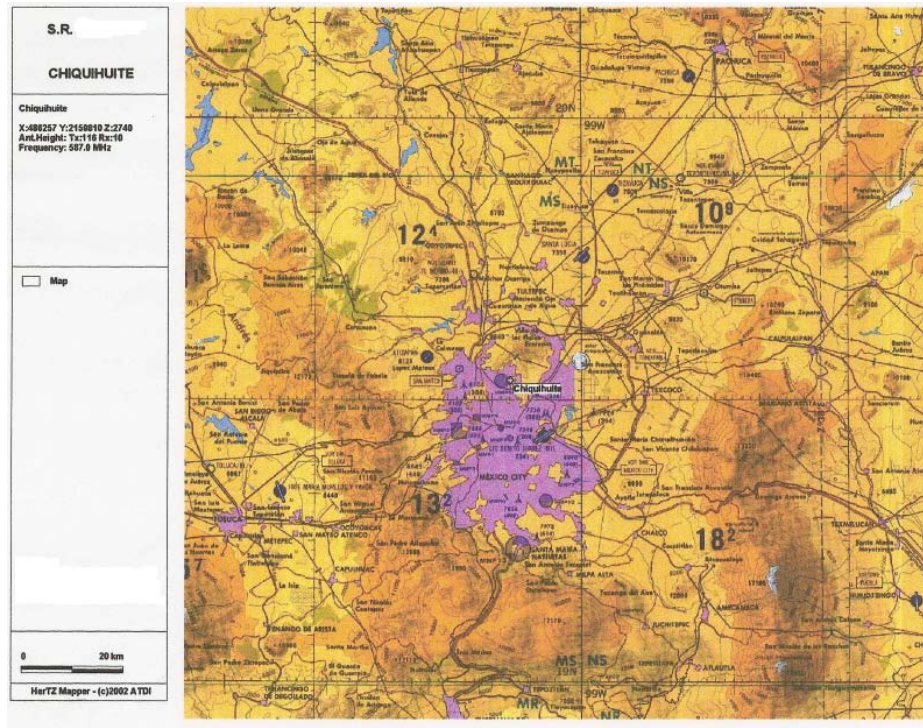


FIGURA 8.9 Mapa de región bajo estudio

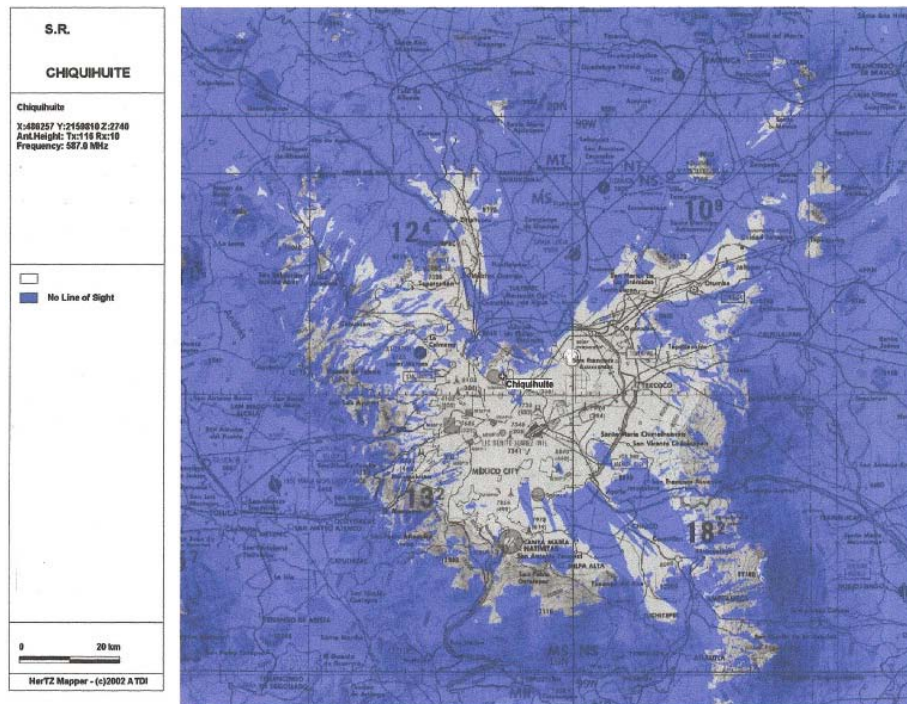


FIGURA 8.10 línea de vista de la antena transmisora.

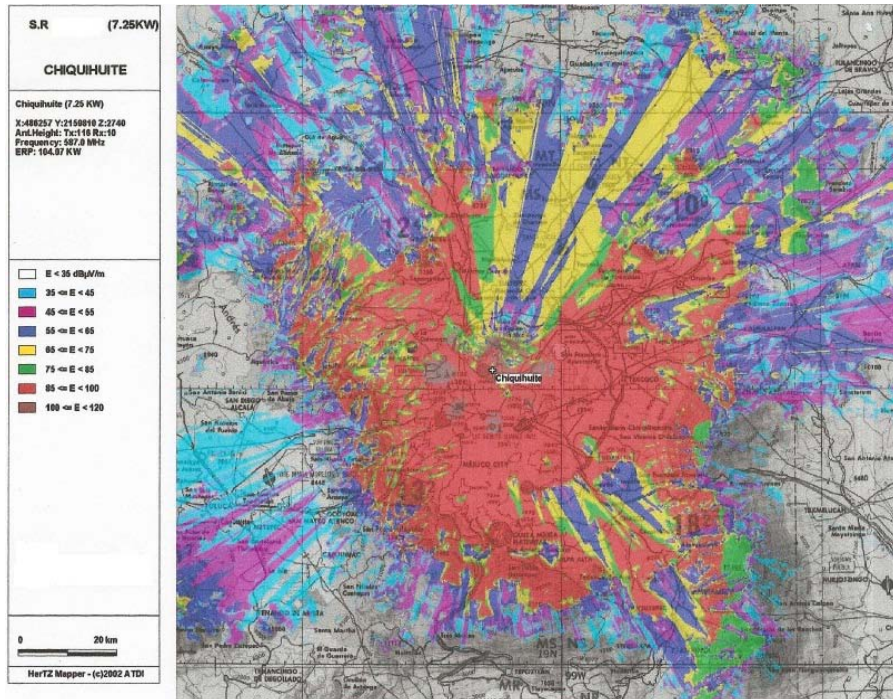


FIGURA 8.11 cobertura para una potencia de transmisión de 7.25KW

8.3.4 Esquema de Interconexiones de estación

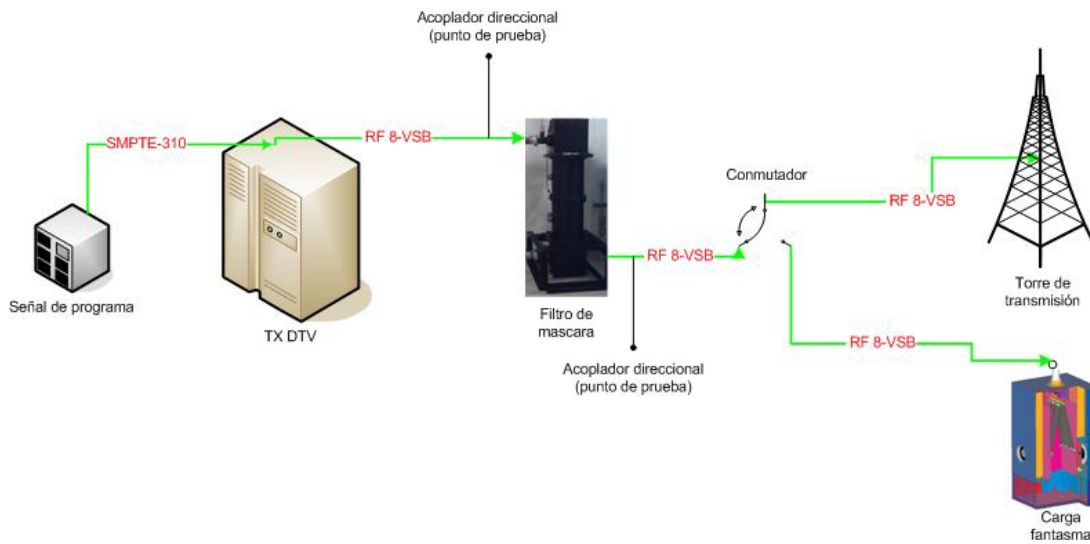


FIGURA 8.12 Diagrama de conexión RF



8.3.5 Equipo de Monitoreo

ANALIZADOR DE TRAMA MPEG-2

El analizador y decodificador MPEG 2 realiza mediciones en tiempo real así como análisis simultáneo de 18 parámetros de acuerdo con ATSC.

Es una herramienta para el diagnóstico y manejo de calidad de señal en producción, desarrollo y en el campo. Realiza análisis de protocolo en una trama de transporte MPEG 2 sobre RF, IP ó ASI/SMPTE-310, monitoreando y reportando en tiempo real errores de primera, segunda y tercera prioridad mediante LED's en el panel frontal o por medio de un monitor externo. También proporciona estadísticas de errores, mostrando qué tan frecuentemente se presentan, por cuánto tiempo y la información de tiempo relacionada a ese error en particular.

Este analizador permite realizar las medidas específicas para MPEG-2 que se detallan en el documento de TR101 290 (Primera, Segunda y Tercera prioridad). A parte de las medidas de los parámetros más generales de las señales de RF, como el MER y el EVM, diagrama de la constelación, niveles de RF, potencia del canal, SNR, BER, Jitter, Visualización del espectro, medidas de amplitud y fase, retardo de grupo, respuesta impulsional del canal.

MONITOR FORMA DE ONDA

Permite hacer el análisis de señales de vídeo digital en componentes HD/SD, SD/SDI. Este aparato está especialmente indicado para que se comience a tener contacto con la señal de vídeo digital. Además, proporciona la visión tanto de los valores numéricos como la forma de onda analógica en su pantalla. Por lo que hace la visualización de la forma de onda de la señal analógica en componentes, se permite los modos más usuales parade y overlay. Si hay las señales adecuadas en la entrada del aparato, se pueden seleccionar los modos lightning, arrowhead, bowtie y diamond.

En el modo digital se pueden ver los datos en binario, hexadecimal y decimal. Esto es especialmente útil cuando se utiliza la herramienta cursor del aparato, que permite moverse por las diferentes líneas y mostrar dentro de las líneas, cosa que permite contrastar un valor determinado calculado a mano con su valor real.



Como aparato de medida de banda base digital, tiene evidentemente, la opción de visualizar el diagrama de ojo y por tanto, realizar las medidas pertinentes, como son el jitter, la amplitud y los tiempos de subida. También dispone de una pantalla de monitorización que informa de las características de la señal de entrada, así como de parámetros físicos de la línea de transmisión.

DEMODULADOR/DECODIFICADOR

El demodulador/Decodificador es un demodulador 8VSB de frecuencia ágil con un decodificador MPEG-2 para uso en transmisión ATSC 8VSB. Consiste de un demodulador con entrada RF una salida externa ASI y un decodificador MPEG-2 con múltiples salidas análogas y digitales.

El equipo es capaz de demodular transmisiones ATSC recibidas sobre un rango de frecuencias de 55 a 860 MHz (canales 2 a 69 VHF/UHF).

Las salidas del decodificador son HD-SDI, SD-SDI, Y Pb Pr/RGB y video NTSC. Los formatos SDI proveen audio embebido de hasta 4 canales mono, 2 canales estéreo o más canales usando un modo comprimido (Dolby AC-3). La tabla de información PSIP se muestra sobrepuesta en las salidas de video cuando se habilita.

MONITOR/AMPLIFICADOR DE AUDIO DIGITAL

El Monitor /Amplificador de audio debe ser capaz de entregar o desplegar a la salida audio multicanal "Codificado" (hasta ocho canales) de las tramas Dolby E o Dolby Digital.



ESQUEMA DE INTERCONEXIONES

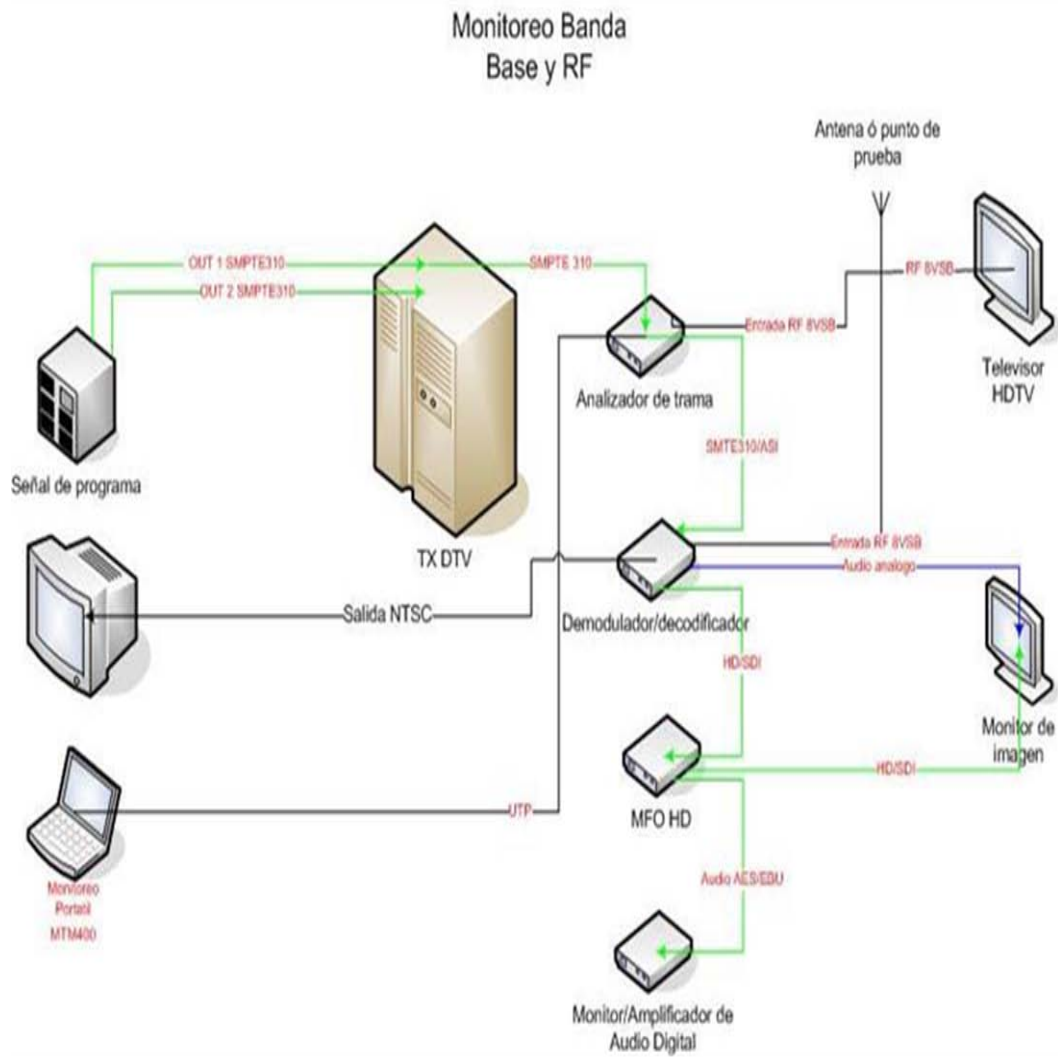


Figura 8.13 Esquema de monitoreo en banda base y RF



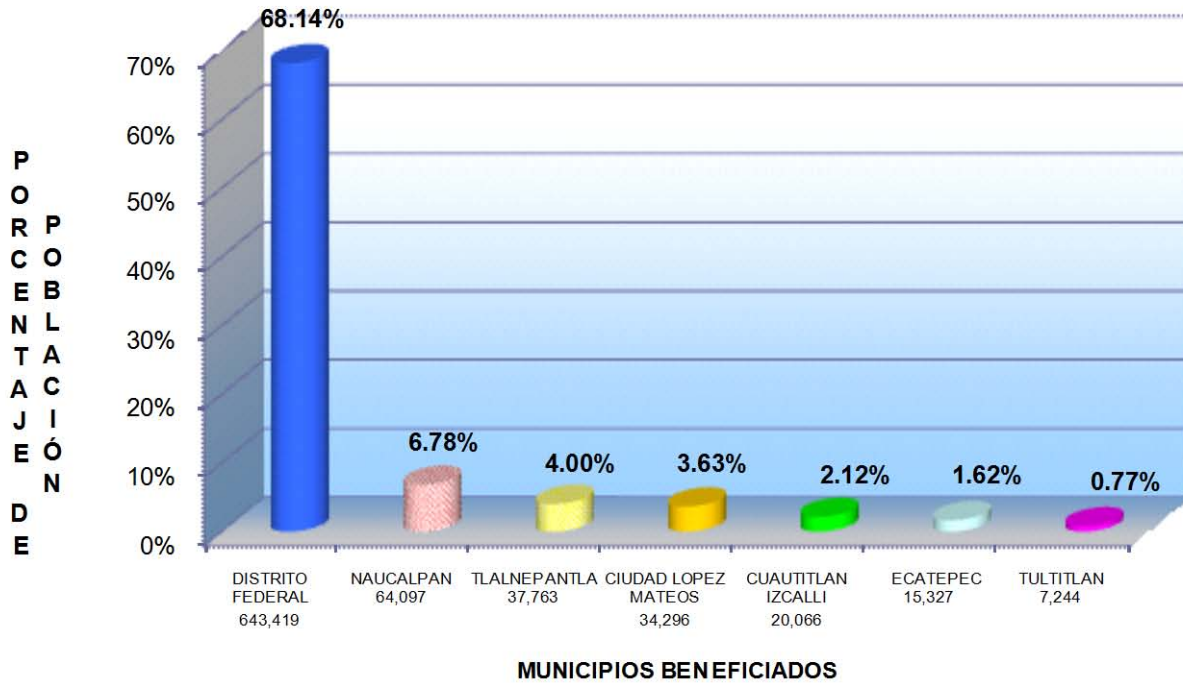
8.4.- TABLA DE PRESUPUESTOS

CANAL: UHF		DISTRITO FEDERAL, MÉXICO	P. A. R : 104.07 Kw9
CONCEPTO	DESCRIPCIÓN	COSTO APROX. EN U.S.D.	
OBRA CIVIL	1 caseta para el tx digital incluyendo: cuarto para la planta de emergencia.	\$ 100 000,00	
TORRE AUTOSOPORTADA CUADRADA DE 120,0 m DE ALTURA	Diseñada y construida para soportar una velocidad de 180 a 200 km/h suministro e instalación, Cimentación, Estudio de Mecánica de Suelos, Pintura reglamentaria (acrílica o látex base agua o poliuretano colores blanco y naranja), BALIZAMIENTO: (faro beacom en la punta y cuatro lámparas de obstrucción (2 a la mitad y dos a ¼ de la torre certificados ante la SCT a través de la DGAC con mica roja, fotocelda de control cableado correspondiente para su correcta instalación y controlador armado), SISTEMA DE TIERRAS (soldar con cadwell cable de 2/0 de cable forrado a cada una de las piernas de la torre y con soldadura cadwell aterrizadas al sistema de tierras) y PARARRAYOS (dipolo con mástil de duraluminio de 3 m. Cable de 2/0 de cobre forrado THW abrazaderas metálicas sin fin, electrodo profesional parres para la fosa de descarga con relleno especial, agregado electrolítico y soldadura cadwell.)	\$ 333 672,00	
TRANSMISOR DTV	Transmisor de televisión de TV Digital UHF ATSC Banda IV y V de estado sólido, Potencia de salida de 7,5 kW incluye kit de accesorios	\$ 725 898,00	
SISTEMA RADIADOR	24 antenas tipo panel plano de ganancia: 13.1 dB / 20.41 veces patrón de radiación: Omnidireccional entonadas a la frecuencia de: UHF Que incluya: Instalación, accesorios, conectores, latiguillos y distribuidor de potencia y línea de transmisión		
REGULADOR DE VOLTAJE	Regulador de voltaje Trifásico de 15 KVA, esta capacidad puede variar en un rango de ± 10% dependiendo de los valores nominales de fabricación. Carga 42 Amperes	\$ 12 450,00	
PLANTA DE EMERGENCIA	Capacidad de 20 KW Carga 26 kVA trifásica con transferencia automática, tanque para diesel integrado a la planta de emergencia preferencialmente y todas sus conexiones Cableado del sistema eléctrico desde el transformador, regulador de voltaje y centros de carga.	\$ 15 085,00	
SISTEMA ELÉCTRICO	Instalaciones de: planta de emergencia, sistema de transferencia, regulador de voltaje, 2 supresores de picos y sistema de tierras consistente en un arreglo de electrodos, conductores materiales intensificadores, rellenos especiales, agregados electrolíticos obteniendo un sistema que reduce la resistencia a tierra en cualquier punto de la malla logrando que la disipación de las descargas sea la máxima para la caseta de transmisión y la planta de emergencia	\$ 14 950,00	
AIRE ACONDICIONADO	Un equipo de 3 toneladas, incluyendo accesorios e instalación	\$ 3 450,00	
MONITOR FORMA DE ONDA	Digital, incluye medidor de patrón de ojo	\$ 10 200,00	
TARJETA DIGITAL HD	Para microonda digital Harris	\$ 35 000,00	
MONITOR / TELEVISOR ATSC DE 42"	Montaje para rack. Entrada de RF y de línea auxiliar	\$ 5 000,00	
PERIFÉRICOS DE AUDIO	Mezclador, distribuidor, amplificador de audio digital, botonera pasiva para audio y video Digital (12 entradas x 2 salidas), rack estandar y un par de bocinas de monitoreo	\$ 8 000,00	
TOTAL		\$ 1 263 705,00	



8.5. GRAFICAS DE HABITANTES VS MUNICIPIOS Y RENTABILIDAD SOCIAL

Porcentaje de los habitantes vs municipios beneficiados con la señal de la estación propuesta ver figura 8.14



FUENTE: INEGI, INDICADORES DE LA POBLACIÓN 2001, DE UN TOTAL DE 16 667 894 HABITANTES EN EL VALLE DE MEXICO

FIGURA 8.14 Porcentaje de los habitantes vs municipios beneficiados

RENTABILIDAD SOCIAL

Cerro del Chiquihuite:

Costo estimado del proyecto: \$ 1 263 705,00 U.S.D.

Habitantes beneficiados: 16 540 876

Costo por habitantes = $1\ 263\ 705 / 16\ 540\ 876 = 0.0763$

Periodo de amortización: 5 AÑOS = $0.0763 / 5 = \$ 0,0152$ U.S.D.

Por \$ 0,0152 U.S.D. transmitiendo desde el cerro del Chiquihuite, D. F., Méx.



HDTV

COSTO DE AMORTIZACIÓN A 5 AÑOS POR HABITANTE.

DISTRITO FEDERAL, MÉX.

Sitio propuesto	COSTO EN CENTAVOS
Cerro del Chiquihuite	1

ANEXO 1: Clasificación de las principales estaciones analógicas y digitales Radiodifusoras en Operación cercanas al:

CANAL TDT	DISTINTIVO	EMPRESA	CANAL ANALOGICO	POTENCIA Kw
48	XEW-TV	TELEVIMEX, S.A. DE C.V.	2	64000
49	XHTV-TV	TELEVIMEX, S.A. DE C.V.	4	64000
50	XHGC-TV	TELEVIMEX, S.A. DE C.V.	5	64000
24	XHIMT-TV	TV AZTECA, S.A. DE C.V.	7	268819
44	XEQ-TV	TELEVIMEX, S.A. DE C.V.	9	325000
33	XEIPN-TV	INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL	11	324072
25	XHDF-TV	TV AZTECA, S.A. DE C.V.	13	320000
23	XIMT-TV	TELEVISION METROPOLITANA, S.A. DE C.V.	22	2 271,360
27	XHRAE-TV	COMPANIA INTERNACIONAL DE RADIO Y TELEVISION, S.A. DE C.V.	28	5 000,000
-----	XHPTP-TV	GOBIERNO DEL ESTADO DE MÉXICO	34	3 000,000
26	XHTVM-TV	TELEVISORA DEL VALLE DE MÉXICO	40	3 190,770
20	XHUNAM-TV	UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MÉXICO	60	0,500



CONCLUSIÓN.

La meta de esta tesis es proporcionar información de fondo acerca de la transición de una planta de televisión analógica a digital y a los formatos de video en alta definición.

El objetivo es maximizar la información que pasa a través del canal de datos por medio de minimizar la cantidad de datos requerida para representar la secuencia de la imagen de video y su audio asociado. Esto requiere representación del video, audio y fuentes de datos con tan pocos bits como sea posible mientras se preserve el nivel de calidad requerido para la aplicación dada

Hoy en día el profesional del video encara diferentes retos y la transición a digital debe ser uno de los que proporcionan una gran rentabilidad a largo plazo. La gente que trabaja típicamente en broadcast y en estudios operara en ambos formatos de video, definición estándar y alta definición. Los nuevos formatos digitales, extensiones del video analógico familiar, ofrecen un canal superior para la creatividad del profesional del video, un alto nivel de desempeño y confiabilidad para el ingeniero, y una nueva experiencia visual excitante para el consumidor que continuara el crecimiento y éxito de la industria.



APENDICE A

¹ TRANSFORMADA DISCRETA DE COSENO (TDC)

La transformada discreta del coseno (TDC) es la herramienta clave en el estándar de compresión MPEG-2.

Es una variación de la transformada discreta de Fourier donde la imagen se descompone en sumas de cosenos (y no de senos y cosenos como en la de Fourier). En esta sección se describe la DCT

La TDC unidimensional para $f(x)$ se define como.

$$C(u) = \alpha(u) \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \cos \left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N} \right],$$

Para $u = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$

Donde N es el número total de muestras, y $f(x)$ es la señal muestreada.

La Transformada inversa de coseno (ITDC) de $C(u)$ se define como.

$$f(x) = \sum_{u=0}^{N-1} \alpha(u) C(u) \cos \left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N} \right],$$

Para $x = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$

En ambas ecuaciones se define a $\alpha(u)$ como.

$$\alpha(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & \text{for } u = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{for } u \neq 0. \end{cases}$$

Pues bien para $u=0$ la transformada se reduciría a.



APENDICE A

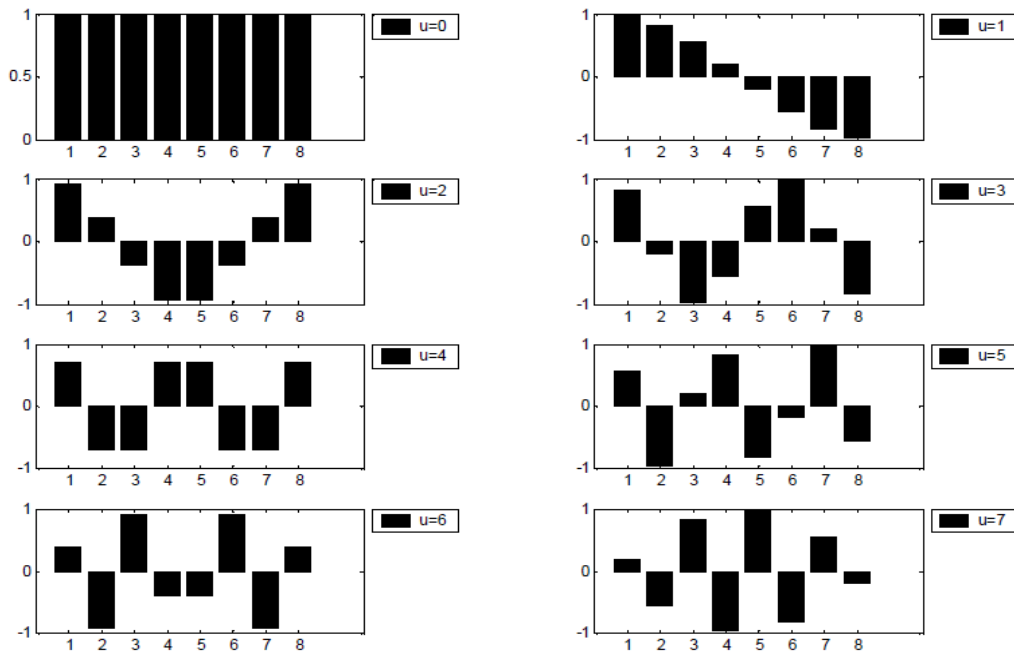
$$C(u=0) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{x=0}^{N-1} f(x)$$

Por lo tanto el primer coeficiente de la transformada es el valor promedio de la secuencia de muestras, este valor se conoce como el coeficiente de DC. Todos los demás coeficientes de la transformada son llamados coeficientes de AC.

Para ampliar el entendimiento de la DTC ignoremos las componentes $f(x)$ y $\alpha(u)$. la TDC se reduce a.

$$\sum_{x=0}^{N-1} \cos \left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N} \right]$$

De la ecuación anterior se puede deducir las formas de onda de una señal de 8 muestras ($N=8$) y se ejemplifica en la figura siguiente. La primer forma de onda superior izquierda ($u=0$) representa una constante (DC) de un valor, mientras que todas las otras formas de onda ($u=1,2, \dots, 7$) dan formas de onda en un aumento progresivo de las frecuencias. Estas ondas reciben el nombre de función de base coseno



**FIGURA A.1 DTC de 1 dimensión para 8 muestras**

El objetivo de este documento es estudiar la eficacia de la DCT en las imágenes. Esto requiere la extensión de las ideas presentadas en la última sección a un espacio bidimensional. El 2-D es un DCT, extensión directa del caso 1-D y está dada por.

$$C(u, v) = \alpha(u)\alpha(v) \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) \cos\left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N}\right] \cos\left[\frac{\pi(2y+1)v}{2N}\right]$$

Para $u, v = 0, 1, 2, \dots, N-1$

$$\alpha(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & \text{for } u = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{for } u \neq 0. \end{cases}$$

La transformada inversa está definida como.

$$f(x, y) = \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{N-1} \alpha(u)\alpha(v) C(u, v) \cos\left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N}\right] \cos\left[\frac{\pi(2y+1)v}{2N}\right]$$

$x, y = 0, 1, 2, \dots, N-1$

Las funciones de base 2-D pueden estar generadas por la multiplicación de las funciones de base horizontal (figura 9.1) 1-D con el sistema de orientación vertical de las mismas funciones. Las funciones de base $N=8$ se muestran en la figura 9.2. Nuevamente en esta se puede notar que las funciones de base exhiben un progresivo incremento de frecuencia en ambas direcciones, vertical y horizontal. Se observa que en la parte superior izquierda se encuentra el primer término que representa a la CD, y los demás términos son de AC.

Para el cálculo de la DTC en 2 dimensiones (2-D) se puede utilizar la propiedad de la separabilidad quedando la ecuación de TDC:



APENDICE A

$$C(u, v) = \alpha(u)\alpha(v) \sum_{x=0}^{N-1} \cos\left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N}\right] \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) \cos\left[\frac{\pi(2y+1)v}{2N}\right]$$

Para $u, v = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

Esta propiedad conocida como separabilidad tiene la ventaja de separar $C(u, v)$ en dos pasos de una dimensión 1-D.

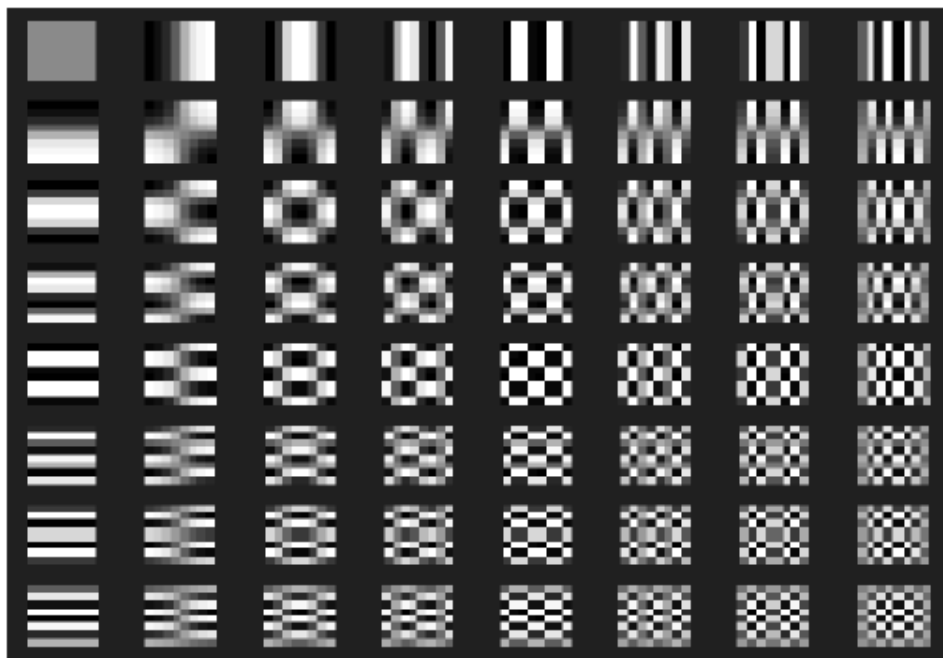


FIGURA A.2 TDC de 2 dimensiones para un pixel de 8x8 muestras



APENDICE B

MODULACION VSB

La modulación SSB (banda lateral única) es buena para el caso de voz en donde no tenemos componentes a baja frecuencia de forma que se puede demodular la señal de forma sencilla. Cuando la señal moduladora $m(t)$ tiene componentes a frecuencias extremadamente bajas (como en el caso de señales de TV), la banda lateral superior e inferior se juntan a la frecuencia de la portadora. Por ello, la modulación SSB no es apropiada debido a la dificultad de aislar una de las bandas laterales. Esto sugiere otro tipo de modulación: la banda lateral residual (VSB: Vestige SideBand), que establece un compromiso entre SSB y DSB(Doble banda Lateral). En este tipo de modulación se transmite casi completamente una de las bandas laterales, mientras que la otra sólo se transmite una parte muy pequeña (la banda residual). Para el caso de una señal moduladora con ancho de banda W como la de la figura B.1, el espectro de la señal VSB usando banda residual superior se muestra en la figura B.2. La cantidad de banda lateral no deseada transmitida (superior) compensa a la cantidad de banda lateral deseada eliminada (inferior).

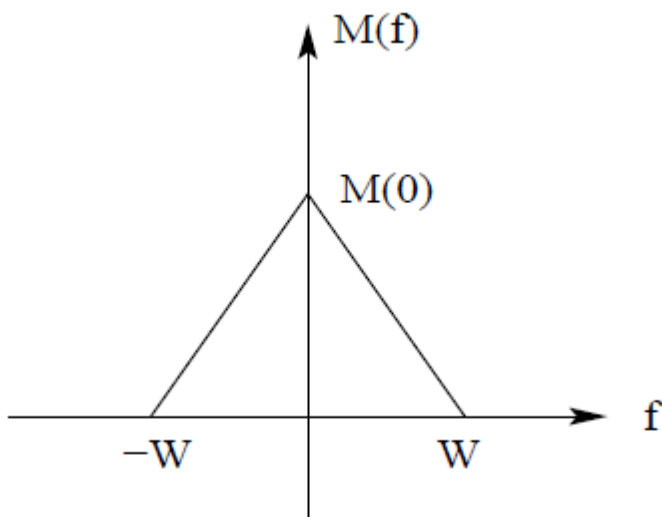


FIGURA B.1 Espectro de una señal modulada limitada en banda



APENDICE A



FIGURA B.2 Espectro de la señal VSB con banda residual superior

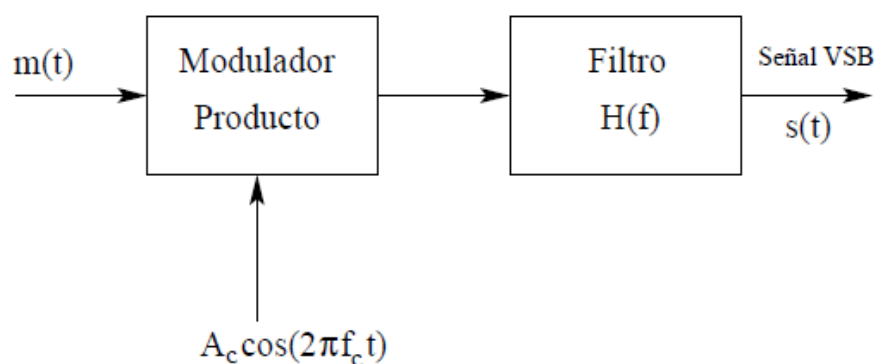


FIGURA B.3 Esquema de un modulador VSB usando la discriminación en frecuencia

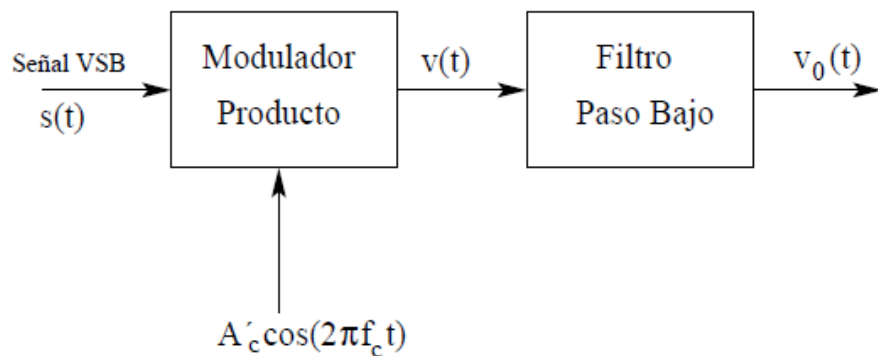


FIGURA B.4 Esquema de un detector coherente empleado como demodulador de VSB

El ancho de banda requerido para la transmisión de la señal VSB viene dado por la ecuación (E.1), donde W es el ancho de banda de la señal moduladora $m(t)$ y f_v es el ancho de la banda residual.



$$B_T = W + f_v \tag{E.1}$$

La modulación VSB se puede generar usando el método de discriminación en frecuencia pasando una señal con modulación DSB a través de un filtro $H(f)$ como se muestra en la figura B.3.

Entendiendo que la transformada de una función $\cos(2\pi f_c t) = \frac{1}{2} \{M(f-f_c) + M(f+f_c)\}$ donde M es una función delta. El espectro de la señal VSB modulada $S(t)$ viene dado entonces por la ecuación (E.2).

$$S(f) = \frac{A_c}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)]H(f) \tag{E.2}$$

Es necesario especificar la función de transferencia del filtro $H(f)$ de modo que $S(f)$ sea la señal VSB deseada. Para hacer esto, la señal modulada se debe poder desmodular empleando un detector coherente como el de la figura B.4. Es necesario, por tanto, determinar que condición tiene que cumplir $H(f)$ de forma que la señal de salida $v_o(t)$ sea proporcional a la señal moduladora original $m(t)$. La señal a la salida del modulador producto del detector de la figura B.4 viene dada por la ecuación (E.3) en el dominio del tiempo y por la ecuación (E.4) en el de la frecuencia.

$$v(t) = A'_c \cos(2\pi f_c t) s(t) \tag{E.3}$$

Modulación Banda Lateral Residual (VSB)

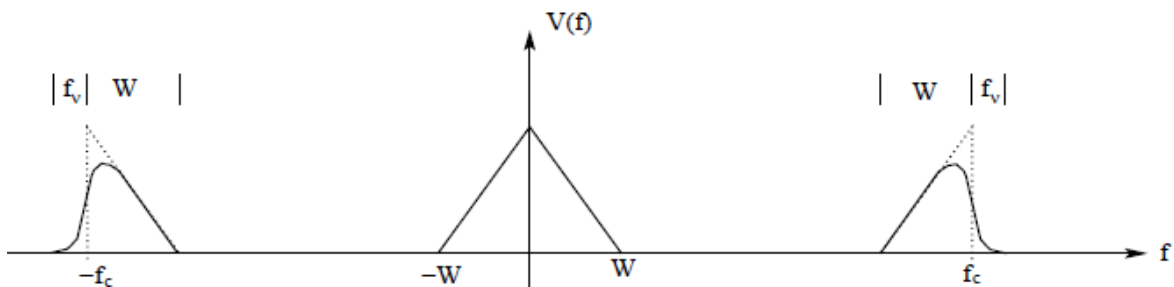


FIGURA B.5 espectro de la señal de salida del Modulador producto

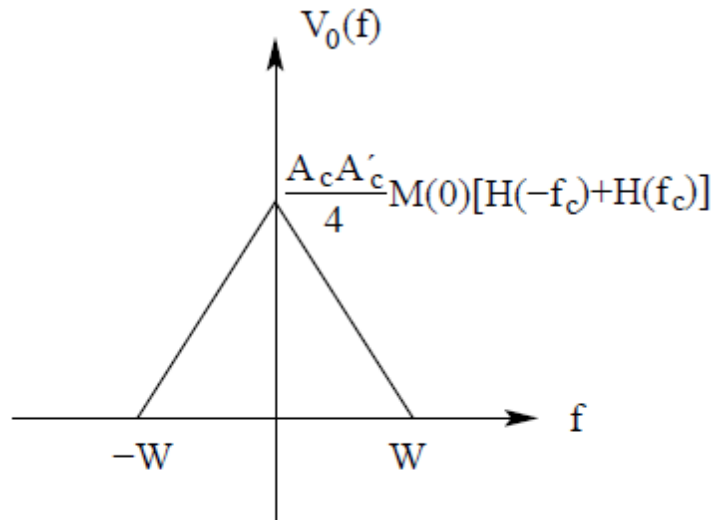


FIGURA B.6 Espectro a la señal de salida del filtro paso bajo

$$\begin{aligned}
 V(f) &= \frac{A'_c}{2} [S(f - f_c) + S(f + f_c)] \\
 &= \frac{A_c A'_c}{4} M(f) [H(f - f_c) + H(f + f_c)] + \frac{A_c A'_c}{4} [M(f - 2f_c)H(f - f_c) + M(f + 2f_c)H(f + f_c)] \quad E.4
 \end{aligned}$$

En la figura B.5 se puede ver el espectro deseado de la señal a la salida del modulador producto según la ecuación (E.4). El segundo término de la ecuación (E.4) representa una señal VSB a la frecuencia $2f_c$ y se puede eliminar fácilmente mediante el filtro paso bajo presente en el detector coherente tras el modulador producto según la figura B.4. Por tanto el espectro de la señal a la salida de dicho filtro paso bajo vendrá dado por la ecuación (E.5) y por la figura B.6.

$$V(f) = \frac{A_c A'_c}{4} M(f) [H(f - f_c) + H(f + f_c)] \quad \dots\dots\dots E.5$$

Como la señal a la salida del detector coherente debe ser proporcional a la señal moduladora $m(t)$, para que no haya distorsión el filtro $H(f)$ debe satisfacer la ecuación (E.6), siendo k una constante arbitraria. Como el espectro $M(f)$ de la señal moduladora es cero fuera del intervalo $|f| < W$ sólo es necesario que la restricción dada por la ecuación (E.6) se cumpla en el intervalo frecuencia $|f| < W$.

$$H(f - f_c) + H(f + f_c) = 2H(f_c) = k \quad E.6$$

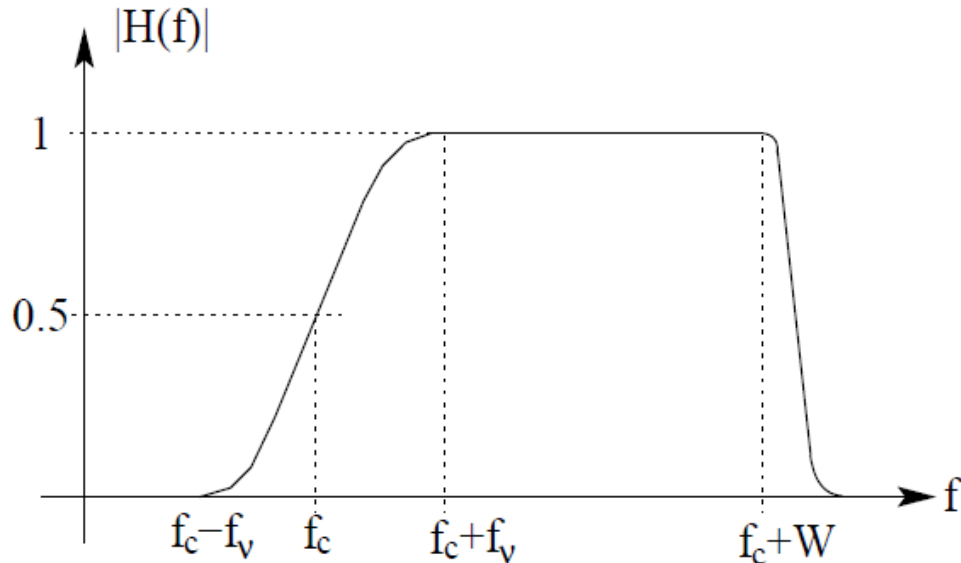


FIGURA B.7 un caso particular del módulo del espectro del filtro $H(f)$ para banda residual inferior

En la figura B.7 podemos ver un caso particular del módulo del espectro de dicho filtro en el caso de banda residual inferior para frecuencias positivas. La magnitud de este filtro está normalizada de modo que para $\pm f_c$ valga 0,5. El filtro debe tener simetría impar en el intervalo $|f - f_c| < f_v$ en torno al valor 0,5 de modo que cualquier par de frecuencias en torno a f_c la suma de amplitudes de $H(f)$ sea unidad. En el intervalo $f_v < f - f_c < W$ la amplitud del filtro debe ser unidad y para frecuencias mayores que W da igual, puesto que la señal DSB a filtrar es cero. La fase de $H(f)$ debe tener igualmente simetría impar con respecto a $\pm f_c$. Para no tener distorsión la fase debe ser lineal en el intervalo $|f - f_c| < W$ y valer cero o un múltiplo entero de 2π en $\pm f_c$. Así no tendremos distorsión de fase, sino únicamente un retardo.

Vamos a analizar ahora la señal VSB en el dominio del tiempo, calculando las componentes en fase, $s_c(t)$, y cuadratura, $s_s(t)$, de la señal modulada $s(t)$. Usando la ecuación (E.7) se tiene la ecuación (E.8) para el espectro de la componente en fase.

$$S_c(f) = \begin{cases} S(f - f_c) + S(f + f_c) & |f| < W \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad E.7$$

$$S_c(f) = \frac{A_c}{2} M(f) [H(f - f_c) + H(f + f_c)] \quad E.8$$



APENDICE A

Teniendo ahora en cuenta la restricción para $H(f)$ dada por la ecuación (E.6) y si fijamos $H(\pm f_c) = 0,5$ se tiene finalmente la ecuación (E.9) en el dominio de la frecuencia y la ecuación (E.10) en el dominio del tiempo, respectivamente, para la componente en fase $s_c(t)$ de la señal modulada.

$$S_c(f) = \frac{A_c}{2} M(f) \quad E.9$$

$$s_c(t) = \frac{A_c}{2} m(t) \quad E.10$$

Para determinar ahora la componente en cuadratura $s_s(t)$ de la señal modulada usando la ecuación (E.11) se tiene la ecuación (E.12) para su espectro.

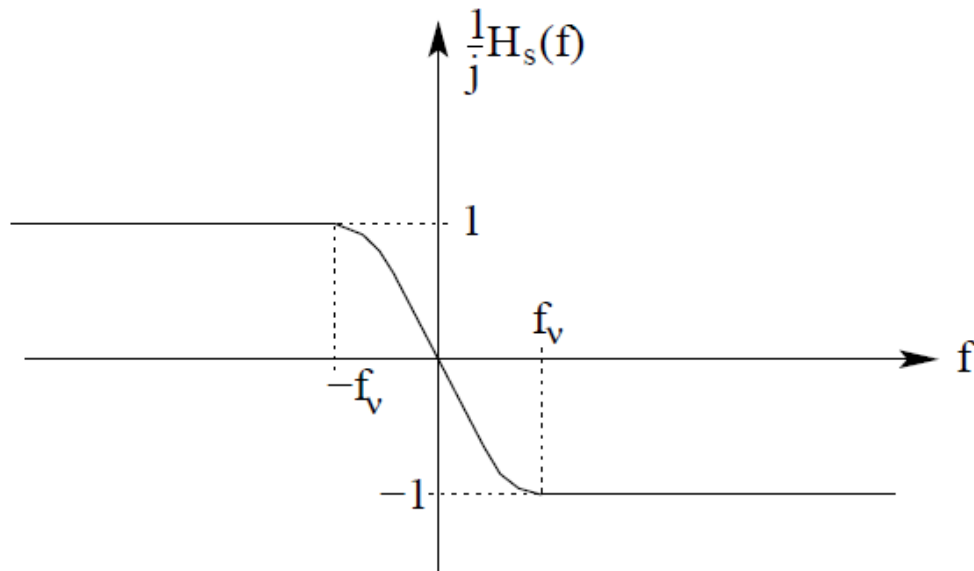


FIGURA B.8 Un caso particular del filtro $H_s(f)$ empleado para determinar la componente en cuadratura de la señal modulada.

$$S_s(f) = \begin{cases} j[S(f - f_c) - S(f + f_c)] & |f| < W \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad E.11$$

$$S_s(f) = \frac{j}{2} A_c M(f) [H(f - f_c) - H(f + f_c)] \quad E.12$$

La ecuación (E.12) nos sugiere que se puede generar la componente en cuadratura $S_s(t)$ de la señal modulada, salvo por un factor de escala, pasando la señal moduladora $m(t)$ por



el filtro $H_s(f)$ dado por la ecuación (E.13). Para el caso del filtro $H(f)$ de la figura B.7, este filtro $H_s(f)$ puede verse en la figura B.8. Como puede verse es impar en el intervalo $|f| < f_v$. Fuera del intervalo $|f| < W$ puede valer cualquier cosa puesto que $M(f)$ es cero.

$$H_s(f) = j[H(f - f_c) - H(f + f_c)] \quad E.13$$

Ahora empleando este filtro $H_s(f)$ definido según la ecuación (E.13) se tiene finalmente la ecuación (E.14) en el dominio de la frecuencia y la ecuación (E.15) en el dominio del tiempo, respectivamente, para la componente en fase $S_c(t)$ de la señal modulada, siendo $m_s(t)$ y $M_s(f)$ la señal moduladora a la salida del filtro $H_s(f)$ en el dominio del tiempo y de la frecuencia, respectivamente.

$$S_s(f) = \frac{A_c}{2} M(f) H_s(f) = \frac{A_c}{2} M_s(f) \quad E.14$$

$$s_s(t) = \frac{A_c}{2} m_s(t) \quad E.15$$

Usando las ecuaciones (E.10) y (E.15) se puede poner la expresión de la señal modulada $s(t)$ en forma canónica según la ecuación (E.16), para el caso de banda residual inferior.



APENDICE A

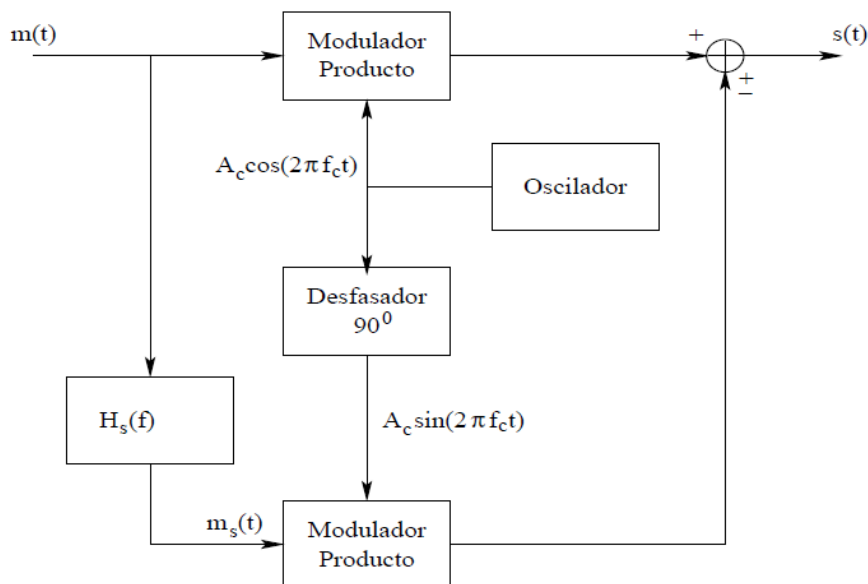


FIGURA B.9 esquema de un modulador VSB usando discriminación en fase

$$s(t) = \frac{1}{2} A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{2} A_c m_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad E.16$$

La ecuación (E.16) nos da lugar a proponer otro esquema de generación de una señal VSB empleando en este caso discriminación en fase, según la figura B.9. Al igual que ocurría con SSB(banda lateral única) el canal el cuadratura y el canal en fase no son independientes. Ambos generan a su salida dos señales DSB, pero que sumadas o restadas permiten eliminar parte de la banda lateral deseada y en su mayor parte la banda residual dando lugar a la señal VSB. En cualquier caso tanto VSB como SSB se pueden demodular empleando detección coherente.

Si empleamos la banda residual superior en lugar de la inferior para generar la señal VSB es necesario cambiar el signo menos por más en la ecuación (E.16) dando lugar a la ecuación (E.17) en este caso.

$$s(t) = \frac{1}{2} A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) + \frac{1}{2} A_c m_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad E.17$$



APENDICE C

TEOREMA DE MUESTREO DE NYQUIST-SHANNON

El teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, también conocido como teorema de muestreo de Whittaker-Nyquist-Kotelnikov-Shannon, criterio de Nyquist o teorema de Nyquist, es un teorema fundamental de la teoría de la información, de especial interés en las telecomunicaciones.

Este teorema fue formulado en forma de conjetura por primera vez por Harry Nyquist en 1928 (*Certain topics in telegraph transmission theory*), y fue demostrado formalmente por Claude E. Shannon en 1949 (*Communication in the presence of noise*).

El teorema trata con el muestreo, que no debe ser confundido o asociado con la cuantificación, proceso que sigue al de muestreo en la digitalización de una señal y que, al contrario del muestreo, no es reversible (se produce una pérdida de información en el proceso de cuantificación, incluso en el caso ideal teórico, que se traduce en una distorsión conocida como error o ruido de cuantificación y que establece un límite teórico superior a la relación señal-ruido). Dicho de otro modo, desde el punto de vista del teorema, las muestras discretas de una señal son valores exactos que aún no han sufrido redondeo o truncamiento alguno sobre una precisión determinada, esto es, aún no han sido cuantificadas.



APENDICE A

El teorema demuestra que la reconstrucción exacta de una señal periódica continua en banda base a partir de sus muestras, es matemáticamente posible si la señal está limitada en banda y la tasa de muestreo es superior al doble de su ancho de banda.

Dicho de otro modo, la información completa de la señal analógica original que cumple el criterio anterior está descrita por la serie total de muestras que resultaron del proceso de muestreo. No hay nada, por tanto, de la evolución de la señal entre muestras que no esté perfectamente definido por la serie total de muestras.

Si la frecuencia más alta contenida en una señal analógica $x_a(t)$ es $F_{max} = B$ y la señal se muestrea a una tasa $F_s > 2F_{max} \equiv 2B$, entonces $x_a(t)$ se puede recuperar totalmente a partir de sus muestras mediante la siguiente función de interpolación:

$$g(t) = \frac{\sin 2\pi Bt}{2\pi Bt}$$

Así, $x_a(t)$ se puede expresar como:

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a\left(\frac{n}{F_s}\right) g\left(t - \frac{n}{F_s}\right)$$

Donde:

$$x_a\left(\frac{n}{F_s}\right) = x_a(nT) \equiv x(n) \quad \text{Son las muestras de } x_a(t).$$

Hay que notar que el concepto de ancho de banda no necesariamente es sinónimo del valor de la frecuencia más alta en la señal de interés. A las señales para las cuales esto sí es cierto se les llama señales de banda base, y no todas las señales comparten tal característica (por ejemplo, las ondas de radio en frecuencia modulada).

Si el criterio no es satisfecho, existirán frecuencias cuyo muestreo coincide con otras (el llamado aliasing).

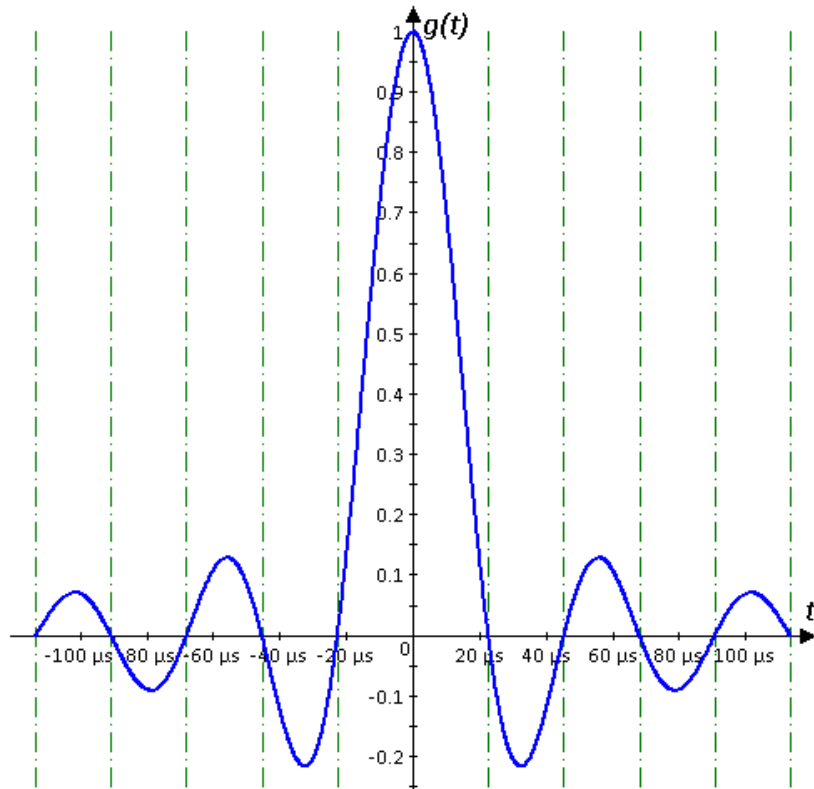


FIGURA C.1 Función de interpolación $g(t)$ para $F_s=44100$ muestras por segundo (estándar CD-Audio). Excepto para $t=0$, el intervalo entre pasos por cero (líneas verticales verdes) representa el intervalo entre muestras ($\sim 22,68 \mu s$ para este ejemplo).

Ejemplo de reconstrucción de una señal de 14,7 kHz (línea gris discontinua) con sólo cinco muestras. Cada ciclo se compone de sólo 3 muestras a 44100 muestras por segundo. La reconstrucción teórica resulta de la suma ponderada de la función de interpolación $g(t)$ y sus versiones correspondientes desplazadas en el tiempo $g(t-nT)$ con $-\infty < n < \infty$, donde los coeficientes de ponderación son las muestras $x(n)$. En esta imagen cada función de interpolación está representada con un color (en total, cinco) y están ponderadas al valor de su correspondiente muestra (el máximo de cada función pasa por un punto azul que representa la muestra).



APENDICE A

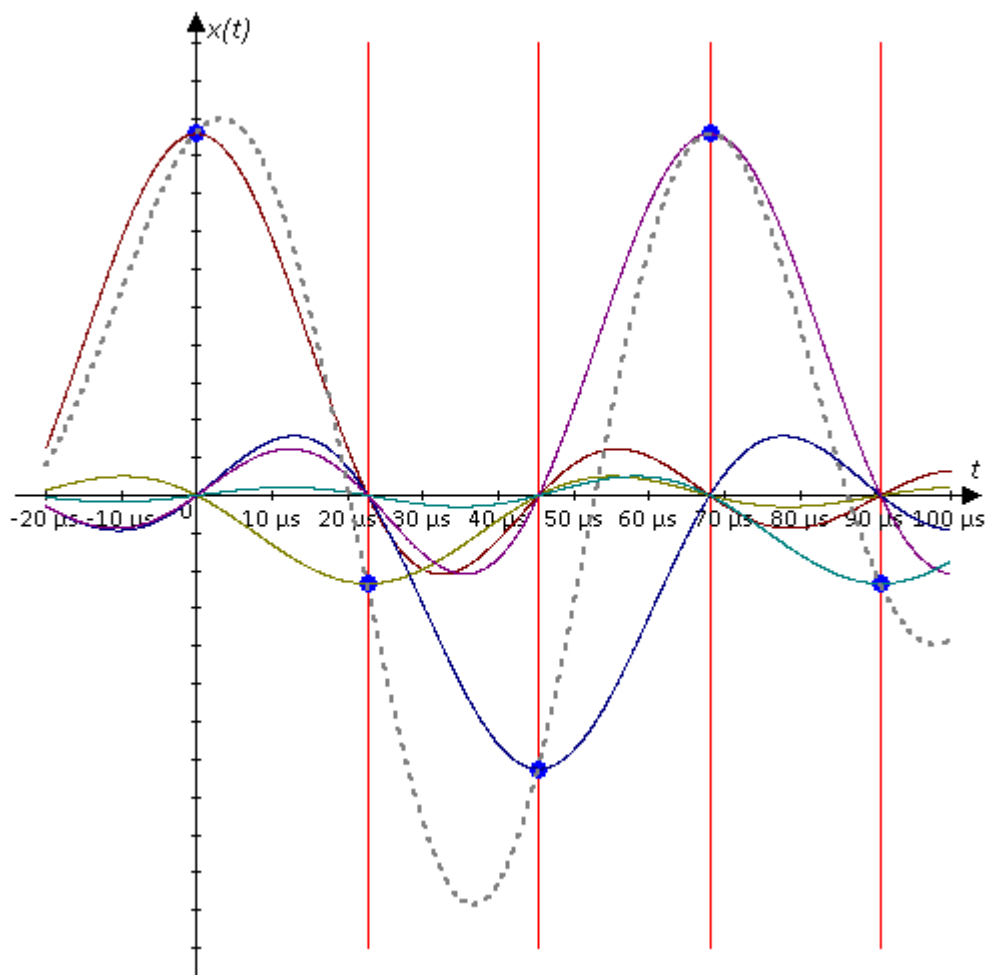


FIGURA C.2 Reconstrucción de una señal



GLOSARIO.

A

AC-3: Estándar de compresión de audio digital desarrollado por Dolby Laboratorios de EE.UU. Se pueden comprimir hasta seis canales de audio digitales. Estos se componen de un canal central, uno izquierdo y derecho (estéreo), uno izquierdo y derecho (surround) y un canal de baja frecuencia de 20 a 120 Hz.

A/D: Conversor Analógico a Digital.

ADC: (Analogue Digital Converter). Conversor Analógico a Digital. También conocido como conversor A/D. Este dispositivo efectúa el proceso de digitalización. El mismo, se realiza en dos pasos; muestreo y cuantificación. En video, a las muestras se las cuantifica con una resolución de 8, 10 ó 12 bits, mientras que en audio, las muestras son cuantificadas a 16, 20 ó 24 bits ..

AES 3: Recomendaciones prácticas que tratan sobre la ingeniería del audio digital. Estas recomendaciones contienen las especificaciones sobre los formatos de transmisión serie.

AES/EBU: (Audio Engineering Society/European Broadcasting Union). Sociedad de Ingeniería de Audio/Unión Europea de Broadcasting. Siglas de las dos asociaciones que desarrollaron un estándar de audio digital. Para la digitalización se utilizan tres frecuencias de muestreo que son; 32 - 44,1 Y 48 KHz, siendo esta última la más utilizada en aplicaciones de audio Broadcast. La norma AES/ESU es un estándar de audio internacional.

Aliasing: Es una forma de distorsión indeseada de la señal de video. Esta se manifiesta como un dentado sobre los bordes de la imagen. El aliasing se produce por dos motivos; a) Cuando la velocidad de muestreo es baja. En ese caso, la banda lateral superior de la señal a muestrear, se mezcla con la banda lateral inferior del espectro de muestreo. b) Cuando el filtrado a la entrada del Conversor NO es pobre o insuficiente.

Algorithm: Algoritmo. Un proceso pre establecido utilizado para resolver un problema, en un número finito de pasos.



ANSI: (American National Standards Institute). Instituto de Estándares Nacional Americano.

Antialiasing: Proceso de filtrado antes del Conversor Analógico Digital (AID). Este filtro es un Pasa Bajo y limita en banda a la señal a digitalizar.

ADPCM: (Adaptive Differential Pulse Code Modulation). Modulación por Código de Pulsos Diferencial Adaptivo. Es una técnica de codificación. Que correlaciona muestras sucesivas de datos, para adaptarlas a los cambios de la señal.

APL: (Average Picture Level). Nivel de Imagen Promedio. Se refiere al nivel promedio de la señal de luminancia.

Aspect Ratio Converter: Conversor de Relación de Aspecto. Dispositivo que efectúa la conversión de relación de aspecto de 4:3 a 16:9 ó viceversa.

ATSC: (Advanced Television Systems Committee). Comité de Sistemas de Televisión Avanzada. Esta organización se estableció en EE.UU. en 1992, para coordinar el desarrollo de un estándar de Televisión Digital, para transmitir señales digitales de SDTV Y HDTV.

Audio Masking: Enmascaramiento de Audio. Es una característica del sistema auditivo humano. El fundamento es que una señal de audio no puede ser percibida en presencia de otra señal de mayor nivel. Esta segunda señal enmascara a la primera.

B

B-Y: Señal diferencia de color al azul. Una de las dos señales diferencia de color que componen la señal de croma en PAL.

BB: (Black Burst). Señal que está compuesta por sincronismo y burst.

B Frame: Cuadros B. En MPEG-2, estos son cuadros de intercalación y bidireccionales. Utilizan predicción de movimiento hacia adelante y hacia atrás. Los cuadros B, toman información del cuadro anterior y del cuadro posterior, que están presentes en el Grupo de Imágenes (GAP).



BER: (Bit Error Rate). Relación de Error de Bit. .

Bit: Una unidad de información. Un bit define dos estados, 1 ó 0. Ocho bits definen 256 niveles de cuantificación numerados de 0 a 255.

Bit Parallel Format: Señal de Bits Paralelo. Esta señal es transportada por un cable. multipar. Cada par de éste transporta un bit. El estándar de bits paralelo corresponde a ITU-R BT.656 y al SMPTE 125M.

Bit rate: Regimen de bits. Expresa la velocidad binaria de un tren de datos.

Serial Bit Format: Formato de bits serie. Se refiere a la señal SDI y corresponde a la Recomendación /TU-R 8T.656.

Bitstream: Flujo de 91 de datos binario de video y/o audio.

Block: Bloque: Un bloque está formado por una matriz de 8x8 pixeles. Este bloque puede ser de luminancia (Y), señal diferencia al azul (Cb) ó señal diferencia al rojo (Cr). En total en un bloque tenemos 64 pixeles.

BNC: (Bayonet Neill Concelman). Conector utilizado en video que lleva el nombre de su inventor. Este conector es utilizado para video analógico y digital SDI. La impedancia del conector utilizado para estas aplicaciones es de 75 Ohms.

Bps: Bits por segundo.

Broadcast: Depende como el término sea empleado. Cuando se refiere a equipos de calidad broadcast, se está tomando una referencia de imagen o de señal de alta calidad. Cuando se trata de Televisión Broadcast se refiere a la Televisión Aérea.

Buffer: Dispositivo electrónico que tiene ganancia unitaria.

BW: (Band Wide). Ancho de Banda: En un espectro de una señal, el ancho de banda está comprendido entre la frecuencia de corte superior y la frecuencia de corte inferior. Normalmente, las frecuencias de corte se toman donde la señal cae a -3 dB.

Byte: Es un grupo de bits que se procesan juntos. Un byte representa la capacidad de una palabra en bits. Esta puede tener 8, 10 Ó 12 bits. En Televisión Digital, un byte tiene 8 bits de capacidad.



C

Cannon: Conector utilizado para conexiones de audio balanceado. También llamado conector D.

CAT: (Conditional Access Table). Tabla de Acceso Condicional.

CAV: (Component Analogue Video). Video Analógico por Componentes.

Cb: Representa una muestra de la señal diferencia al azul.

CCIR: (International Radio Consultative Committee). Comité Consultivo Internacional de Radio. Organización que ha dictado recomendaciones y especificaciones para la radiodifusión a nivel internacional. En el año 1993, el CCIR pasó a ser parte del ITU (International Telecommunication Union).

CCVS: (Composite Color Video Signal). Señal de Video Compuesta de Color. Esta señal tiene una amplitud normalizada de 1 Vpp, desde el tip de sincronismo hasta el máximo pico de blanco. Para 625/50, el nivel de sincronismo es de 0,3 Vpp y el nivel de la señal de luminancia es de 0,7 Vpp.

CCVS to RGB Analogue Decoder: Decoder Analógico de Video Compuesto (CCVS a RGB). Dispositivo que convierte una señal de video compuesta a una señal RGB.

Channel: Canal: Porción de banda del espectro para servicio de Broadcasting. En la norma M y N, el ancho de banda del canal es de 6 MHz. En las normas B y G, el ancho de banda es de 7 y 8 MHz respectivamente.

Chrominance: Croma. Parte de la señal de video compuesta que representa al color. Está definida por dos parámetros; matiz y saturación. El matiz representa la fase o tono del color y la saturación es la mayor o menor dilución de luz blanca de ese color.

Clock: Reloj. Señal de sincronización utilizada en el tren de datos de la señal digital. En la señal de bits serie (SDI), el clock es transportado con el tren de datos. En la señal de bits paralelo, el clock se transporta por separado del tren de datos.



C/N: (Carrier to Noise). Relación Portadora a Ruído. Esta relación es expresada en dB y define la calidad de señal de video recibida por aire o por cable. Una señal medida en bornes de abonado de un sistema analógico de cable, cuya relación C/N es de 48 dB, es considerada una señal de buena calidad.

Codec: Denominación que recibe el conjunto de Codificador y Decodificador.

Color burst: Burst de color. Señal que es agregada sobre el púlpito posterior de la señal de video compuesta de color. El burst es utilizado como referencia de frecuencia y fase para la señal de croma.

Composite video: Video compuesto. La señal de video está formada por dos señales. La señal de luminancia, que representa el brillo de la imagen y la señal de croma, que representa el matiz y la saturación del color.

Compression: Compresión. Método por el cual se reduce la velocidad binaria de un flujo de datos. En los sistemas digitales se trata de analizar las imágenes y ubicar la redundancia (repetición de las imágenes o parte de estas), a fin de reducir estos datos innecesarios.

Compresión rate: Relación de compresión: Es el cociente entre la velocidad binaria de un tren de datos a la entrada del Compresor y la velocidad final a la salida del mismo. Supongamos que el tren de datos tiene una velocidad binaria de 270 Mbps y luego del proceso de compresión, la velocidad final del tren de datos es de 10 Mbps. En este caso, la relación de compresión es: $270/10 = 27$ o sea 27: 1. Cr: Representa una muestra diferencia al rojo.

CRC: (Cyclic Redundancy Check). Verificación cíclica de redundancia. Técnica de verificación de errores de bits en un bloque de datos. Este método de verificación, detecta los errores pero no los corrige.

D

D/A: Conversor Digital a Analógico.

DAC: (Digital Analogue Converter). Conversor Digital a Analógico.



dBm: Unidad de nivel de audio. 0dBm equivale a 0,775 V RMS para una carga de 600hms.

dBu: Unidad de nivel de audio. 0 dBu equivale a 0,775 V RMS.

DC: Se refiere al primer coeficiente del bloque de 8x8 coeficientes, después de aplicar la Transformada del Coseno Discreto. Este coeficiente se obtiene por diferencia con el coeficiente correspondiente al bloque anterior. El coeficiente DC representa el brillo promedio de todo el bloque de 8x8 coeficientes.

Decibel: Es la décima parte de un Bel. Es una relación logarítmica de dos potencias o tensiones. Esta relación en dB puede expresar ganancias o pérdidas. En términos potencia, una ganancia de 3 dB implica duplicar la potencia.

Decoder: Decodificador. Es un dispositivo u equipo, que convierte una señal de video compuesta (CCVS) a una señal digital (SDI). En televisión analógica, un Decoder es un dispositivo que convierte una señal de video compuesta (CCVS) a una señal por componentes (RGB). En Televisión Digital, también se denomina Decoder al Setup-box. Este efectúa la Demodulación, Descompresión y Descriptación del flujo de datos que recibe.

DCT: (Discrete Cosine Transform). Transformada del Coseno Discreto. Proceso utilizado en la compresión MPEG-2, por el cual los pixeles son tomados en bloques de 8x8 y transformados en coeficientes. A cada valor de pixel se le aplica una transformada de Fourier, pasando de esta forma del dominio del tiempo al de la frecuencia.

De-serializer: De-serializador. Dispositivo que convierte una señal Digital Serie a una señal Digital Paralelo.

Dolby AC-3: Estándar de compresión de audio desarrollado por los laboratorios Dolby de EE.UU. Este sistema está preparado para comprimir seis canales de audio digitales. Ver AC-3.

Down Converter: Conversor Descendente. Dispositivo que convierte una señal de HDTV de 1 080i ó 720p de 1,48 Gbps a una señal SDI de 270 Mbps.

DTT: (Digital Terrestrial Television). Televisión Digital Terrestre. Se denomina de esta forma a la transmisión aérea de la señal digital.

DTV: (Digital Television). Televisión Digital.



DVB: (Digital Video Broadcasting). Video Digital Broadcasting. Este grupo fue creado en 1993 y está conformado por más de 300 miembros de más de 30 países. El grupo DVB ha desarrollado diversos estándares, entre los cuales está el DVB-T para la Televisión Digital Terrestre. Este utiliza como compresión y multiplexado de las señales al estándar MPEG-2. La modulación que emplea el DVB-T es COFDM y la compresión de audio es MPEG-2.

E

EAV: (End Active Video). Fin del Video Activo. Código de palabra utilizado para indica el final de la línea activa digital.

EBU: (European Broadcasting Union). Unión Europea de Broadcasting. Es una asociación profesional con sede en Ginebra, que coordina las actividades legales técnicas de Broadcasting de todos los países de Europa.

EDH: (Error Detection and Handling). Sistema para reconocer los errores en la señal de video digital (SDI). Este método ha sido desarrollado por el SMPTE y corresponde al documento RP-165.

EDTV: (Enhanced Definition Television). Televisión de Definición Realzada. En el estándar ATSC, se refiere al formato de barrido del display que es de 480 líneas de barrido entrelazado o progresivo. La relación de aspecto no está especificada.

Embedded: Embebido o incorporado. Se refiere al audio que se transporta junto al tren de datos SDI. Generalmente, con este tren se transportan hasta cuatro canales de audio digitales.

Encoder: Codificador. Dispositivo que convierte una señal SDI a una señal de video compuesta. También, se denomina Encoder al conjunto compuesto por el Compresor de video y/o audio y el Múltiplex.

Encryption: Encriptar: Proceso por el cual se codifica una señal, a efectos de que la puedan recibir los abonados autorizados. La encriptación se emplea en sistemas digitales de Satélite, Cable y Televisión Terrestre.



Entropy: Entropía. Es la información útil de una señal. No es repetitiva y por ende no se predice. Este tipo de información no se comprime.

EOB: (End of Block). Fin de bloque. Sentencia utilizada en el barrido en Zig Zag. Sirve para indicar que todos los coeficientes de la matriz que siguen a esta sentencia, son ceros.

EPG: (Electronic Program Guide). Guía Electrónica de Programas. Una guía electrónica que recibe y consulta el abonado en su pantalla.

ES: (Elementary Stream). Flujo elemental: Término genérico utilizado para identificar los flujos de datos comprimidos de video, audio o datos.

F

Fps: (Frames per second). Cuadros por segundo.

Frame: Cuadro. En el estándar de compresión MPEG-2, existen tres tipos de cuadros o imágenes que son; I, B y P. Los cuadros (I) son los actuales o reales. Los cuadros (P) son los de predicción, que para su formación toman información del cuadro anterior, en este caso el (I). Por último, tenemos los cuadros (B) que actúan como cuadros de intercalación. Estos para su formación, toman información del cuadro anterior, en este caso el (I) y del posterior o de predicción (P). La secuencia de cuadros o imágenes en MPEG-2 es: IBBPBBPBBPBB. A esta secuencia se la denomina GOP.

G

GOP: (Group Of Pictures). Grupo de Imágenes. Un GOP es un conjunto de 12 a 15 imágenes y siempre arranca con una imagen (I). El GOP finaliza justo una imagen antes de la próxima imagen (I).



H

HDTV: (High Definition Television). Televisión de Alta Definición. Sistema de televisión que tiene una alta calidad de imagen, con una resolución mayor que la televisión convencional. El número de líneas de barrido es de 1125 para USA y 1250 para Europa. Ambas utilizan la relación de aspecto de 16:9.

High Level. Nivel alto. Se refiere a uno de los cuatro niveles del estándar MPEG-2. Este nivel es utilizado para HDTV y corresponde a una resolución de 1920 x 1152, con una velocidad máxima del flujo de datos de 80 Mbps.

Huffman: Se refiere a la Codificación de Huffman. Este tipo de codificación asigna códigos cortos a los símbolos de mayor periodicidad y códigos largos a los símbolos de menor periodicidad o aparición. De esta forma, se reduce el número de bits de ese flujo de datos.

I

IDTC: (Inverse DCT). Transformada Inversa del Coseno Discreto. La inversa de la DCT transforma los coeficientes del dominio de la frecuencia a muestras en el dominio del tiempo.

I Frame: Cuadro I: Un cuadro (I) en MPEG-2 se comprime en forma espacial. Este tipo de compresión reduce la redundancia dentro del mismo cuadro. Esta técnica de compresión se denomina intra cuadro y no depende de otros cuadros para efectuar la compresión.

Interframe coding: Compresión intercuadros. Se la denomina también compresión temporal. En el estándar MPEG-2, este tipo de compresión aprovecha la redundancia temporal que ocurre entre las imágenes sucesivas. De esta manera, se comprime la imagen diferencia, que es la diferencia entre la imagen actual y la imagen previa.

Interlace scan: Barrido entrelazado. Exploración de la imagen a razón de dos campos por cuadro. En el estándar 625/50, se barren 625 líneas por cuadro o sea $312 \frac{1}{2}$ líneas por campo. La media línea al final de un campo y al comienzo del otro produce el entrelazado.



En total se barren 25 cuadros por segundo. En el estándar 525/60 se barren 525 líneas por cuadro a razón de $262 \frac{1}{2}$ líneas por campo.

Progressive scan: Barrido progresivo. Exploración en forma consecutiva de todas las líneas. En el estándar 625/50 se barren las 625 líneas en forma continua en un solo campo o de una sola pasada. De la misma manera, en el estándar 525/60 se barren 525 líneas en un solo campo.

Interpolation: Interpolación. Técnica para la reconstrucción de ciertas imágenes o partes de las mismas usando información espacial o temporal.

Intraframe coding: Compresión intra-cuadro. También denominada compresión espacial. Esta explota la redundancia que ocurre dentro del mismo cuadro o imagen, a fin de reducir el flujo de datos. Ver también, I Frame.

IRE: Esta sigla también se refiere a las unidades de medición introducidas por esta organización. Estas unidades son medidas relativas de la amplitud' de una señal de video. En una señal NTSC, el cero IRE está en el nivel de blanking. En el tip de sincronismo le corresponde -40 IRE Y en el máximo pico de blanco 100 IRE. La señal está normalizada en 1 Vpp y tiene 140 unidades IRE de amplitud, desde el tip de sincronismo hasta el máximo pico de blanco. Desde el nivel de blanking hasta el máximo pico de blanco, la señal tiene 100 IRE o sea 714,285 mV. Esto es debido a que $1 \text{ IRE} = 7,14285 \text{ mV}$.

ISO: (International Organization for Standardization). Organización Internacional para la Estandarización. Este grupo ha desarrollado normas para la estandarización de la colorimetría por ejemplo, en los tubos de rayos catódicos.

J

Jitter: Ruido que se manifiesta sobre la pendiente de la señal digital-en el tren digital SDI, el jitter máximo admitido es $< a 5 \text{ ns pp}$ (nano seg. Pico a pico).

JPEG: (Joint Photographic Experts Group). Grupo común de expertos en Fotografía. El JPEG es el estándar de compresión para imágenes fijas ISO. Para la compresión de imágenes estáticas se aplica la compresión especial.



K

Kbps: Kilo bits por segundo.

Letter box: Barras negras dispuestas en la parte inferior y superior de una imagen, como consecuencia de haber convertido su relación de aspecto de 16:9 a 4:3.

L

Level: Nivel. En MPEG-2 los niveles definen los límites de resolución de la imagen, la cantidad de muestras totales de luminancia y la velocidad máxima del flujo de datos.

LFE: (Low Frequency Effects). Efectos de Baja Frecuencia. Se refiere al canal subwoofer o canal de baja frecuencia que posee el sistema digital de audio Dolby. Este canal tiene un rango de frecuencias de 20 a 120 Hz.

LPF: (Low Pass Filter). Filtro Pasa Bajo. Filtro que deja pasar las frecuencias bajas o por debajo del límite para la cual ha sido diseñado. Este filtro es utilizado como anti aliasing antes del Conversor A/D

M

Macroblock: Macrobloque. En el proceso de compresión MPEG-2, un macrobloque en la estructura 4:2:0, está conformado por un total de seis bloques de 8x8 pixeles cada uno. De estos, cuatro bloques corresponden a la luminancia (Y), un bloque a la señal diferencia de color al azul (Cb) y un bloque a la señal diferencia de color al rojo (Cr).

Mbps: Mega bits por segundo.

ML: (Main Level). Nivel principal del Estándar MPEG -2. Corresponde a una resolución de 720 x 576 y una velocidad binaria máxima de 15 Mbps.



Motion Compensation: Compensación de Movimiento. Proceso utilizado en la compresión MPEG-2, mediante el cual se efectúa el cálculo de cuales partes de una imagen, se desplazan de una imagen a la siguiente. Este proceso, generalmente se efectúa en bloques de 16x 16 pixeles.

Motion vector: Vector de movimiento. Un vector de dos dimensiones usado para la Compensación del Movimiento.

MP: (Main Profile). Perfil principal del estándar MPEG-2.

Multicasting: Es un sistema que permite transportar varios programas por un mismo canal. Cada uno de los programas va comprimido y son combinados en un Múltiplex de Transporte.

MUX: Es la abreviatura de Multiplex.

N

NRZ: (Non Return to Zero). Consiste en un tren de datos en el cual el estado lógico permanece en "1" mientras los datos de transmisión están en "1". Un "1" lógico corresponde a un estado alto, mientras que un "0" lógico corresponde a un estado bajo.

NRZI: (Non Return to Zero Invert). En la codificación NRZI (Non Return to Zero Inverse), el esquema de los datos codificados implica que cuando hay un "0" no hay cambio lógico, mientras que un "1" implica una transición desde un nivel lógico de "1" a otro nivel.

Null packets: Se refiere a los paquetes que contienen bytes de datos de relleno. Estos bytes son utilizados para mantener una velocidad del flujo constante, con una carga de datos variable. Generalmente, los datos de relleno son todos bits en estado 1. Los paquetes que tienen datos de relleno tienen un PID en la cabecera del paquete.

O



Oversampling: Sobre muestreo. Frecuencia de muestreo mucho mayor que la que especifica la relación de Nyquist. El sobre muestreo mejora la performance del pre filtrado.



P: (Predictive). Predictivo. En MPEG-2, la imagen (P) es la de predicción. Se predice la imagen siguiente, teniendo en cuenta la información de la imagen anterior.

Packet Identifier: Identificador de paquete. Bits que se utilizan para identificar los flujos elementales de cada programa, en un Flujo de Transporte.

PAT: (Program Association Table). Tabla de Asociación de Programas. Paquete de información que va en el Flujo de Transporte. El PAT nos suministra la información de todos los programas que transporta ese flujo de datos.

Patch Panel: Dispositivo para conmutar y rutear en forma manual señales de video, audio o datos. Utilizan distintos tipos de conectores de acuerdo a la aplicación.

Pb: Señal diferencia de color al azul en componentes analógicos. Su relación con la señal (S-Y) es; $Pb = 0,56433 (S-Y)$.

PCM: (Pulse Code Modulation). Modulación Codificada por Pulsos. En este tipo de modulación la señal analógica es convertida a un número binario serie, para poder ser transmitida.

PES: (Packet Elementary Stream). Flujo Elemental Paquetizado. Es un flujo elemental de datos (ES), que ha sido paquetizado. El PES puede ser de video, audio o datos.

P Frame: Cuadro P. Un cuadro ó imagen (P) en MPEG-2, se genera tomando información del cuadro (I) y de los cuadros (P) anteriores. Este tipo de cuadros tiene más alta compresión que el cuadro (I).

Picture Element: Elemento de imagen. Ver pixel.

PID: Ver Packet Identifier.



Pixel: Es un elemento de imagen. Representa el área más pequeña de una imagen. Un pixel es un elemento de área cero.

PMT: (Program Map Table). Tabla del Mapa de Programas. Paquete de información que va en el Flujo de Transporte. El PMT lleva la información de los distintos flujos que conforman cada programa, ejemplo; video, audio y datos.

Pr: Señal diferencia de color al rojo en componentes analógicos. Su relación con la señal (R-Y) es; $Pr=0,71327 (R-Y)$.

Profile: Perfil. En MPEG-2 los perfiles definen la resolución y la escalabilidad del flujo de datos.

PSI: (Program Specific Information). Información Específica de Programa. Son datos necesarios para demultiplexar los Flujos de Transporte. El PSI está formado por cuatro tablas; PAT, PMT, NIT Y CAT.

PSM: (Program Stream Multiplexer). Multiplexado del Flujo de Programa

Q

QAM: (Quadrature Amplitude Modulation). Modulación de Amplitud en Cuadratura. Esta modulación es digital y la información está contenida en la amplitud y la fase de la portadora transmitida.

R

Reclocking: Dispositivo utilizado para aumentar la distancia de interconexión entre equipos digitales. El Reclocking ecualiza la atenuación producida por el tramo de cable coaxial y además corrige el ruido y el jitter de la señal SDI.

Redundancy: Redundancia. Es toda la información que se repite de una imagen.



Rise time: Tiempo de subida. Corresponde al tiempo de subida de la señal SDI entre el 20 y el 80%.

RP-125: Ver SMPTE 125M. Estándar del SMPTE que define la señal de video digital por componentes paralelos.

RS: (Reed-Solomon). Es un poderoso sistema de protección y corrección de errores. En el estándar ATSC, a cada paquete MPEG-2 de 188 bytes de carga total, se le adicionan 20 bytes RS al final del mismo. En este estándar, cada paquete MPEG-2 con la corrección RS tiene 208 bytes de capacidad. En el estándar DVB-T, a cada paquete MPEG-2 de 188 bytes de carga total, se le suman al final del mismo 16 bytes RS. De esta manera, cada paquete incluidos los bytes de paridad tiene una carga total de 204 bytes.

S

Sampling: Muestreo. Es el proceso por el cual se toman muestras de una señal, a intervalos de tiempos iguales. El muestreo sigue el criterio del teorema de Nyquist. De acuerdo a este, la frecuencia de muestreo (f_m) debe ser igualo mayor al doble de la frecuencia de la señal a muestrear ($2f_b$) o sea; $f_m \geq 2f_b$. Este teorema es válido para el muestreo de las señales de video y audio.

SAV: (Start Active Video). Arranque del Video Activo. Código utilizado en Televisión Digital para indicar el comienzo de la línea activa digital. Este código está formado por 4 palabras de 8 6 10 bits cada una. Luego de un SAV, tenemos la primer muestra de la línea activa.

Scrambling: Encriptación. Alteración de las características de un flujo codificado de video, audio datos, para evitar que personas no autorizadas puedan recibirlo. Un sistema de Acceso Condicional, controla este proceso y la alteración de los flujos de datos.

SOB: (Setup-Box). Se refiere al Decodificador utilizado en la casa del abonado. La función de éste es recibir las señales de video y audio digitales, demodularlas, descomprimirlas y descryptarlas.

SDI: (Serial Digital Interface). Interface Digital Serie. Se designa con esta sigla a la interface de bits serie. La velocidad de este tren de datos es de 270 Mbps, con una



estructura de muestreo 4:2:2 y una resolución de cuantificación de 10 bits por muestra, Este flujo de datos se transmite por un solo cable coaxial, con una impedancia característica de 75 Ohms.

SDI-270: (Serial Digital Interface -270 Mbps). Interface Digital Serie a 270 Mbps. Es otra forma de identificar a la señal SDI del caso anterior.

SDI-360: (Serial Digital Interface -360 Mbps). Interface Digital Serie a 360 Mbps. La velocidad de este flujo de datos es de 360 Mbps, con una estructura de muestreo 4:2:2/ 10 bits. Este flujo se transmite por un solo cable coaxial y tiene una impedancia característica de 75 Ohms, igual que la señal SDI de 270 Mbps.

SDI-540: (Serial Digital Interface -540 Mbps). Interface Digital Serie a 540 Mbps. Se refiere a una señal de bits serie 4:2:2/10 bits (como la señal SDI de 270 Mbps), pero emplea barrido progresivo.

SDT: (Service Description Table).Tabla de Descripción de Servicios. Es una tabla que se envía en el Flujo de Transporte y contiene un listado de todos los servicios que se brindan.

SDTV: (Standard Digital Television). Televisión Digital Estándar. Con esta sigla se refiere a la televisión cuya señal es SDI en 270 Mbps Ó 360 Mbps. La relación de aspecto de ambas señales de SON puede ser de 4:3 Ó 16:9.

En el estándar ATSC, los dos formatos principales para SDTV en 59,94 Hz son:

-480x720 en formato 16:9

-480x720 en formato 4:3

Estos formatos corresponden a (480i) ó 480 líneas activas con barrido entrelazado. Se muestrean 720 pixeles de luminancia por línea activa. Cuando se trata de señales a comprimir, solo se muestrean 704 pixeles de luminancia por línea activa.

SFN: (Single Frequency Network). Redes de Frecuencia Única. Sistemas de redes de repetidoras de televisión que pueden recibir '1 transmitir en la misma frecuencia. Es una característica del estándar DVB-T. Para ello, todas las repetidoras deben estar sincronizadas.

Sync Byte: Byte de Sincronización. En el paquete MPEG-2, el primer byte de la cabecera corresponde al byte de sincronización.



Slice: Rodaja. En el sistema de compresión MPEG-2, se denomina slice a uno o más macrobloques ordenados en forma horizontal y contigua. El orden de estos macrobloques es de izquierda a derecha.

SMPTE: (Society Motion Picture Television Engineering). Sociedad de Ingenieros de Televisión para Imágenes en Movimiento. Esta entidad desarrolla estándares de Televisión, Audio y Fílmicos en EE.UU.

SMPTE 125M: Estándar de televisión desarrollado en 1995. Trata del estudio de las señales de video digitales por Componentes Paralelo. Este documento es equivalente a la Recomendación CCIR 656. Ver también 656.

SMPTE 240M: Este estándar trata sobre los parámetros de señales de 1125 líneas en formato analógico, para sistemas de producción. Incluye la relación de aspecto 16:9, frecuencias de campo 59,94 y 60 Hz, tiempos de la señal, ancho de banda, referencia de clock de 74,25 MHz y otros parámetros. Año 1995.

SMPTE 244M: Estándar que trata sobre la representación digital de la señal de video NTSC codificada.

SMPTE 259M: Estándar que trata sobre Señales Digitales Serie (SDI) a 10 bit/4:2:2 y señales compuestas NTSC a 4 fps y por Componentes, para 525 líneas. Año 1993.

SMPTE 260M: Estándar que trata la representación digital y la interfaz de bits paralelo, para sistemas de HDTV en 1125/60.

SMPTE 267M: Estándar que trata sobre la interfaz digital de bits paralelo, la señal de video por Componentes 4:2:2 y la relación de aspecto 16:9.

SMPTE 272M: Estándar que trata las especificaciones sobre audio digital embebido, datos auxiliares y datos asociados. Estos datos van insertados en los espacios de datos auxiliares de la señal SDI.

T

TDM: (Time Division Multiplexing). Multiplexado por División de Tiempo.



TS: (Transport Stream). Flujo de Transporte. Este flujo consta de paquetes de longitud fija de 188 bytes cada uno. Los primeros 4 bytes corresponden a la cabecera de información y los 184 bytes restantes a la carga útil de datos. Estos paquetes se denominan MPEG-2.

TSP: (Transport Stream Packet). Paquete del Flujo de Transporte. Es el paquete de transporte MPEG-2 que tiene una capacidad de 188 bytes. Ver también TS.

U

VLC: (Variable length Coding). Código de Longitud Variable. Es una técnica de compresión que tiene la particularidad de asignar códigos cortos a los valores que tienen mayor frecuencia o periodicidad y asigna códigos largos, a los valores que tienen menor frecuencia o periodicidad.

W

Wide Screen: Pantalla Ancha. Se refiere a la relación de aspecto 16:9 de la imagen utilizada en Televisión, Esta relación se emplea en Televisión Digital Estándar (SDTV) y también en Televisión de Alta Definición (HDTV).

Y

yle: Este formato está compuesto por dos señales, luminancia (Y) y Cromo (C). Es utilizado en aplicaciones semi profesionales como ser Súper VHS.

Z



Zig-Zag: Se refiere al tipo de barrido o lectura que se efectúa en un Compresor de video, después de la Cuantificación. Este tipo de lectura de cada matriz de 8×8 coeficientes, es empleada para imágenes con barrido progresivo. El objeto del barrido en Zig-Zag es obtener una serie de datos serie, de tal forma de preparar a estos para los próximos procesos RLC (Run Length Coding) y VLC (Variable Length Coding). A su vez, se trata de que todos los coeficientes de la matriz leídos en Zig-Zag que sean ceros, no se envíen. En su lugar, se envía una secuencia EOB (End Of Block), que indica el final de bloque. De esta manera, se produce aquí una primera reducción de bits, sin que haya pérdidas sobre la imagen.



Referencias bibliográficas

- **ATSC A/53 Digital Television Standard**
ATSC (Advanced Television Systems Committee, Inc)
September 1995
- **Synchronous Serial Interface for MPEG-2 Digital Transport Stream**
SMPTE 310M-1998 standard
1998
- **Televisión digital avanzada**
1ª ed. Buenos aires
Simonetta jose
Intertel
- **Sistema de comunicaciones electrónicas**
4ta edición
Wayne Tomasi
Prentice Hall
- **Fundamentos de televisión**
TV azteca.
ING. Carlos Hernández Pérez
Agosto 1997
- **Curso de televisión digital compresión y alta definición**
Noviembre 2004
ING. Diego Rivera
- **8-VSB For DTV**
Doc Daugherty
Harris Corporation, broadcast Division.
- **NAB Engineering Handbook**
National Association of Broadcasters
9a. edición, 1999.
- **Enginnering Data**
Myat Industries.
- **ARRL Handbook for the Radio Amateur.**
Kleinschmidt, Kirk, ed (1990).
Newington, Connecticut: American Radio Relay League



- **Dummy Loads and Smart Choices**
Understanding the Design, Operation and Maintenance of RF Terminations
Katie Wright, Applications Engineer
Bird® Electronic Corporation
- **Curso de propagacion y antenas**
Victor A. Magallon Loyola.
Septiembre del 2007
- **Curso de Estandar ATSC**
Victor M. Magayon Loyola.
Septiembre del 2007.
- **Curso monitoreo MPEG Y 8VSB**
Jesus Osorio
Tektronix Latinoamerica
Enero 2009



LISTA DE TABLAS

CAPITULO I SISTEMA ANALOGICO DE TV

Tabla 1.1 propiedades de la imagen

Tabla 1.2 Colores primarios y sus complementarios

Tabla 1.3 Colores Componentes que forman los colores complementarios

Tabla 1.4 Tipos de señales de video de color

CAPITULO II DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

TABLA 7.1. Parámetros de digitalización para 625/50 y 525/60 en la estructura 4:2:2

TABLA 7.2 Identificación de intervalos de campos

TABLA 7.3 Distintas configuraciones que pueden tomar las identificaciones F,V,y H para 8 bits con los bits de protección

TABLA 7.4 Análisis de las distintas configuraciones que puede tomar F, V y H

TABLA 7.5 Relaciones de tiempos de la señal digital para 625/50 y 525/60.

TABLA 7.6 Parámetros que se pueden medir en la señal SDI

TABLA 7.7

TABLA 7.8 Conector DB 25 de 25 pines en la interfaz de bits paralelo, para 10 bits.

TABLA 7.9 Características principales para la interconexión de un equipo Emisor y uno Receptor, en la interfaz de bits paralelo.

TABLA 7.10 Distintos modelos de cables coaxiales para señales de bits serie

CAPITULO III COMPRESION MPEG-2

TABLA 3.1 Códigos de longitud fija para un alfabeto de 4 símbolos

TABLA 3.2. Ejemplo de código de longitud variable

TABLA 3.3 Cuadro Codificación DPCM sin Pérdidas



CAPITULO IV DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

TABLA 4.1 Niveles de Cuantificación

TABLA 4.2 Espacio de datos digitales auxiliares en NTSC

TABLA 4.3 Espacio en Componentes de Datos auxiliares (ancillary data) Digitales.

TABLA 4.4 Distribución de bits de audio incrustado.

TABLA 4.5 Identificaciones de datos para una Operación de hasta 16 canales.



LISTA DE FIGURAS

CAPITULO I SISTEMA ANALOGICO DE TV

FIGURA 1.1 Espectro de luz visible

FIGURA 1.2 Espectro de luz visible

FIGURA 1.3 Anatomía del ojo humano

FIGURA 1.4 Distancia ideal entre el ojo y el televisor

FIGURA 1.5 Barrido de pixeles

FIGURA 1.6. -Colores primarios y sus complementarios.

FIGURA 1.7.-Multiptexaje del color y de la información de monocromática para la difusión de televisión. imagen

FIGURA 1.8 Oscilograma de la señal vídeo compuesta de barras de color.

FIGURA 1.9 Detección de la señal C de 3.58 MHz

FIGURA 1.10 Burst de sincronismo de color en el umbral posterior de cada impulso de sincronismo H.

FIGURA 1.11 Niveles de señal de crominancia y luminancia

FIGURA 1.12. Ángulos de fase de diferentes matices. (Las amplitudes, relativas no están representadas a escala). a) Ángulos de fase de I y Q comparados con los otros Matices. b) Los ejes de color se suelen utilizar para demodulación síncrona en el receptor.

FIGURA 1.13 Anchos de banda para las diferentes señales de video.a)Video Y b)Video Q c)Modulación Q d)Video I e)Modulación I f)Modulación I y Q g)video Y, modulación I y Q h)Espectro de una señal de TV

FIGURA 1.14 Errores de Fase/Amplitud como se ven en un vectorscopio de Audio utilizando señal de tono

FIGURA 1.15 Diagrama básico de excitador

FIGURA 1.16 Filtro SAW

FIGURA 1.17 Precorrector ICPM

FIGURA 1.18 Espectro de banda base del sonido para el sistema de TV estéreo

FIGURA 1.19 Combinadores de anillo A) 2-vias B) N-vias

FIGURA 1.20 Acoplador de 3dB y 90°

FIGURA 1.21 Divisor de potencia híbrido de 3dB

FIGURA 1.22 Combinador de potencia híbrido de 3dB



FIGURA 1.23 Híbridos en arreglo Back to Back

FIGURA 1.24 Proceso de la señal de video en el arreglo back to Back

FIGURA 1.25 Proceso de la señal de audio en el arreglo Back to Back

FIGURA 1.26 Señal aural y visual aplicada al notch diplexer

FIGURA 1.27 Onda electromagnética que se propaga en una línea de transmisión

FIGURA 1.28 Onda incidente y reflejada

FIGURA 1.29 El desarrollo de una onda Estacionaria en una línea de transmisión

FIGURA 1.30 Ondas estacionarias en una terminación abierta

FIGURA 1.31 Ondas estacionarias en una terminación en corto

FIGURA 1.32 Lóbulos de radiación en una antena Transmisora y receptora

FIGURA 1.33 Diagrama de radiación de una Antena

CAPITULO II DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE VIDEO

FIGURA 2.1 Conversor A/D

FIGURA 2.2 Espectro de banda base de la señal a muestrear

FIGURA 2.3 Espectro de los pulsos de muestreo.

FIGURA 2.4 Aliasing causado por una baja frecuencia de muestreo.

FIGURA 2.5 Señal muestreada con una baja frecuencia de muestreo.

FIGURA 2.6 Espectro de la frecuencia de muestreo.

FIGURA 2.7 Cuatro muestras consecutiva en la estructura 4:4:4.

FIGURA 2.8 Estructura de muestreo 4:4:4.

FIGURA 2.9 Estructura de muestreo 4:2:2.

FIGURA 2.10 Resumen de las característica principales en la estructura de muestro 4:2:2.

FIGURA 2.11 Cálculo de velocidad binaria para la estructura 4:2:2 en 8 y 10 bits por muestra de resolución.

FIGURA 2.12 Otro método para calcular la velocidad binaria. Ejemplo para una estructura 4:2:2 en 8 y 10 bits de resolución.

FIGURA 2.13 Estructura de muestreo 4:1:1.

FIGURA 2.14 Estructura de muestreo 4:2:0.

FIGURA 2.15 Comparación de relaciones de aspecto de 4:3 y 16:9 de la Recomendación ITU-R.BT.601



FIGURA 2.16 Línea activa digital y periodos de muestra para 625/50 , con relación de aspecto de 4:3 para SDTV para una frecuencia de muestreo de luminancia de 13 MHz.

FIGURA 2.17 Línea digital y periodos de muestra para 525/60, con relación de aspecto de 16:9 para SDTV, para una frecuencia de muestreo de luminancia de 16 MHz.

FIGURA 2.18 Cuantificación a 3 bits por muestra

FIGURA 2.19 Niveles de cuantificación para la señal de luminancia para 8 y 10 bits por muestra de resolución.

FIGURA 2.20 Niveles de cuantificación para 8 bits para las señales Cb y Cr.

FIGURA 2.21 Espectro y frecuencia de muestreo para un estandar 4Fsc/NTSC.

FIGURA 2.22 Muestreo de una señal NTSC

FIGURA 2.23 Niveles Hexadecimales de una señal NTSC de barras al 75%

FIGURA 2.24 Señal de barras y sus valores de amplitud en hexadecimal

FIGURA 2.25 La relación entre el intervalo de borrado vertical para una señal analógica NTSC y para una señal digital 4Fsc.

FIGURA 2.26 Esquema de un Decoder típico.

FIGURA 2.27 Decoder y Encoder a sistema 4Fsc.

FIGURA 2.28 Decoder de componentes analógicos a SDI – 4:2:2.

Figura 2.29 Encoder típico

Figura 2.30 Encoder SDI a componentes analógicos.

FIGURA 2.31 Primeras cuatro muestras de la línea activa digital y el orden de las muestras en el tren de datos

FIGURA 2.32 Orden de las muestras.

FIGURA 2.33 Relación entre línea activa digital y la referencia analógica de sincronismo. Esta corresponde para 625/50 y una frecuencia de muestreo de 13,5 MHz para la señal de luminaria.

FIGURA 2.34 Relación entre línea activa digital y la referencia analógica de sincronismo. Esta corresponde para 525/60 y una frecuencia de muestreo de 13,5 MHz para la señal de luminancia.

FIGURA 2.35 Estructura de los cuatro byte de sincronización, para una cuantificación de 8 bits por muestra de resolución.

FIGURA 2.36 Las cuatro palabras para la sincronización en 10 bits.

FIGURA 2.37 Período de la línea activa digial.

FIGURA 2.38 Bloque de datos que incluye el blanking



FIGURA 2.39 Sistema EDH

FIGURA 2.40 a Insertor EDH

FIGURA 2.40b Receptor EDH

FIGURA 2.41 Diagrama de interconexión en SDI de dos equipos.

FIGURA 2.42 Codificación polinómica.

FIGURA 2.43 Relaciones para la codificación NRZ Y NRZI.

FIGURA 2.44 Señal de datos y clock.

FIGURA 2.45 Diagrama de ojos de la señal SDI mostrada en un display.

FIGURA 2.47 Caso práctico de un Emisor y Receptor para el análisis de la interfaz.

FIGURA 2.48 Conversor A/D con salida de bits paralelo.

FIGURA 2.49 Interconexión de Emisor-Receptor en la interfaz de bits paralelo.

FIGURA 2.50 Serializador.

FIGURA 2.51 Diagrama de bloques de un serializador

FIGURA 2.52 De-serializador.

FIGURA 2.53 Diagrama a bloques del De-serializador.

FIGURA 2.54 Ruido y Jitter sobre una señal

FIGURA 2.55 Reclocking para eliminar el ruido y el Jitter

FIGURA 2.56 Recuperación de datos con un clock sin

FIGURA 2.57 Reclocking utilizando cable Belden 8281.

FIGURA 2.58 Reclocking multiformato.

CAPITULO III COMPRESION MPEG-2

FIGURA 3.1 Imagen global oscura.

FIGURA 3.2 Histograma de brillo de una imagen oscura.

FIGURA 3.3 Imagen de alto contraste y alto rango dinámico

FIGURA 3.4 Histograma de brillo de una imagen de alto contraste y alto rango dinámico

FIGURA 3.5 Imagen de contraste bien balanceado y alto rango dinámico

FIGURA 3.6 Histograma de brillo de contraste bien balanceado y alto rango dinámico

FIGURA 3.7 Imágenes de fósforos en diferentes posiciones

FIGURA 3.8 Histogramas de brillo de las imágenes de arriba



- FIGURA 3.9** Coeficientes de autocorrelación normalizados a lo largo de una línea
- FIGURA 3.10** Imagen monocromática con 256 niveles de grises posibles
- FIGURA 3.11** Imagen con cuantificación uniforme a 16 niveles de gris
- FIGURA 3.12** Imagen cuantificada a 16 niveles con escala de grises mejorada (IGS)
- FIGURA 3.13** Diagrama de bloques de la codificación Huffman
- FIGURA 3.14** Imagen original con valores de brillo de 3 bit, para ser codificada en Huffman
- FIGURA 3.15** Histograma de brillo de la imagen original
- FIGURA 3.16** Creación del árbol de Huffman
- FIGURA 3.17** Proceso de codificación aritmética
- FIGURA 3.18** Descomposición en planos de bits para una imagen de 8 bits
- FIGURA 3.19** Operación de una codificación por longitud de series
- FIGURA 3.20** Codificador
- FIGURA 3.21** Decodificador
- FIGURA 3.22** Operación de una codificación predictiva sin pérdidas
- FIGURA 3.23** Imágenes, original y descomprimida a un cuarto del tamaño
- FIGURA 3.24** Imagen descomprimida con interpolación de pixeles vecinos
- FIGURA 3.25** Imagen de error
- FIGURA 3.26** Imagen original
- FIGURA 3.27** Imagen con una razón de compresión de 2.667:1
- FIGURA 3.28** Imagen de error
- FIGURA 3.29** Imagen Original
- FIGURA 3.30** Imagen codificada DPCM usando una longitud de código de 4 bits
- FIGURA 3.31** Imagen de error
- FIGURA 3.32** Imagen original
- FIGURA 3.33** Imagen reconstruida
- FIGURA 3.34** Imagen de error
- FIGURA 3.35** TDC para un bloque de 8x8
- FIGURA 3.36** Comparación entre un bloque con pocos cambios de amplitud y un bloque con cambios abruptos de amplitud
- FIGURA 3.37** Exploración entrelazada y exploración alternativa
- FIGURA 3.38** Exploración en Zig-Zag y codificado de entropía
- FIGURA 3.39** Tabla de Huffman para el coeficiente DC.



- FIGURA 3.40** DOCM intraframe
- FIGURA 3.41** DCPM interframe
- FIGURA 3.42** Secuencia de imágenes I,P,B
- Figura 3.43** Predicción Futura y Predicción Bidireccional
- FIGURA 3.44** Sistema de decodificación
- FIGURA 3.45** Encadenamiento de los 3 tipos de imágenes MPEG
- FIGURA 3.46** Ejemplo de grupo de imágenes, para $M=3$, $N=12$
- FIGURA 3.47** Comparación de las imágenes antes y después de la compresión, mostrando un cambio de secuencia
- FIGURA 3.48** Curva de calidad constante
- FIGURA 3.49** Estructura de una secuencia de video MPEG
- FIGURA 3.50** Objetos viajando en un espacio de tres dimensiones
- FIGURA 3.51** Esquema simplificado del codificador MPEG-1
- FIGURA 3.52** Esquema simplificado del decodificador MPEG-1
- FIGURA 3.53** Niveles y perfiles de MPEG-2
- FIGURA 3.54** Codificación escalable SNR
- FIGURA 3.55** Codificador espacial escalable
- FIGURA 3.56** Jerarquía de capas de la secuencia
- FIGURA 3.57** Rebanadas (slices) en MPEG-2
- FIGURA 3.58** Posición de las líneas de campos sucesivos en un sistema entrelazado
- FIGURA 3.59** División de los macrobloques en bloques en modo imagen (frame)
- FIGURA 3.60** División de los macrobloques en bloques en modo campo (field)
- FIGURA 3.61** Exploración clásica o en zig-zag, normalmente para cuadros (frames)
- FIGURA 3.62** Exploración alternada, normalmente para campos (fields)
- FIGURA 3.63** Esquema simplificado del codificador MPEG-2
- Figura 3.64** Esquema simplificado del decodificador MPEG-2

CAPITULO IV DIGITALIZACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

- FIGURA 4.1** Codificación PCM.
- FIGURA 4.2** Espectro de la banda de la señal a muestrear f_b y de la frecuencia de muestreo f_m y $2f_m$.
- FIGURA 4.3** Zona de aliasing producida por una baja frecuencia de muestreo
- FIGURA 4.4** Señal con una baja frecuencia de muestreo.
- Figura 4.5** Proceso de muestreo en el dominio del tiempo



FIGURA 4.6 Cuantificación de la señal muestreada.

FIGURA 4.7 Proceso de la señal analógica para obtener el código PCM.

FIGURA 4.8 Formateo de datos de audio AES

FIGURA 4.9 Espacio de datos auxiliares (ancillary data) compuesto.

FIGURA 4.10 Palabras de datos auxiliares (ancillary data) disponibles en NTSC.

FIGURA 4.11 Espacio de datos auxiliares (ancillary data) componente

FIGURA 4.12 Formateo de datos auxiliares (ancillary data)

FIGUARA 4.13 Audio Incrustado básico.

FIGURA 4.14 Audio incrustado extendido.

FIGURA 4.15 Formato de paquete de control de audio.

FIGURA 4.6 Muestras Máximas por cada extremo de sincronización de NTSC.

CAPITULO V COMPRESION AC-3

FIGURA 5.1 Comprensión de audio en el sistema.

FIGURA 5.2 Curva del umbral del oído.

FIGURA 5.3 Curva de enmascaramiento espectral.

FIGURA 5.4 Canales de entrada al compresor..

FIGURA 5.5 Sistema de compresión y De-compresión AC-3

FIGURA 5.6 Bloques de muestras que se forman a partir de la señal de entrada.

FIGURA 5.7 Codificador AC-3

FIGURA 5.8 Decodificador AC-3

FIGURA 5.9 Cuadro de sincronización AC-3.

FIGURA 5.10 Distintas formas de Decodificación AC-3.

CAPITULO VI MULTIPLEX

FIGURA 6.1 Formación de los PES de audio y video

FIGURA 6.2 Formación de los PES de video y audio a partir de los (ES).

FIGURA 6.3 Capacidad del paquete PES

FIGURA 6.4 Cabecera del paquete PES.

FIGURA 6.5 Formación de Flujos MPEG.

FIGURA 6.6 Formación de flujo de programa a partir de los PES de video, audio y datos.



FIGURA 6.7 Múltiplex de Programa con el flujo de control PMT.

FIGURA 6.8 Cabecera del flujo de programa.

FIGURA 6.9 Flujo de transporte obtenido a partir de los flujos de paquetes PES.

FIGURA 6.10 Formación del flujo de Transporte a partir de los flujos de paquetes PES.

FIGURA 6.11 Diagrama de la formación del Flujo de Transporte a partir de los flujos de programa.

FIGURA 6.12 Formación de Flujo de Transporte a partir de los flujos de programa.

FIGURA 6.13 Estructura del paquete MPEG-2.

FIGURA 6.14 Paquete de transporte con campo de adaptación.

FIGURA 6.15 Cabecera del paquete MPEG-2.

FIGURA 6.16 Tabla de Asociación de programas y Tabla de Mapa de Programas.

CAPITULO VII TRANSMISION ATSC

FIGURA 7.1 SMTE-310

FIGURA 7.2 DVB-ASI

FIGURA 7.3 Diagrama de bloques, excitador 8-VSB.

FIGURA 7.4 Sincronización de datos

FIGURA 7.5 Embrollador de datos.

FIGURA 7.6 Esquema de codificación Reed-Solomon

FIGURA 7.7 Segmento de datos de banda base ATSC.

FIGURA 7.8 Campo de datos de banda base ATSC.

FIGURA 7.9 Señal de banda base de ocho niveles se modula en amplitud sobre la portadora de FI.

FIGURA 7.10 Espectro de doble banda lateral creado por modulación AM.

FIGURA 7.11 Espectro de frecuencia RF del 8 VSB.

FIGURA 7.12 Efecto del filtro nyquist sobre la envolvente de FI del 8-VSB.

FIGURA 7.13 Suma de pulsos de símbolo ortogonales de banda estrecha.

FIGURA 7.14 Forma de onda de RF del 8-VSB a la salida del excitador.

FIGURA 7.15 Diagrama de ojo del 8-VSB,



CAPITULO VIII PROYECTO DE UNA ESTACIÓN DE TRANSMISIÓN HDTV

FIGURA 8.1 Requerimiento de emisiones para transmisores 8-VSB

FIGURA 8.2 torre de transmisión

FIGURA 8.3 sección cruzada de un element resistivo

FIGURA 8.4 Carga fantasma

FIGURA 8.5 Ejemplo con software ASWin

FIGURA 8.6 Diagrama de radiación Horizontal TV Digital ATSC. Canal 33

Frecuencia: 587 MHz Elevation: -1° Ganancia: 13.15 dBd

FIGURA 8.7 Diagrama de radiación vertical.

FIGURA 8.8 Características de el sistema de antenas.

FIGURA 8.9 Mapa de región bajo estudio

FIGURA 8.10 línea de vista de la antena transmisora.

FIGURA 8.11 cobertura para una potencia de transmisión de 7.25KW

FIGURA 8.12 Diagrama de conexión RF

FIGURA 8.13 Esquema de monitoreo en banda base vRF

figura 8.14 Porcentaje de los habitantes vs municipios beneficiados

APENDICE

A

FIGURA A.1 DTC de 1 dimensión para 8 muestras

FIGURA A.2 TDC de 2 dimensiones para un pixel de 8x8 muestras

APENDICE

B

FIGURA B.1 Espectro de una señal modulada limitada en banda

FIGURA B 2 Espectro de la señal VSB con banda residual superior

FIGURA B.3 Esquema de un modulador VSB usando la discriminación en frecuencia

FIGURA B.4 Esquema de un detector coherente empleado como demodulador de VSB



FIGURA B.5 espectro de la señal de salida del Modulador producto

FIGURA B.6 Espectro a la señal de salida del filtro paso bajo

FIGURA B.7 un caso particular del modulo del espectro del filtro $H(f)$ para banda residual inferior

FIGURA B.8 Un caso particular del filtro $H_s(f)$ empleado para determinar la componente en cuadratura de la señal modulada.

FIGURA B.9 esquema de un modulador VSB usando discriminación en fase

APENDICE

C

FIGURA C.1 Función de interpolación $g(t)$ para $F_s=44100$ muestras por segundo (estándar CD-Audio). Excepto para $t=0$, el intervalo entre pasos por cero (líneas verticales verdes) representa el intervalo entre muestras ($\sim 22,68 \mu s$ para este ejemplo).

FIGURA C. 2 Reconstrucción de una señal