

ESCUELA POLITECTICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
ESPECIALIDAD EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

“ESTUDIO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE PROCESAMIENTO
DIGITAL EN CANALES DE TELEVISIÓN”

ESCUELA POLITECTICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
ESPECIALIDAD EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

“ESTUDIO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE PROCESAMIENTO
DIGITAL EN CANALES DE TELEVISIÓN”

EDWIN FEDERICO ALOMOTO PROAÑO

TESIS PREVIA A LA OBTENSIÓN DEL TITULO DE INGENIERO EN LA
ESPECIALIZACIÓN DE INGENIERIA ELECTRÓNICA DE LA ESCUELA
POLITÉCNICA NACIONAL

NOVIEMBRE 1999

DEDICATORIA:

A Moni y Jesey, los seres más cercanos a mi vida, que por su comprensión y apoyo, permitieron la culminación de este trabajo.

A mi familia, que con su ayuda desinteresada, me brindaron la oportunidad de llegar a ser alguien en la vida.

AGRADECIMIENTO:

Al Dr. Gualberto Hidalgo, por su acertada guía a lo largo del desarrollo de este trabajo.

A ECUAVISA, que fue la inspiración para el desarrollo del presente tema de tesis.

A mis amigos y compañeros de trabajo, que por medio de su aporte, permitieron alcanzar los principales objetivos del trabajo

CERTIFICACION:

Certifico que bajo mi dirección, la presente Tesis fue realizada en su totalidad por el Señor:

Edwin Federico Alomoto Proaño

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'G. Hidalgo', written in a cursive style.

Dr. Gualberto Hidalgo
DIRECTOR

Estudio e implementación del Sistema de Procesamiento Digital en Canales de Televisión

Introducción

Capítulo I: Estudio de las señales de video y audio digitales

1.1	Digitalización de señales	1
1.1.1	Muestreo periódico	1
1.1.2	Cuantización	7
1.1.3	Reconstrucción	13
1.2	Formatos de Video Digital	19
1.2.1	Recomendación CCIR 601	20
1.2.2	Video digital paralelo compuesto	25
1.2.3	Video digital paralelo en componentes	26
1.2.4	Video digital en componentes para pantalla ancha 16:9	32
1.2.5	Video digital serial compuesto	32
1.2.6	Video digital serial en componentes	35
1.2.7	Otros formatos	37
1.2.8	Conversión de formatos	39
1.2.9	Procesamiento de video digital	40
1.3	Formatos de Audio Digital	46
1.3.1	Interfaz SDIF-2	48
1.3.2	Interfaz PD	48
1.3.3	Interfaz profesional AES/EBU	49
1.3.4	Interfaz comercial SPDIF	55
1.3.5	Interfaz MADI	58
1.3.6	Conversión de formatos	59
1.3.7	Procesamiento de audio digital	65
1.4	Compresión Digital	68
1.4.1	Multiplexación	68
1.4.1.1	Formato para inserción de datos auxiliares	71
1.4.1.2	Formato básico para inserción de audio	72
1.4.1.3	Formato extendido para audio insertado	72
1.4.2	Compresión de Video digital	73
1.4.2.1	Redundancia	74
1.4.2.2	Técnicas de primera generación	76
1.4.2.3	Técnicas de segunda generación	79
1.4.2.4	Codificación por Transformación de Coseno Discreto DCT	80

1.4.2.5	Compensación de movimiento DPCM / DCT	81
1.4.2.6	Estándar JPEG	83
1.4.2.7	Estándar MPEG	85
1.4.3	Compresión de Audio digital	100
1.4.3.1	Codificación de punto flotante	101
1.4.3.2	Codificación diferencial DPCM	101
1.4.3.3	Compresión por sub-bandas	103
1.4.3.4	Compresor ISO Layer	104
1.4.3.5	Compresor PASC	105
1.4.3.6	Compresor ATRAC	107
1.4.3.7	Compresión Dolby AC-2	108
1.4.3.8	Compresión Dolby AC-3	109
1.5	Transmisión de Televisión digital	112
1.5.1	Modulación digital	112
1.5.1.1	Modulación M-ario PSK	114
1.5.1.2	Modulación M-ario QAM	116
1.5.2	Transmisión de televisión digital	118
1.5.2.1	Emisión terrestre de televisión digital DTTB	118
1.5.2.2	Televisión compatible avanzada ACTV	120
1.5.2.3	Codificación por Muestreo Sub-Nyquist múltiple MUSE	121
1.5.2.4	Compatibilidad de espectro digital DSC-HDTV	121
1.5.2.5	Televisión digital avanzada ADTV	122
1.5.2.6	Comité de sistemas de televisión avanzada ATSC	122
1.5.2.7	Televisión directa DTV	122
1.5.3	Detección y corrección de errores	123
1.5.3.1	Paridad	123
1.5.3.2	Código de redundancia cíclica CRC	124
1.5.3.3	Código de Reed-Solomón R-S	126

Capítulo II: Diseño del sistema de procesamiento digital de Televisión

2.1	Criterios generales de diseño	128
2.2	Red de Video	132
2.2.1	Sistemas de video analógico	133
2.2.2	Sistemas de video digital	133
2.2.3	Sistemas de video analógico-digital	135
2.3	Red de Audio	141
2.3.1	Sistemas de audio analógico	141
2.3.2	Sistemas de audio digital	142
2.3.3	Sistemas de audio analógico-digital	143
2.4	Referencia	145
2.5	Red de Control	151
2.5.1	Red de área local de video V-LAN	155
2.6	Criterios para Interconexión	157

Capítulo III: Estudio técnico-económico de los equipo necesarios en implementación

3.1	Formatos de grabación digital de señales de Televisión	162
	3.1.1 Video digital comercial DV	163
	3.1.2 Betacam SX	165
	3.1.3 Digital-S	167
3.2	Cámaras de Video Digital	170
3.3	Enrutadores	172
3.4	Conmutadores de Estudio	173
3.5	Conmutadores de Control Maestro	176
3.6	Sistema de control	177
3.7	Generador de efectos digitales	179
3.8	Convertidores A / D y D / A	180
3.9	Mezcladores de audio	180
3.10	Interconexión	181

Capítulo IV: Conclusiones y recomendaciones

4.1	Mediciones y pruebas	184
	4.1.1 Medición de parámetros de señales analógicas	185
	4.1.2 Medición de parámetros de señales seriales digitales sin compresión	187
	4.1.3 Medición de parámetros de señales seriales digitales con compresión	189
	4.1.4 Mediciones de <i>Jitter</i>	191
	4.1.5 Detección de errores	196
	4.1.6 Pruebas en sistemas de procesamiento digital	197
4.2	Conclusiones y recomendaciones	200

INTRODUCCION

El gran avance tecnológico actual en el área de la Televisión Digital y su reciente adopción en nuestro medio, está desplazando aceleradamente a los sistemas de televisión analógicos en uso, por tal razón, se ha iniciado el estudio y planeamiento de nuevos sistemas de procesamiento digital, que permitan la transición de televisión analógica hacia la tecnología digital. El presente trabajo, basado en tal necesidad, ha dado origen al presente tema de Tesis cuyo título es: **“Estudio e implementación del sistema de procesamiento digital en canales de Televisión”**, el cual pretende alcanzar los siguientes objetivos:

- Realizar un estudio de las señales de video y audio digitales, así como de su procesamiento dentro de un sistema de televisión digital
- Presentar criterios y alternativas para la implementación de sistemas de procesamiento digital en canales de televisión
- Realizar un estudio técnico económico de los principales equipos con procesamiento digital, necesarios en implementación

En el primer capítulo, se realiza un estudio de la digitalización de las señales de video y audio, así como también de los diferentes formatos digitales que se han desarrollado y que han sido aplicados sobre una variedad de equipos de Televisión digital. Posteriormente se estudiarán los formatos de compresión de dichas señales digitales, que han sido de mayor aceptación por parte de la industria de la televisión, las técnicas de modulación radio digital y una breve revisión de los códigos de errores mas utilizados.

En el capítulo II, se presentarán una serie de criterios y alternativas para la implementación de sistemas de procesamiento digital en canales de televisión, los cuales incluirán criterios y alternativas que se pueden adoptar al diseñar cada una de las diferentes redes constituyentes de dichos sistemas como son: redes de video, redes de audio, redes de referencia, redes de control y criterios para su interconexión.

En el capítulo III, se realiza un estudio técnico-económico de los equipos con procesamiento digital mas utilizados dentro de las instalaciones en canales de televisión, tomando en cuenta las marcas mas reconocidas en la industria de la televisión.

Finalmente en el capítulo IV, se presentan criterios para realizar mediciones de las señales de video y audio digitales, se presentan alternativas para la evaluación de señales digitales de televisión, así como también de los sistemas de procesamiento digital y se presentan las conclusiones y recomendaciones que se han podido extraer a lo largo del presente trabajo.

CAPITULO I

Estudio de las señales de Video y Audio digitales

El presente capítulo pretende sentar las bases necesarias para la comprensión del procesamiento digital de señales en canales de televisión, para lo cual partiremos del análisis matemático de la conversión continua-discreta y discreta-continua de señales. Posteriormente se revisarán los principales estándares tanto para vídeo digital como para audio digital, luego de lo cual se analizará su proceso de multiplexación para empaquetamiento, compresión, transmisión y corrección de errores.

El procesamiento digital de señales es más flexible y muchas veces preferibles al procesamiento de señales continuas o analógicas, debido a su creciente disponibilidad en el mercado y a sus mayores ventajas tales como mayor calidad, capacidad de automatización, programabilidad, etc.

1.1 Digitalización de señales

En esta sección se realizará un estudio de la transformación de una señal continua en el tiempo o analógica, en señal discreta o digital y viceversa, así como también de los procesos de muestreo periódico, cuantización y reconstrucción de señales continuas a partir de sus muestras, procesos que serán una base para la comprensión de las conversiones Analógica-Digital A/D y Digital-Analógica D/A de señales, que posteriormente serán aplicadas al caso específico de Sistemas de televisión digital.

1.1.1 Muestreo periódico [1].- Cuando la señal continua cumple ciertas condiciones, puede ser representada y reconstruida a partir de sus valores instantáneos o muestras igualmente espaciadas en el tiempo, esta propiedad es uno de los teoremas básicos en la digitalización de señales continuas conocido como **Teorema de muestreo**, el cual se analiza a continuación:

Un método típico para obtener la representación en tiempo discreto " $x[n]$ " a partir de una señal continua en el tiempo " $x_c(t)$ ", es a través del muestreo periódico que en sistemas reales, se lo realiza por medio de los circuitos de **Muestreo y Retención S/H**, encontrándose que:

$$x[n] = x_c(nT) \quad -\infty < n < \infty \quad \text{Ec. 1.1.1}$$

$$t = nT \quad \text{Ec. 1.1.2}$$

$$f_s = 1/T \quad \text{Ec. 1.1.3}$$

en donde T es el período de muestreo, n es un número entero y f_s es la frecuencia de muestreo.

El proceso de muestreo se origina con un tren de impulsos de período y amplitud constantes representados por la señal $p(t)$ (Figura 1.1.2), la cual es modulada por la señal continua $x_c(t)$, tal como se presenta en el proceso de conversión A/D de la figura 1.1.1.

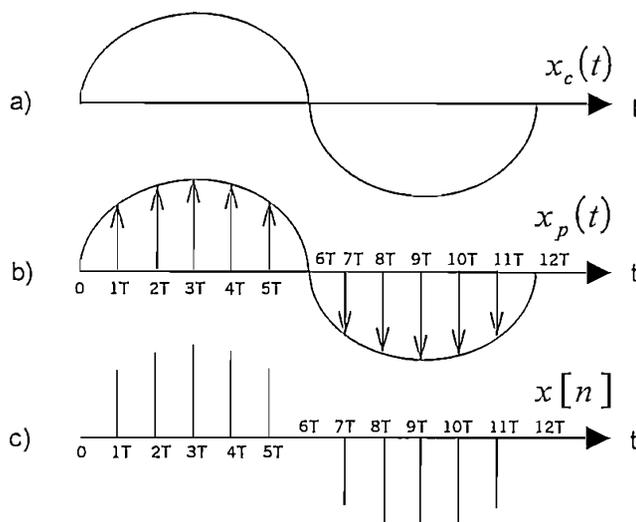


Fig 1.1.1 Muestreo periódico de una señal continua en el tiempo:
a) Señal continua en el tiempo
b) Señal muestreada con período T
c) Señal discreta con período T

El teorema de muestreo establece que una señal de banda limitada está representada de manera unívoca por sus muestras, cuyo sistema de muestreo se lo podría realizar mediante trenes de impulsos angostos de amplitud elevada aproximados a las funciones impulso $\delta(t)$, pero que en sistemas reales son difíciles de generar y transmitir, por tanto, es más conveniente generar la señal muestreada mediante un **Retenedor de orden cero** en el que la señal $x_p(t)$ se retiene o almacena, hasta el instante de muestreo siguiente, funciones que se realizan en el circuito S/H de la figura 1.1.2.

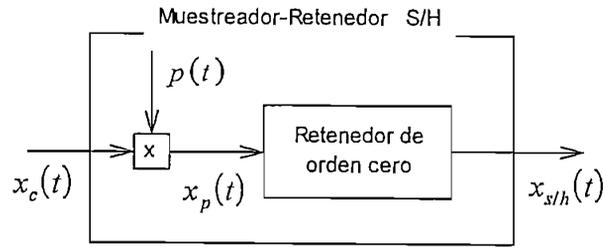


Fig 1.1.2 Modelo matemático del sistema de Muestreo y retención

Para obtener la relación en el dominio de la frecuencia de la señal de salida del muestreador-retenedor S/H, se considera la conversión de la señal continua $x_c(t)$ en una señal modulada en tren de impulsos $x_p(t)$:

$$x_p(t) = x_c(t)p(t) \quad \text{Ec. 1.1.4}$$

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad \text{Ec. 1.1.5}$$

$$\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi / T \quad \text{Ec. 1.1.6}$$

$$x_p(t) = x_c(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad \text{Ec. 1.1.7}$$

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT) \delta(t - nT) \quad \text{Ec. 1.1.8}$$

considerando la propiedad dual de la transformada de Fourier, en donde se establece que: la convolución en el dominio del tiempo corresponde a la multiplicación en el dominio de la frecuencia y viceversa, se obtiene :

$$x_p(t) = x_c(t)p(t) \xleftrightarrow{F} X_p(\omega) = \frac{1}{2\pi} [X_c(\omega) * P(\omega)] \quad \text{Ec. 1.1.9}$$

A continuación se presentan las expresiones matemáticas que describen el análisis y la síntesis de la serie de Fourier para señales periódicas, así como también las ecuaciones para la transformada de Fourier directa e inversa:

Series de Fourier

Síntesis	$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_s t}$	Ec. 1.1.10
----------	---	------------

Análisis	$a_k = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) e^{-jk\omega_s t} dt$	Ec. 1.1.11
----------	--	------------

Transformada de Fourier

$$\text{Inversa} \quad x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad \text{Ec. 1.1.12}$$

$$\text{Directa} \quad X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{Ec. 1.1.13}$$

Si consideramos la transformada de Fourier de $p(t)$ representada por $P(\omega)$, correspondiente a un impulso de área 2π en el punto $\omega = \omega_s$:

$$P(\omega) = 2\pi \delta(\omega - \omega_s) \quad \text{Ec. 1.1.14}$$

cuya transformada de Fourier inversa la obtenemos a través de la ecuación 1.1.12:

$$p(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 2\pi \delta(\omega - \omega_s) e^{j\omega t} d\omega \quad \text{Ec. 1.1.15}$$

$$p(t) = e^{j\omega_s t} \quad \text{Ec. 1.1.16}$$

de una forma más general, si: $P(\omega) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(\omega - n\omega_s)$ Ec. 1.1.17

entonces: $p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn\omega_s t}$ Ec. 1.1.18

se obtiene una expresión que corresponde exactamente a la representación de una señal periódica en series de Fourier de acuerdo a la expresión 1.1.10, por lo que se concluye que la transformada de Fourier de una señal periódica con coeficientes $[a_k]$ de la serie de Fourier puede interpretarse como un tren de impulsos que ocurren a las frecuencias armónicamente relacionadas y para las cuales el área de impulso en la k -ésima frecuencia armónica $k\omega_s$ es 2π veces el k -ésimo coeficiente a_k de la serie de Fourier.

En el caso de la modulación de la señal $x(t)$ con $p(t)$ (Ec. 1.1.5), que corresponde a una señal periódica de impulsos $\delta(t)$ y determinando los coeficientes de la serie de Fourier mediante la expresión 1.1.11, se obtiene:

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta(t) e^{-jn\omega_s t} dt = \frac{1}{T} \quad \text{Ec. 1.1.19}$$

sustituyendo en la ecuación 1.1.17, se obtiene la transformada de Fourier del tren de impulsos $p(t)$ de la ecuación 1.1.5:

$$P(\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad \text{Ec. 1.1.20}$$

se puede concluir que la transformada de un tren de impulsos en el tiempo se corresponde con un tren de impulsos en frecuencia, se observa además que conforme el espaciado entre los impulsos en el tiempo T se hace mas grande, el espaciado entre los impulsos en frecuencia se hace mas pequeño.

Sustituyendo la ecuación 1.1.20 en la ecuación 1.1.9, con $X_c(\omega)$ como la transformada de Fourier de $x_c(t)$ se obtiene:

$$X_p(\omega) = \frac{1}{2\pi} \left[X_c(\omega) * \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] \quad \text{Ec. 1.1.21}$$

$$X_p(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_c(\omega) * \delta(\omega - n\omega_s) \quad \text{Ec. 1.1.22}$$

y considerando que la convolución de una señal con un impulso desplazado, simplemente desplaza la señal tal como en el ejemplo de la figura 1.1.3, se obtiene:

$$X_c(\omega) * \delta(\omega - n\omega_s) = X_c(\omega - n\omega_s) \quad \text{Ec. 1.1.23}$$

concluyéndose que:
$$X_p(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_c(\omega - n\omega_s) \quad \text{Ec. 1.1.24}$$

Se obtiene entonces una función periódica $X_p(\omega)$ en el dominio de la frecuencia que consiste de una suma de réplicas de $X_c(\omega)$ desplazadas y escaladas por $1/T$ (figura 1.1.3 c)), en donde ω_M es la frecuencia máxima del espectro de $x_c(t)$.

Como se puede observar, el proceso de muestreo genera una serie infinita de armónicos de la frecuencia fundamental de muestreo, los cuales llevan consigo también réplicas de bandas laterales producidas por dicho proceso, se observa además que $(\omega_s - \omega_M)$ debe ser mayor que la frecuencia ω_M para evitar traslape entre las réplicas desplazadas de $X_c(\omega)$, de modo que si $\omega_s > 2\omega_M$, la señal $x_c(t)$ puede ser recuperada exactamente a partir de la señal $x_p(t)$, por medio de un filtro pasabajos con ganancia T y una frecuencia de corte ω_C mayor que ω_M y menor que $(\omega_s - \omega_M)$:

$$\omega_M < \omega_C < (\omega_s - \omega_M) \quad \text{Ec. 1.1.25}$$

Este resultado se conoce con el nombre de **Teorema de muestreo**, en donde la frecuencia de muestreo $\omega_s = 2\pi/T$ se denomina **Frecuencia de Nyquist** y la frecuencia $2\omega_M$, que debe ser excedida por la frecuencia de muestreo, se denomina **Velocidad de Nyquist**.

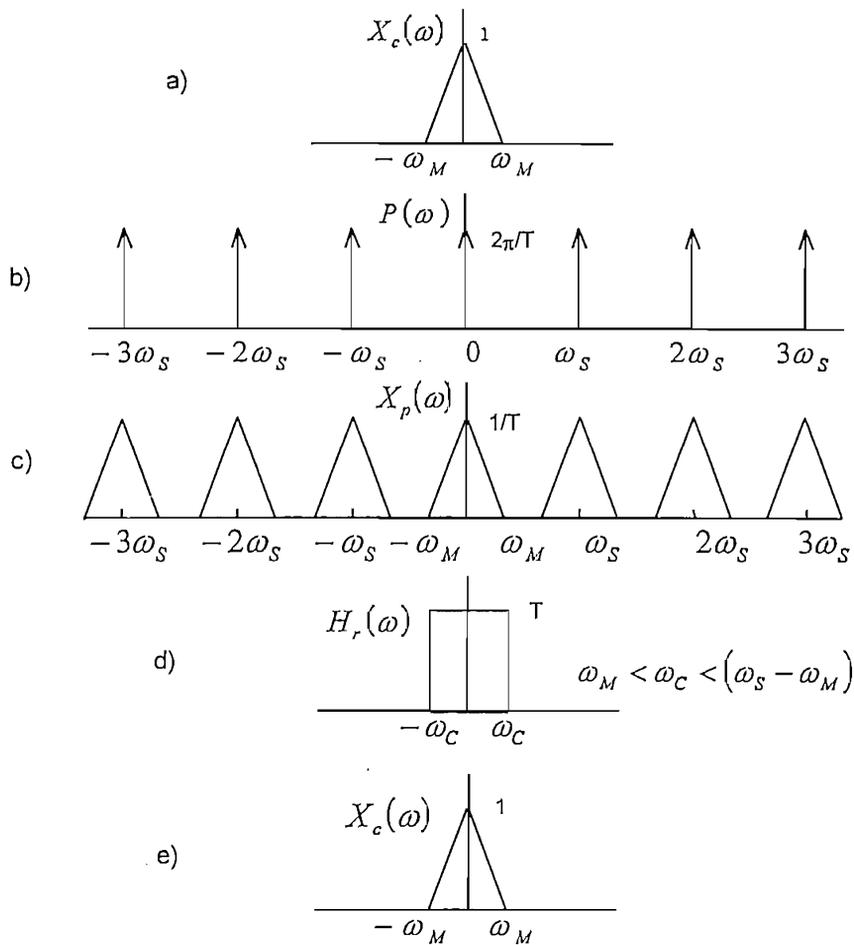


Fig 1.1.3 Proceso gráfico en el dominio de la frecuencia de la conversión continua-discreta de señales:

- a) Espectro de frecuencias de la señal continua
- b) Espectro de la función de muestreo
- c) Espectro de la señal muestreada considerando $\omega_s > 2\omega_M$
- d) Espectro del filtro pasabajos ideal recuperador del espectro de la señal continua
- e) Espectro de la señal continua recuperada

Cuando $\omega_s > 2\omega_M$, el espectro de la señal muestreada contiene réplicas exactas del espectro $x_c(t)$, pero cuando $\omega_s < 2\omega_M$, lo anterior no se cumple, en este caso, la señal original no es recuperable, ya que la superposición de los términos en la ecuación 1.1.24 producen un traslape entre los espectros de la señal, originando una distorsión de la señal reconstruida en el tiempo denominada **Distorsión de frecuencias sinónimas** (aliasing).

En sistemas reales de conversión A/D, para evitar la distorsión por frecuencias sinónimas originada en el proceso de muestreo, se utilizan **Filtros pasabajo antisinónimos** (*antialiasing*), que se ubican a la entrada del sistema de conversión A/D, para limitar el ancho de banda de la señal continua a la mitad de la frecuencia de muestreo, evitando sinónimos de frecuencia *aliasing* en la señal reconstruida. La cantidad de procesamiento matemático requerido en

implementación de la conversión A/D, es proporcional al número de muestras a ser procesadas, esta es otra de las razones por la que se utiliza los filtros (*antialiasing*), con los cuales mediante limitación de la banda de frecuencias de la señal analógica, se consigue disminuir la tasa de muestreo.

1.1.2 Cuantización.- En sistemas reales, la señal $x_p(t)$ aplicada al circuito retenedor de orden cero de la Figura 1.1.4, genera la señal $x_{s/h}(t)$ representada por una onda en forma de gradas, correspondiente a los valores de las muestras de la señal entrante y que son retenidas durante el intervalo de tiempo T de muestreo, cuyo propósito es mantener constantes los niveles de voltaje durante el tiempo requerido por el conversor A/D, en el cual se efectúa el proceso de cuantización y de asignación de secuencias binarias, de acuerdo al nivel de voltaje de entrada. Los conversores A/D, son el corazón del proceso de digitalización de señales analógicas, son los más críticos y costosos de todo el sistema de procesamiento digital. Una de sus características más importantes es el tiempo de conversión, cuyo costo se incrementa conforme el conversor sea más rápido.

La señal de entrada debe ser normalizada tan cerca como sea posible al valor máximo que acepta el conversor A/D, para poder utilizar la máxima resolución de señal que pueda manejar.

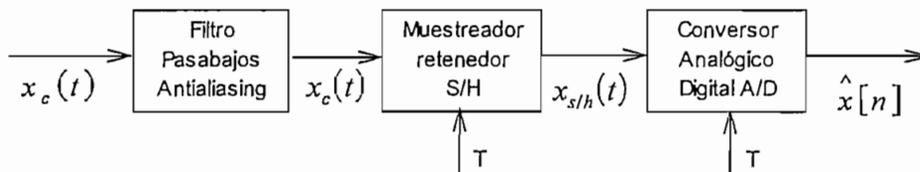


Fig 1.1.4 Sistema real de conversión Analógica Digital A/D

La señal discreta $x_{s/h}(t)$, se asigna a ciertos niveles de cuantización determinados a través de los intervalos de cuantización " Δ ", dichos niveles se aproximan a la amplitud de la señal original mediante un proceso no lineal que se describe mediante la siguiente expresión :

$$\hat{x}[n] = Q(x[n]) \quad \text{Ec. 1.1.26}$$

donde $\hat{x}[n]$ es la señal cuantizada y Q es la función de cuantización sobre la señal muestreada [2].

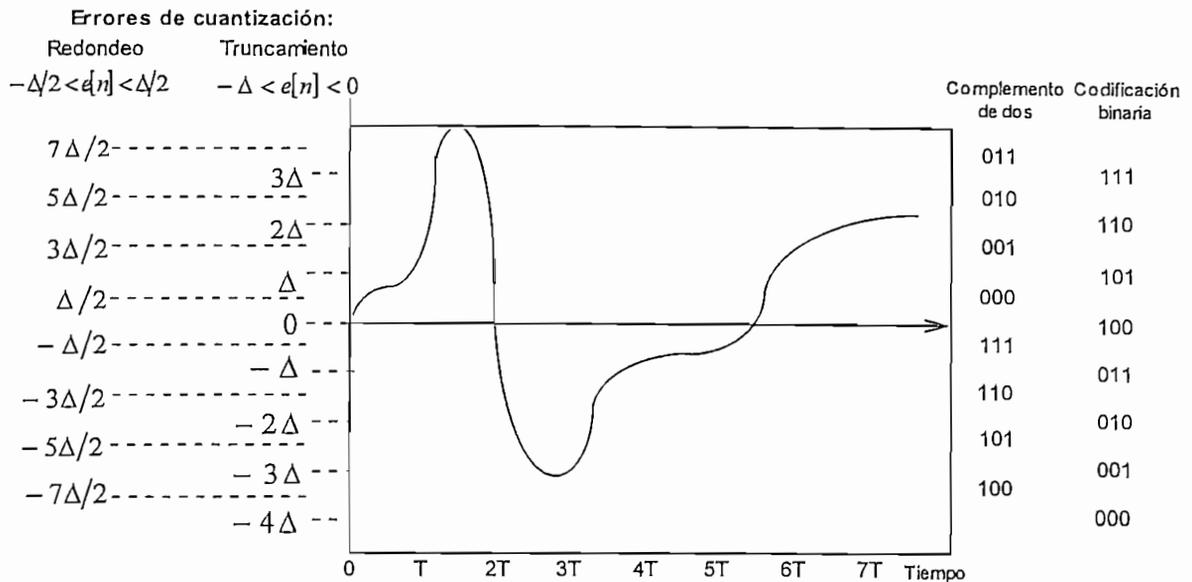


Fig 1.1.5 Ejemplo de cuantización de señales continuas

Generalmente el número de niveles de cuantización está dado por potencias de 2, cuando se trabaja con codificación binaria, tal como se presenta en la figura 1.1.5, en la cual se observan 2 formas de codificación elegidas de acuerdo a su aplicación. Los niveles de la señal a ser cuantizada son sometidos a un punto de decisión, para luego asignar los niveles de cuantización más aproximados, en este instante se pierde el valor real de la señal original introduciéndose **Errores de cuantización**. La representación matemática y los límites de error para esta pérdida de información están dados por :

$$e[n] = \hat{x}[n] - x[n] \quad \text{Ec. 1.1.27}$$

Cuantización por redondeo: $-\Delta/2 < e[n] \leq \Delta/2 \quad \text{Ec. 1.1.28}$

Cuantización por truncamiento: $-\Delta < e[n] < 0 \quad \text{Ec. 1.1.29}$

Es más apropiado definir la tasa de **Señal a Error S/E** en un sistema digital, que determinar la tasa de señal a ruido S/N especificada en sistemas analógicos [3]. A continuación se obtiene la relación señal a error S/E de cuantización a partir de una señal senoidal cuyos valores de nivel máximo y RMS se expresan de la siguiente forma :

$$V_{Max} = 2^{\beta-1} \Delta \quad \text{Ec. 1.1.30}$$

$$V_{RMS} = \frac{2^{\beta-1} \Delta}{\sqrt{2}} \quad \text{Ec. 1.1.31}$$

Cuando la señal de entrada ejercita todo el rango de cuantización, las muestras sucesivas tendrán valores ampliamente variables y el error de cuantización de una determinada

muestra será independiente del resto, en este caso, la magnitud del error de cuantización será distribuida con igual probabilidad, dando como resultado una densidad de probabilidad uniforme con valores entre $\Delta / 2$ y $-\Delta / 2$, por tanto la energía contenida en el ruido puede ser calculada realizando la integración de todos los valores de error obtenidos, al multiplicar la energía de un error E por su probabilidad $P(E) dE$:

$$P(E) = 1 / \Delta \quad \text{Ec. 1.1.32}$$

$$E_{Max} = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} E^2 P(E) dE \quad \text{Ec. 1.1.33}$$

$$E_{RMS} = \Delta / \sqrt{12} \quad \text{Ec. 1.1.34}$$

aplicando las ecuaciones 1.1.30 y 1.1.34 en la relación S/E se obtiene:

$$S / E = \frac{V_{Max}}{E_{RMS}} \quad \text{Ec. 1.1.35}$$

$$S / E = 2^\beta \sqrt{1.5} \quad \text{Ec. 1.1.36}$$

expresando en dB: $S/E = 20 \log(2^\beta \sqrt{1.5})$ Ec. 1.1.37

$$S / E = (6.02\beta + 1.76) dB \quad \text{Ec. 1.1.38}$$

La expresión obtenida para la relación S/E, es válida para las señales de entrada muy variables en su rango de entrada, pero cuando se tienen señales de entrada de bajo nivel o puras, el error de cuantización deja de ser aleatorio y pasa a ser una función de la señal de entrada.

El proceso de cuantización puede emplear dos técnicas para la asignación de niveles de cuantización, una de ellas realiza una distribución lineal de niveles en la cual los intervalos de cuantización son iguales en todo el rango dinámico, la otra técnica realiza una distribución de niveles no lineal en la cual los intervalos de cuantización varían de acuerdo a funciones logarítmicas. En la práctica, se han desarrollado varias técnicas para digitalización de señales analógicas, las cuales utilizan diferentes esquemas para asignación de bits, tal es el caso de la **Modulación con código lineal de Pulsos PCM** (Pulse Code Modulation), considerado como un esquema clásico de digitalización y preferido por su alta calidad. La codificación lineal PCM, es una de las técnicas más utilizadas para digitalización tanto de señales de video como audio, si bien es cierto que existen varios métodos para su digitalización, todos ellos son fundamentalmente idénticos en la transformación A/D, pero en la práctica difieren ampliamente en términos de requerimientos de ancho de banda, tasas de S/N y precisión. En este proceso se realiza una distribución lineal o uniforme de los niveles de cuantización, para lo cual la señal analógica, sea video o audio, atraviesa un filtro (*antialiasing*) (Figura 1.1.6) que permite solo el paso de frecuencias en su banda correspondiente, posteriormente un circuito S/H que se

encuentra manejado por la frecuencia de muestreo del sistema, realiza operaciones de muestreo y retención para seguidamente mediante un conversor A/D, asignar un código binario a cada una de las muestras tomadas y mediante multiplexación, generar el tren de bits serial con Modulación de Código de Pulsos PCM. El circuito generador de *dither* que se analizará mas adelante, introduce una señal de ruido analógico sobre la señal original, con el fin de disminuir distorsiones de cuantización.

La señal discreta conseguida por medio de la asignación de secuencias de bits en el conversor A/D, es una representación muy aproximada de la señal analógica original, de esta manera se consigue la digitalización de la señal continua, encontrándose lista para su ingreso al sistema de procesamiento digital.

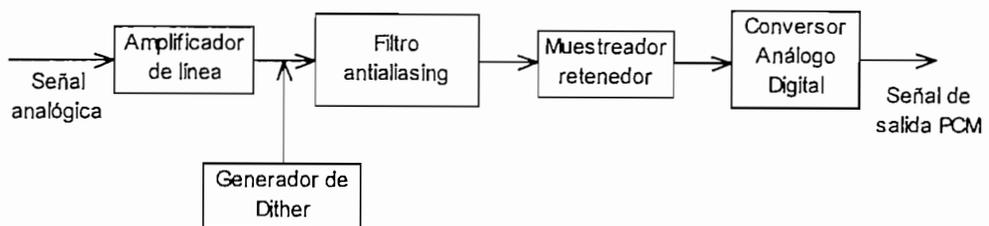


Fig. 1.1.6 Digitalización de una señal analógica mediante Modulación de pulsos codificados PCM

En el ejemplo presentado de la figura 1.1.6, los datos multiplexados en tiempo se disponen en estructuras que al ser emitidas una tras otra, proveen formatos de identificación al inicio de cada estructura, según como se vayan generando en la formación del tren de datos final. Para esto la identificación de cada estructura de datos se la realiza mediante inserción de palabras código de sincronía, las cuales son elegidas de tal manera, que sean distintas a cualquier ocurrencia natural de datos en el tren de bits PCM. Se puede incluir también códigos de identificación ID (Identifier Data) para localización de datos, dicho código se ordena secuencialmente y se distribuye a través del canal de datos para identificar entre secciones de muestras diferentes. Los códigos de identificación ID, pueden llevar también otro tipo de información, tal como: información para procesamiento en reproducción, especificaciones de frecuencia de muestreo, utilización de pre-énfasis, tabla de contenidos, información de derechos reservados, etc.

El diagrama de bloques de la figura 1.1.7, presenta un sistema de recepción de señales digitales con codificación lineal PCM, en el cual, la etapa de demodulación permite recuperar el tren de bits, previa extracción de los datos de control mediante demultiplexación, a través de los conversores D/A. La generación de datos a la salida del conversor D/A, requiere cierta cantidad de tiempo para estabilización hasta que todos los bits hayan alcanzado su nivel binario apropiado, durante este tiempo, la salida del conversor D/A puede presentar

inestabilidades en forma de variaciones de voltaje, las cuales se eliminan mediante circuitos de almacenamiento paralelo, que guardan temporalmente los datos antes de su ingreso al conversor D/A.



Figura 1.1.7 Reconstrucción analógica de una señal PCM

Cuando se trata de digitalizar señales de audio como la voz, en promedio, existen niveles bajos de voltaje con pocos picos que alcanzan los niveles altos del cuantizador en la conversión A/D. En esta situación y con la utilización de un codificador PCM lineal, se obtendría un valor bajo de la relación señal a ruido, causando que el error de cuantización aumente, por lo tanto, es necesaria la utilización de codificadores PCM no lineales, los cuales presentan un número mayor de niveles de cuantización, en el rango débil de las señales, mejorando notablemente la relación señal a ruido y obteniéndose una disminución del error de cuantización.

El ruido térmico generado por los componentes del circuito denominado **Ruido de canal inactivo**, se refiere a la salida obtenida del conversor A/D, cuando no se aplica señal alguna al cuantizador. Este ruido se elimina, utilizando conversores con cuantización de medio escalón, en el cual el primer intervalo de cuantización es mayor en amplitud que el resto de los escalones, asegurando que la salida del conversor A/D sea cero en ausencia de señal.

El **Rango Dinámico** de un conversor A/D, es la relación que existe entre el máximo valor de voltaje V_{max} que acepta el conversor y el intervalo Δ de los niveles de cuantización [4], así:

$$DR = 20 \log \frac{V_{max}}{\Delta} \quad \text{Ec. 1.1.41}$$

se puede deducir entonces que, $2^n - 1 \geq DR$ es el máximo número binario para el sistema y en mínimas condiciones, $2^n - 1 = DR$, siendo n el número de bits por muestra. La **Eficiencia de codificación**, es la relación que existe entre el mínimo número de bits requerido para la obtención de un DR determinado y el número de bits PCM utilizados:

$$\eta = \frac{N_{minimo}}{N_{real}} \times 100 \quad \text{Ec. 1.1.42}$$

En ciertos sistemas reales de cuantización, la señal analógica antes de su ingreso al circuito S/H, es sumada con una señal de oscilación aleatoria de bajo nivel denominada **Dither**. Esta señal generalmente es ruido blanco con una amplitud pico-pico que esta entre $1/3$ y $1/2$ del

intervalo de cuantización. Cuando las señales analógicas entrantes son pequeñas, el error de cuantización se correlaciona mas con la señal, el resultado es distorsión. Pero si se decorrelaciona este error de la señal entrante de alguna manera, el sistema podrá mantenerse lineal, es decir, sin distorsión pero con ruido. La señal *dither* realiza esta función de decorrelación, haciendo que el cuantizador sea imprevisible dando al sistema una base de ruido similar a la de un sistema analógico [5].

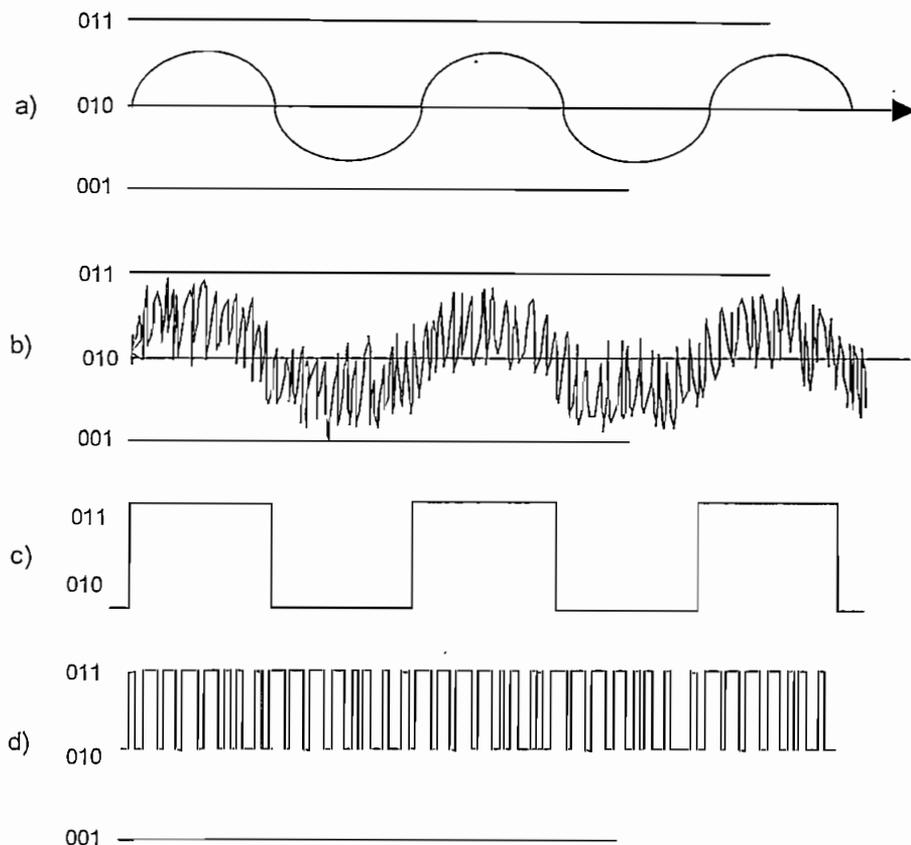


Figura 1.1.8 Efecto del Dither sobre la señal analógica:

- a) Señal original
- b) Señal con Dither
- c) Señal original cuantizada
- d) Señal con Dither cuantizada

La aplicación de *dither* antes del cuantizador, provoca una ligera reducción en la relación señal a ruido de conversión, pero permite eliminar las distorsiones de linealidad. La falta de linealidad de la función de transferencia en el cuantizador, trae como consecuencia distorsión que produce armónicos y estos a su vez producen *aliasing*, cuando sobrepasan la frecuencia de muestreo. Los efectos antes mencionados, pueden ser totalmente eliminados en la práctica, mediante la aplicación correcta de *dither*, ya que de lo contrario se distorsiona irrevocablemente la señal convertida, sin posibilidades de corrección.

La señal *dither*, realiza una suavización del proceso de digitalización, en donde el valor medio de la señal cuantizada, se puede mover continuamente entre 2 niveles, aliviando los efectos de una cuantización áspera y permitiendo de esta manera, mejorar la distorsión de cuantización generada por señales entrantes de bajo nivel (Figura 1.1.8), tal es el caso de señales de audio, en las que la distorsión por cuantización generada por el *dither* se promedia por el oído, gracias a ciertas características físicas del mismo, permitiendo escuchar la señal analógica sin distorsión. En otras palabras, la señal *dither* cambia la naturaleza digital de la distorsión de cuantización en ruido blanco, de tal forma que el oído puede distinguir muy bien señales con niveles bajos, tan pequeños como un nivel de cuantización. Existen varios tipos de señal de *dither*, generalmente diferenciados por su función de densidad de probabilidad, las cuales definen el contenido de energía de esta señal aleatoria.

1.1.3 Reconstrucción.- Cuando una señal continua es de banda limitada y cuando se han tomado las suficientes muestras, entonces la señal original puede ser recuperada de sus muestras realizando el proceso inverso, esto es, la señal digital se la convierte en analógica.

La reconstrucción de la señal $x_c(t)$ a partir de la salida del retenedor de orden cero de la figura 1.1.9, puede llevarse a cabo mediante el filtro pasabajo $H_r(\omega)$, pero cuya ganancia no es constante en la banda de paso [1] [2].

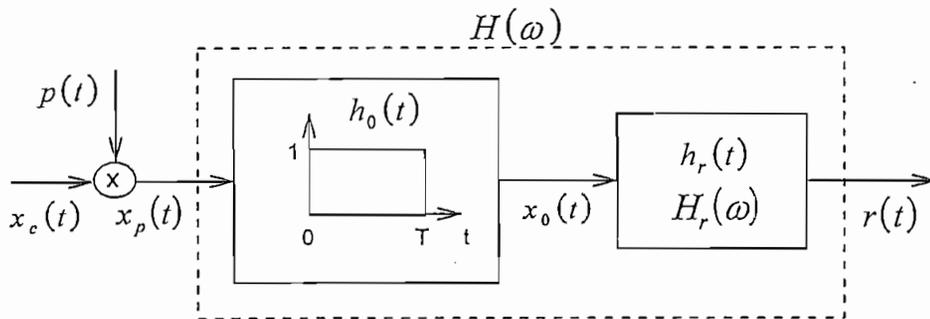


Fig 1.1.9 Diagrama de bloques de un retenedor de Orden cero

A continuación se especificará la respuesta de frecuencia del filtro $H_r(\omega)$ de tal manera que se cumpla que $x_c(t) = r(t)$, considerando que $H(\omega)$ es la respuesta de un filtro pasabajos ideal.

Si se considera en forma general, la función $x(t)$ de la figura 1.1.10 a) cuya expresión

es:

$$x(t) = \begin{cases} 1 & |t| < T_1 \\ 0 & |t| > T_1 \end{cases} \quad \text{Ec. 1.1.43}$$

su transformada de Fourier directa resulta ser:

$$X(\omega) = \int_{-T_1}^{T_1} e^{-j\omega t} dt = \frac{2 \text{Sen}(\omega T_1)}{\omega} \quad \text{Ec. 1.1.44}$$

que usualmente se escribe como: $X(\omega) = 2T_1 \frac{\text{Sen}(\omega T_1)}{\omega T_1}$ Ec. 1.1.45

expresión que representa la forma de onda de la figura 1.1.10 b).

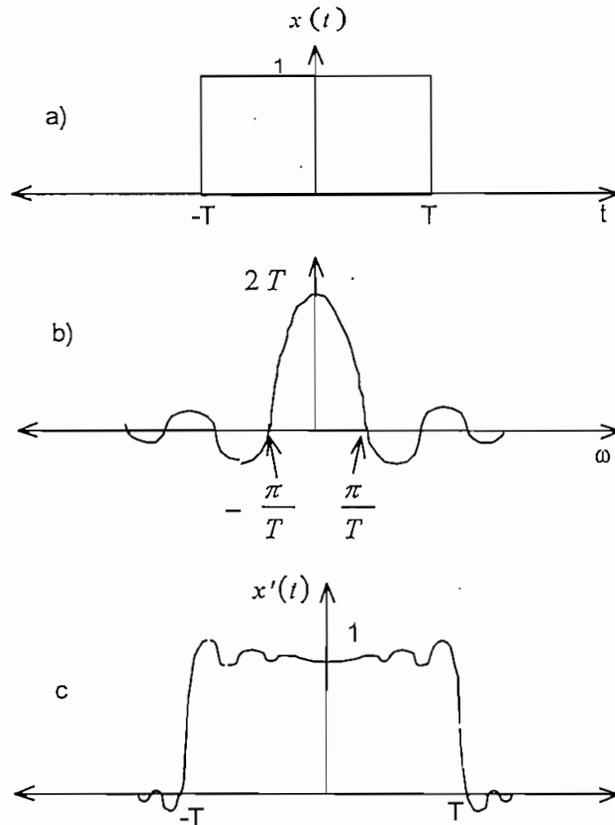


Fig 1.1.10 Transformada de Fourier de un pulso rectangular:
 a) Pulso rectangular en el tiempo
 b) Representación en el dominio de la frecuencia
 c) Fenómeno de Gibbs

Tomando la transformada de Fourier inversa de la ecuación 1.1.45 se obtiene $x'(t)$:

$$x'(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 2T_1 \frac{\text{Sen}(\omega T_1)}{\omega T_1} e^{j\omega t} d\omega \quad \text{Ec. 1.1.46}$$

la señal $x(t)$ satisface las condiciones de Dirichlet , debido a esto se puede concluir que $x'(t) = x(t)$ excepto en los puntos de discontinuidad $t = \pm T_1$ en donde converge a $\frac{1}{2}$, valor que corresponde al promedio de los valores de $x(t)$ en ambos lados de la discontinuidad. Se

encuentra además que la convergencia de $x'(t)$ hacia $x(t)$ exhibe el **Fenómeno de Gibbs** que puede ser observado en el ejemplo de la figura 1.1.10 c).

Si en la ecuación 1.1.45 $\omega \rightarrow \infty$, esta señal converge hacia $x(t)$ en todo punto excepto en las discontinuidades, lugar en el cual se producen rizados cuya amplitud pico-pico no disminuye al aumentar ω , sino que se comprimen hacia la discontinuidad y su energía converge a cero.

Si aplicamos estos resultados en la ecuación 1.1.47, más la propiedad de desplazamiento en tiempo de la transformada de Fourier dada por la siguiente expresión:

$$x(t - T_1) \xleftrightarrow{F} e^{-j\omega T_1} X(\omega) \quad \text{Ec. 1.1.47}$$

se obtiene que la transformada de Fourier de la señal $H_0(\omega)$ de la figura 1.1.9, considerando

$$T_1 = T/2 \text{ esta dada por: } H_0(\omega) = e^{-j\omega T/2} \left[T \frac{\text{Sen}(\omega T/2)}{\omega T/2} \right] \quad \text{Ec. 1.1.48}$$

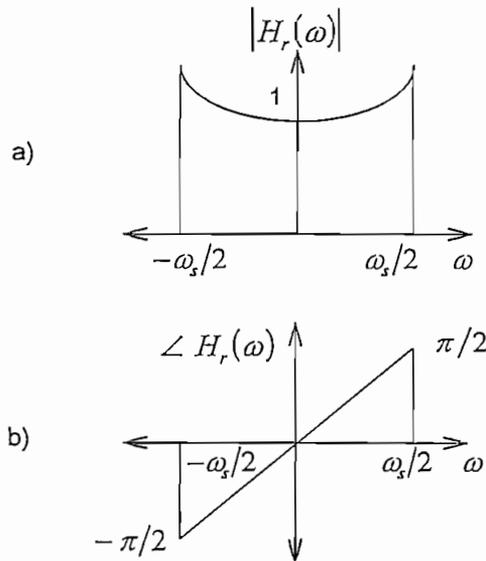


Fig 1.1.11 Filtro de reconstrucción para el retenedor de orden cero:
a) Ganancia
b) Fase

ahora bien:
$$H(\omega) = H_0(\omega)H_r(\omega) \quad \text{Ec. 1.1.49}$$

y la expresión del filtro ideal es:

$$H(\omega) = \begin{cases} T & |\omega| < \pi/T \\ 0 & |\omega| > \pi/T \end{cases} \quad \text{Ec. 1.1.50}$$

entonces la expresión del filtro con compensación es:

$$H_r(\omega) = \begin{cases} \frac{\omega T/2}{\text{Sen}(\omega T/2)} e^{j\omega T/2} & |\Omega| < \pi/T \\ 0 & |\Omega| > \pi/T \end{cases} \quad \text{Ec. 1.1.51}$$

Las figuras 1.1.11 a) y b) presentan la forma de onda de la magnitud y fase del filtro de reconstrucción en la salida de un retenedor de orden cero, cuando la frecuencia de corte del filtro $H(\omega)$ es $\omega_s / 2$.

La reconstrucción de señales por medio de un conversor D/A, del cual se obtiene una señal tipo escalera, es un sistema de retención de orden cero, en el cual se ha aplicado una relación de apertura del 100%, con el fin de extender la duración de los pulsos por el período que demora una muestra. Los impulsos de tiempo, poseen un espectro de frecuencias plano, pero en el caso de pulsos con una relación de apertura del 100%, su espectro es de la forma $\text{Sen } x/x$ y su respuesta cae a cero a la frecuencia de muestreo. Como se puede observar en la figura 1.1.12, en el límite de la banda para reconstrucción, es decir, a la mitad de la frecuencia de muestreo, existe atenuación de las altas frecuencias existentes en los pulsos, para compensar este efecto se utiliza la técnica de **Remuestreo [5]**, en la cual la salida del retenedor de orden cero, atraviesa por una etapa adicional de muestreo síncrono, cuyo objetivo es el de estrechar los pulsos obtenidos haciendo que la respuesta de frecuencia tienda a ser plana. Si la relación de apertura se disminuye al 50 % por ejemplo, el primer nulo de la respuesta de frecuencia se desplaza al doble de la frecuencia de muestreo, reduciendo de esta manera la pérdida de ganancia en el límite de la banda. Se puede continuar con la reducción de la relación de apertura, pero en la práctica se recomienda no pasar del límite de 12.5 %, condición en que la respuesta de frecuencia es prácticamente ideal. Con tasas menores se disminuye la energía de los pulsos y el ruido comienza a causar problemas.

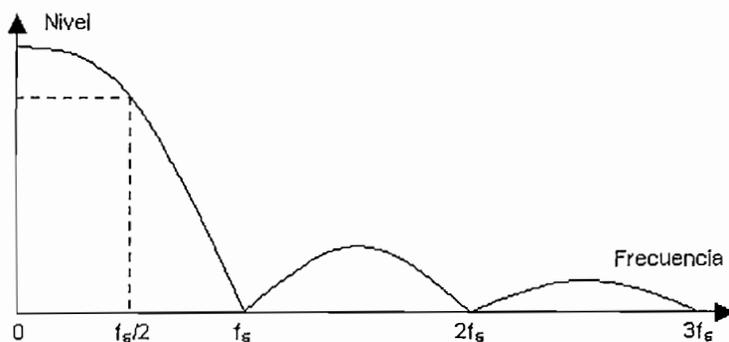


Figura 1.1.12 Espectro de frecuencia para pulsos rectangulares con una relación de apertura del 100%

Un ejemplo interesante de reconstrucción de señales digitales, se produce cuando la señal muestreada contiene la máxima frecuencia que puede ser aceptada por el sistema para su muestreo, es decir, exactamente la mitad de la frecuencia de muestreo. Este ejemplo toma como referencia, un sistema de audio digital [3], en el cual, la máxima frecuencia de la señal analógica es 20 KHz y la frecuencia de muestreo es 40 KHz (Figura 1.1.13 a) y b)).

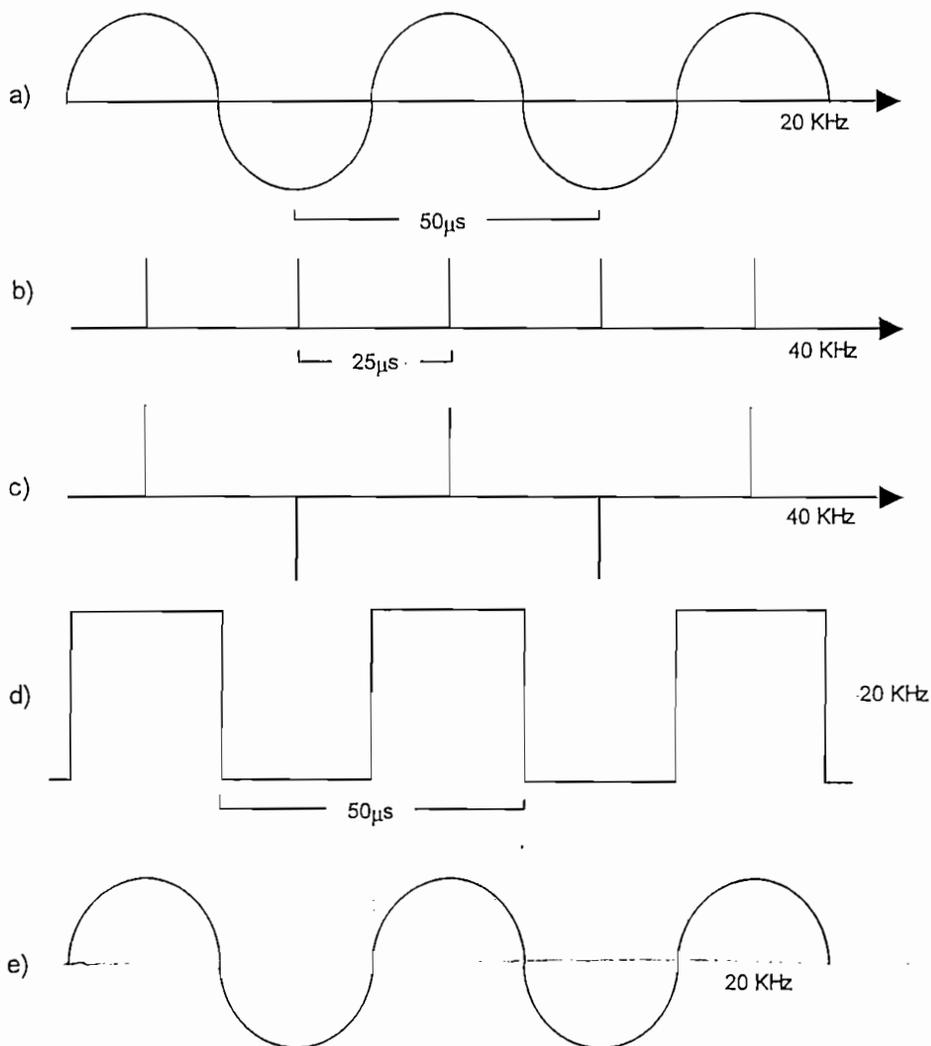


Figura 1.1.13 Ejemplo de reconstrucción de una señal analógica a la mitad de la frecuencia de muestreo:
a) Señal analógica
b) Frecuencia de muestreo
c) Señal analógica muestreada
d) Señal recuperada por el convertidor Digital-Analógico
e) Señal analógica reconstruida por el filtro pasabajos

Las muestras tomadas en esta condición (figura 1.1.13 c)), hacen que el reconstructor D/A genere una onda cuadrada a la frecuencia de la señal analógica (figura 1.1.13 d)), esta señal cuadrada consta de la frecuencia fundamental y de los armónicos impares 20, 60, 100,

140 y 180 KHz, pero como se conoce, el filtro pasabajo está diseñado para dejar pasar hasta la máxima frecuencia del sistema, es decir 20 KHz, como resultado se obtiene el armónico fundamental y en consecuencia la recuperación exacta de la señal analógica (Figura 1.1.13 e)).

Es importante notar que a medida que la frecuencia de la señal analógica se incrementa, el número de muestras que se toman van disminuyendo, lo cual nos lleva al límite de 2 muestras cuando la frecuencia de la señal analógica es máxima. Si se asegura la recuperación de la señal analógica en esta última condición, con mayor razón cualquier frecuencia de la señal analógica inferior a la máxima, puede ser reconstruida. Como se puede observar en la figura 1.1.13 a) y b), no se puede asegurar que las muestras tomadas se produzcan en el máximo o mínimo de la onda senoidal, por tanto el muestreo puede realizarse a diferentes tiempos, pudiendo incluso llegar a coincidir con los puntos de cruce por cero. Para prevenir esto, se deja un margen entre la frecuencia de la señal máxima que ingresa al sistema y la frecuencia de muestreo. En el ejemplo, el sistema de audio digital asegura la frecuencia máxima de 20 KHz y se toma como frecuencia de muestreo 44.1 KHz.

Cuando la señal digital constituida por unos y ceros llega hacia el convertidor D/A, se necesita cierto tiempo para que los bits se establezcan, de lo contrario, la señal analógica de salida presenta ciertas variaciones en sus niveles, manifestándose como distorsiones en la señal analógica resultante. De acuerdo a lo anterior y para eliminar distorsiones, se utiliza un **Muestreador-retenedor** de salida al convertidor D/A, lográndose que los niveles a la salida no sufran variación debido a inestabilidades en los datos digitales.

Para concluir, se puede representar a un sistema de procesamiento digital cualquiera, como el diagrama de bloques de la figura 1.1.14, en donde se observa que el tiempo de muestreo tanto en la conversión A/D como D/A son los mismos.



Figura 1.1.14 Sistema de procesamiento digital de señales continuas en el tiempo

En el caso de la mayoría de canales, las principales fuentes generadoras de señal son las cámaras de video y los micrófonos, en ambos casos, son fuentes analógicas que deben ser convertidas previamente en señales digitales para luego ingresarlas al sistema de procesamiento digital. En la actualidad ya existen fuentes digitales, las mismas que pueden ser ingresadas directamente al sistema de procesamiento digital, evitando los convertidores analógico/digitales.

1.2 Formatos de Video digital

La mayoría de los sistemas de procesamiento de televisión de nuestro medio, se desarrollan en el dominio analógico, siendo los sistemas NTSC (National Television System Committee) y PAL (Phase Alternate Line), los formatos para video compuesto más populares. En el presente trabajo concentraremos nuestro estudio en la digitalización de video del sistema analógico NTSC.

En sistemas analógicos, los problemas se agudizan a medida que se incrementan los pasos de procesamiento de la señal de video, causando que los intervalos de sincronía horizontal se extiendan y los flancos de blanqueo se inclinen, situación que degenera la calidad de la señal de video. Pero el manejo de video digital, permite acoplar el rango de tolerancias de blanqueo horizontal analógico, tanto de sistemas de 525 líneas como de 625 líneas, de tal manera que se pueda realizar procesamiento repetitivo sin afectar el intervalo de blanqueo digital ni tampoco la calidad de video [6], siendo esta una de las principales ventajas de trabajar con video digital. Actualmente, se dispone de fuentes de video digitales, las cuales permiten que el procesamiento digital sea mantenido desde su origen hasta su destino, el televidente, conservando así, alta calidad en toda la cadena de procesamiento de la señal de Televisión.

En los inicios de la televisión digital, el CCIR (Comité Consultivo Internacional de Radio) especificó 8 bits para las muestras de video, permitiendo $2^8 = 256$ niveles de cuantización por cada componente de video, en consecuencia el valor de la relación S/E de acuerdo a la ecuación 1.1.38 es de 49.92 dB. Al mismo tiempo se desarrollaban máquinas grabadoras, conversores A/D, D/A y sistemas digitales de video, que parecían trabajar muy bien con el estándar de 8 bits, pero luego de cierto tiempo, se notó ciertos defectos de contorno y degradación de la calidad de la imagen, sobre todo cuando se ejecutaban múltiples procesamientos, es entonces que aparecen las primeras objeciones a la calidad de video, haciéndose necesario el estándar de 10 bits. De acuerdo a esto, se establecen 10 bits por muestra para alta calidad de video, permitiendo $2^{10} = 1024$ niveles de cuantización y una relación S/E de 61.96 dB. Es importante aclarar, que los problemas encontrados en sistemas de procesamiento digital de 8 bits, no son eliminados al establecer 10 bits de cuantización, sino que son minimizados.

En cuanto a la frecuencia de muestreo, inicialmente se examinaron algunas alternativas para digitalización de luminancia Y, incluyendo 4 veces la frecuencia de la subportadora de color f_{SC} , pero esta frecuencia no era compatible con los requerimientos para simplificación de intercambio internacional de programación, por tanto se descartó y en cambio se adoptó una

tasa de muestreo más sencilla. Por mucho tiempo se prefirió la utilización de la frecuencia de muestreo de 12 Mhz, pero se consideró que se encontraba muy cerca del límite de Nyquist, teniendo en cuenta que la frecuencia máxima para luminancia está alrededor de 4.2 Mhz, complicando el diseño de los filtros requeridos en el proceso. Posteriormente se analizaron las frecuencias entre 12 y 14.3 Mhz, encontrándose que la frecuencia de muestreo de 13.5 Mhz para luminancia, provee ciertas ventajas tanto para los sistemas de 525 líneas como para 625 líneas. El ancho de banda requerido por las señales de diferencia de color C_B y C_R , es menor que el requerido por la luminancia Y, siendo sus frecuencias máximas de 1.5 y 0.5 Mhz respectivamente. De acuerdo a esto y a la frecuencia límite de Nyquist, se eligió la mitad de la frecuencia de muestreo utilizada para digitalización de la luminancia, es decir 6.75 Mhz.

Todas estas consideraciones más otras que se analizarán oportunamente, dieron origen al apareamiento de varios formatos para la digitalización de video analógico, los cuales fueron puestos a consideración de los comités de regulación de estándares directamente involucrados como son :

CCIR :	Comité Consultivo Internacional de Radio
ITU :	International Telecommunication Union
SMPTE :	Society of Motion Picture and Television Engineer

El desarrollo de los estándares de video digital se realiza a lo largo de varios años de estudio, principalmente con el aporte y experiencia, que los diseñadores han tenido durante la implementación de equipos digitales prototipo, que posteriormente dieron lugar a las características y especificaciones actuales entre los equipos de video digital, es así como se desarrollan los siguientes estándares:

- Recomendación CCIR 601
- Video digital paralelo compuesto
- Video digital paralelo en componentes
- Video digital en componentes para pantalla ancha
- Video digital serial compuesto
- Video digital serial en componentes

1.2.1 Recomendación CCIR 601.- La recomendación ITU-R BT.601 desarrollada por SMPTE y EBU, denominada formalmente como Recomendación CCIR 601 [7], especifica el mecanismo de muestreo de la señal de video en componentes, tanto para sistemas de 525 líneas a 59.94 Hz como para sistemas de 625 líneas a 50 Hz. Esta recomendación especifica muestreo ortogonal de 13.5 Mhz para luminancia Y y 6.75 Mhz para las diferencias de color C_B

y C_R , las cuales son versiones escaladas de la señal de luminancia E'_Y y de las diferencias de color $E'_B - E'_Y$ y $E'_R - E'_Y$ analógicas, este formato representado como "4:2:2", viene de los días en que se consideraba los múltiplos de la frecuencia subportadora de color del sistema NTSC, como frecuencias de muestreo, tal aproximación fue abandonada pero la utilización del "4" para representar la frecuencia de muestreo de luminancia fue mantenida. La estructura de muestreo 4:2:2 define la relación entre el número de muestras de Y y de las diferencias de color C_B y C_R , es decir, se obtienen "4" muestras de Y por cada "2" muestras de C_B y "2" de C_R .

Las frecuencias de muestreo de Y, C_B y C_R , son múltiplos enteros de la frecuencia 2.25 Mhz y mínimo común múltiplo de las frecuencias de línea en los sistemas de 525/59.94 líneas y de 625/50 líneas, lo cual origina un diagrama de muestreo ortogonal estático para ambos casos.

El sistema de muestreo se asegura en fase, de tal manera que una muestra coincida con el punto de 50 % de amplitud, en el flanco de bajada del intervalo de sincronía horizontal analógico, lo cual asegura que diferentes fuentes de video digital, generen muestras en las mismas posiciones de la imagen.

A continuación se presentan las especificaciones que han de utilizarse en la interfaz digital normalizada entre los equipos digitales [6] :

Parámetros		Sistema de 525 líneas 60 tramas/s	Sistema de 625 líneas 50 tramas/s
Señales codificadas : Y, C_B , C_R		Se obtienen a partir de las señales con corrección gamma es decir : E'_Y , $E'_B - E'_Y$ y $E'_R - E'_Y$	
Número de muestras por línea completa :	Y C_B y C_R	858 429	864 432
Estructura de muestreo :		Ortogonal, repetitiva en cada línea, trama e imagen. Las muestras de C_B y C_R coinciden en el espacio con las muestras impares de Y en cada línea	
Frecuencia de muestreo :	Y C_B y C_R	13.5 Mhz 6.75 Mhz	
Forma de codificación :		MIC con cuantización uniforme y 8 bits por muestra, tanto para Y como para C_B y C_R	
Número de muestras por línea activa digital :	Y C_B y C_R	720 360	
Relación de temporización horizontal A/D :	Desde el final de la línea activa digital hasta 0_H	16 períodos del reloj de Y	12 períodos del reloj de Y

Correspondencia entre niveles de video y cuantización :	Escala Y C_B y C_R	0 a 255 220 niveles de cuantización, negro→nivel 16 y blanco→nivel 235 225 niveles de cuantización, la señal cero→nivel 128
Uso de palabras código :	Las correspondientes al nivel de cuantización 0 y 255 se utilizan para sincronía, los niveles 1 a 254 están disponibles para video	

Tabla 1.2.1

De la teoría básica de Televisión en color, se pueden extraer las expresiones con pre-corrección gamma para la construcción de las señales de Luminancia E'_Y y diferencias de color $E'_B - E'_Y$ y $E'_R - E'_Y$ analógicas, a partir de los colores primarios E'_R , E'_G y E'_B , las cuales se presentan a continuación :

$$E'_Y = 0.299E'_R + 0.587E'_G + 0.114E'_B \quad \text{Ec. 1.2.1}$$

$$E'_B - E'_Y = -0.299E'_R - 0.587E'_G + 0.886E'_B \quad \text{Ec. 1.2.2}$$

$$E'_R - E'_Y = 0.701E'_R - 0.587E'_G - 0.114E'_B \quad \text{Ec. 1.2.3}$$

La señal de luminancia E'_Y está normalizada al rango de 0 a 1, en cambio las señales de diferencias de color $E'_B - E'_Y$ y $E'_R - E'_Y$, están normalizadas al rango de +0.886 a -0.886 y +0.701 a -0.701 respectivamente, razón por la cual se realiza una re-normalización respecto al rango de +0.5 a -0.5 para representación en el dominio digital, tomando en cuenta los siguientes factores :

$$\begin{aligned} K_B &= 0.5 / 0.886 = 0.564 \\ K_R &= 0.5 / 0.701 = 0.713 \end{aligned} \quad \text{Ec. 1.2.5}$$

$$E'_{C_B} = K_B (E'_B - E'_Y) = -0.169E'_R - 0.331E'_G + 0.5E'_B \quad \text{Ec. 1.2.6}$$

$$E'_{C_R} = K_R (E'_R - E'_Y) = 0.5E'_R - 0.419E'_G - 0.081E'_B \quad \text{Ec. 1.2.7}$$

K_B y K_R son los factores de re-normalización, E'_{C_B} y E'_{C_R} son las diferencias de color re-normalizadas para los colores azul y rojo respectivamente.

En las propuestas iniciales, se consideraban rangos de codificación iguales para las tres componentes de video digital Y , C_B y C_R , pero se modificaron de tal manera que el rango de luminancia Y , cubra márgenes más grandes debido a sobrecargas de los niveles de blanco, en donde es más notoria la limitación, que en los niveles de negro. Por tanto, se determina que los niveles nominales de luminancia, tengan un rango de 16 a 235, mientras que los niveles nominales para las diferencias de color, tengan un rango de 16 a 240, con un nivel de

referencia en ausencia de señal de entrada a 128. La codificación de 0 a 255 niveles correspondientes a 8 bits de cuantización van desde 00 H hasta FF H, en la presente recomendación se reservan los niveles 0 y 255 para sincronía y el rango de 1 a 254 para la señal de video.

La necesidad de protección para la señal de luminancia, tanto en los niveles de blanco como en los de negro, limita la asignación de niveles desde 16 a 235, por tanto, la señal \bar{Y} para luminancia es :

$$\bar{Y} = 219E'_Y + 16 \quad \text{Ec. 1.2.8}$$

Para las diferencias de color se utilizan los 255 niveles, en donde un nivel de señal de entrada cero corresponde al nivel 128, obteniéndose las señales \bar{C}_B y \bar{C}_R para las diferencias de color:

$$\bar{C}_B = 224E'_{C_B} + 128 = 126(E'_B - E'_Y) + 128 \quad \text{Ec. 1.2.9}$$

$$\bar{C}_R = 224E'_{C_R} + 128 = 160(E'_R - E'_Y) + 128 \quad \text{Ec. 1.2.10}$$

las señales \bar{Y} , \bar{C}_B y \bar{C}_R son equivalentes a sus correspondientes digitales Y , C_B y C_R .

La figura 1.2.1, presenta la distribución de muestras de video tanto para la luminancia Y , como para las diferencias de color C_B y C_R , definidas en la recomendación del CCIR 601.

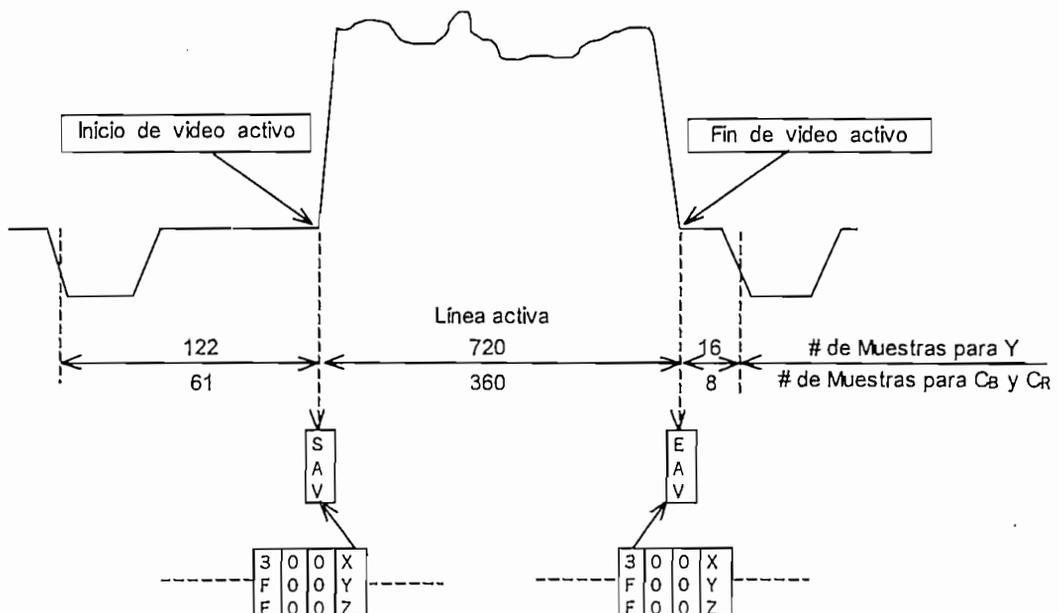


Fig 1.2.1 Distribución de muestras especificadas por la Recomendación CCIR 601

Teniendo en cuenta esta distribución de muestras y conociendo el número de líneas por segundo f_H o frecuencia de barrido horizontal para sistemas de televisión NTSC con 525/59.94 líneas, se pueden realizar los siguientes cálculos:

$$f_H = 15750 \text{ lin} / s \quad \text{Ec. 1.2.11}$$

$$BW_{Avid} = 720 \text{muest/lin} * 15750 \text{ lin} / s = 11.34 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.12}$$

$$BW_{Aux} = (122 + 16) \text{muest} / \text{lin} * 15750 \text{ lin} / s = 2.1735 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.13}$$

$$BW_{Tot} = BW_{Avid} + BW_{Aux} \quad \text{Ec. 1.2.14}$$

$$BW_{Tot} = 13.5 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.15}$$

en donde, BW_{Avid} es el ancho de banda de video activo, BW_{Aux} es el ancho de banda reservado para datos auxiliares y BW_{Tot} es el ancho de banda total de la línea de video, cálculos que corresponden a la señal de Luminancia Y [6]. De manera similar se realizan los cálculos para cada una de las diferencias de color C_B y C_R :

$$BW_{Avid} = 360 \text{muest} / \text{lin} * 15750 \text{ lin} / s = 5.67 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.16}$$

$$BW_{Aux} = (61 + 8) \text{muest} / \text{lin} * 15750 \text{ lin} / s = 1.08675 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.17}$$

$$BW_{Tot} = 6.75 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.18}$$

con los datos obtenidos se puede calcular el número de muestras totales en cada segundo BW_T para sistemas NTSC de 525/59.94 líneas :

$$BW_T = BW_Y + BW_{C_B} + BW_{C_R} \quad \text{Ec. 1.2.19}$$

$$BW_T = 13.5 \text{ Mmuest} / s + 6.75 \text{ Mmuest} / s + 6.75 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.20}$$

$$BW_T = 27 \text{ Mmuest} / s \quad \text{Ec. 1.2.21}$$

La técnica de muestreo ortogonal 4:2:2 de las señales de video en componentes, genera el espacio de color representado en la figura 1.2.2, la cual presenta la posición de las muestras sobre las líneas de exploración en sistemas entrelazados.

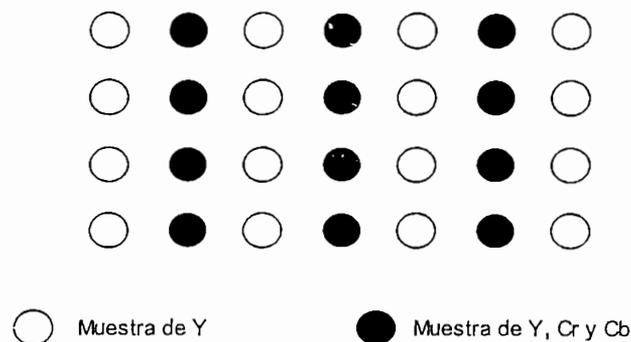


Figura 1.2.2 Muestreo ortogonal 4:2:2

1.2.2 Video digital paralelo compuesto.- Esta recomendación estandarizada por NTSC como la recomendación **SMPTE 244M**, especifica 10 bits de cuantización con muestreo de 4 veces la frecuencia de la subportadora de color [7], es decir $4 * f_{sc} = 4 * 3.589545 \text{ Mhz} = 14.3 \text{ Mhz}$ para sistemas NTSC y 17.7 Mhz para sistemas PAL, sin embargo, en ciertas aplicaciones se trabaja también con 8 bits.

La figura 1.2.3, presenta los niveles de cuantización especificados para señales compuestas para el sistema NTSC, en donde se puede observar la correspondencia que existe entre los niveles de video analógico y los niveles de cuantización, tanto con codificación hexadecimal como binaria. La señal de video digital paralelo compuesto, se transmite con representaciones digitales de las señales de *burst* y sincronismo, durante el intervalo de blanqueo horizontal, así como también representaciones digitales del sincronismo vertical y de los pulsos de ecualización durante el intervalo de blanqueo vertical.

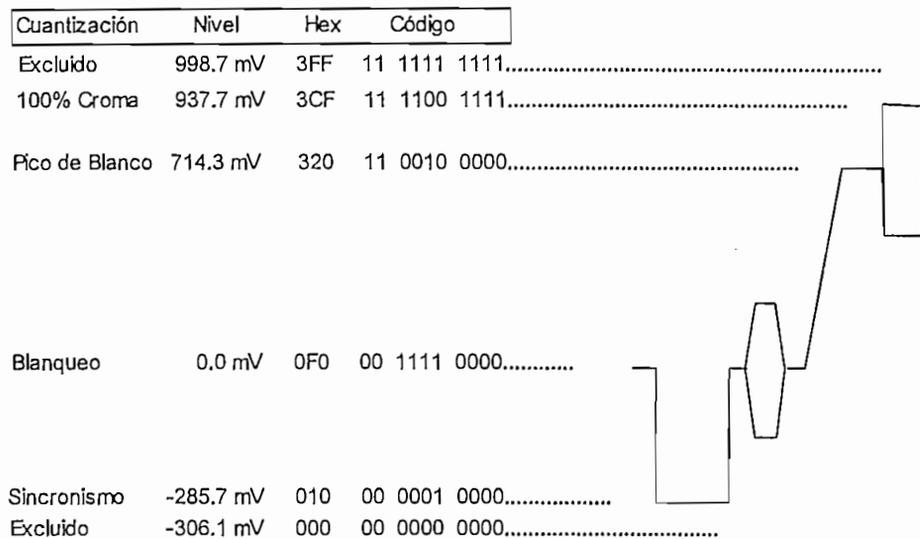


Fig 1.2.3 Cuantización de la señal compuesta NTSC

La interfaz de interconexión para video digital compuesto paralelo, está basada en la distribución de pines para la interfaz de video digital en componentes 4 :2 :2 (tabla 1.2.4), que se analizará en la sección 1.2.3, la misma que transmite la señal digital a través de cable entrelazado con conectores miniatura tipo D de 9 pares (8 bits) y 11 pares (10 bits). Cuando se trabaja con video digital con 8 bits de cuantización, se eliminan los dos bits menos significativos de cada muestra binaria y se utilizan desde el bit 9 al bit 2 para la interconexión, siendo el dato 9 el bit más significativo MSB. Los niveles de señal son compatibles con receptores y transmisores balanceados ECL y los datos se codifican con **Código sin retorno a cero NRZ** (Non Return to Zero). El generador de datos debe presentar salidas balanceadas con una

impedancia máxima de 110 Ω y el nivel de salida debe tener un nivel de 2 Vpp medidos sobre la misma impedancia.

La siguiente tabla, presenta un resumen de las especificaciones para video digital compuesto [6]:

Parámetros		Sistema NTSC	Sistema PAL
Número de muestras		910 Total por línea	709379 Total por cuadro
Frecuencia de muestreo		$4 * F_{SC}$	
Fase de muestreo		ejes $\pm I$ y $\pm Q$	ejes $\pm U$ y $\pm V$
Forma de codificación		Cuantización uniforme PCM, 8 a 10 bits por muestra	
Número de muestras por línea activa digital		768	948
Correspondencia entre niveles de señal de video y niveles de cuantización :	Sistemas de 8 bits :		
	Nivel de blanco	200	211
	Nivel de blanqueo	60	64
	Nivel de sincronismo	4	1
	Sistemas de 10 bits :		
	Nivel de blanco	800	844
Nivel de blanqueo	240	256	
Nivel de sincronismo	16	4	
Palabras código utilizadas exclusivamente para sincronización y no disponibles para video o información auxiliar		Sistemas de 8bits : $00_H, FF_H$ Sistemas de 10 bits : $000_H, 001_H, 002_H, 003_H, 3FC_H, 3FD_H, 3FE_H, 3FF_H$	

Tabla 1.2.2

1.2.3 Video digital paralelo en componentes.- Posterior al desarrollo de la recomendación CCIR 601, se estandarizan separadamente interfaces eléctricas para los datos producidos por este sistema de muestreo, SMPTE recomienda la utilización de una interfaz paralela para sistemas de 525/59.94 líneas y la denomina estándar **SMPTE 125M**, mientras que EBU desarrolla una interfaz paralela para sistemas de 625/50 líneas y la denomina estándar **EBU Tech 3267 [7]**. Estos estándares son adoptados por CCIR e incluidos en la **Recomendación CCIR 656**, desarrollada para la interfaz eléctrica, en la que se contempla multiplexación de palabras de datos en la secuencia $C_B, Y, C_R, Y, C_B, Y, C_R, \dots$, a una velocidad de 27 Mmuest/s.

Teniendo en cuenta la exigencia de mayor calidad de la señal de video digital, en la recomendación CCIR 656 se prevé la expansión a 10 bits de cuantización por muestra, en lugar de 8 bits especificados en la recomendación CCIR 601 y la frecuencia de muestreo se mantiene en 13.5 Mhz para luminancia y 6.75 Mhz para las diferencias de color. En este caso, los niveles de cuantización para negro y blanco son seleccionados de tal manera, que los niveles a 8 bits de cuantización, tengan los mismos valores que los niveles a 10 bits,

aumentando dos bits "0" menos significativos. Los valores 000-003 y 3FF-3FC se reservan para propósitos de sincronía, además se conserva una cabecera sobre el pico de blanco y un piso bajo el nivel de negro, para protección de la señal de video digital durante el proceso de conversión A/D.

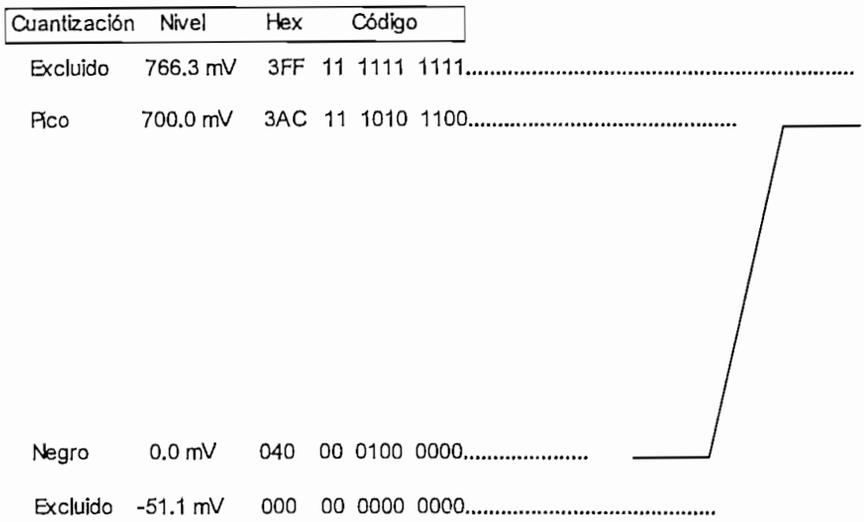


Fig 1.2.4 a) Distribución de niveles de cuantización para Luminancia

Las figuras 1.2.4 a) y 1.2.4 b) presentan la correspondencia entre los niveles de la señal de video analógica y los niveles de cuantización, tanto en codificación hexadecimal como binaria, para las señales de luminancia Y y las diferencias de color C_B y C_R respectivamente.

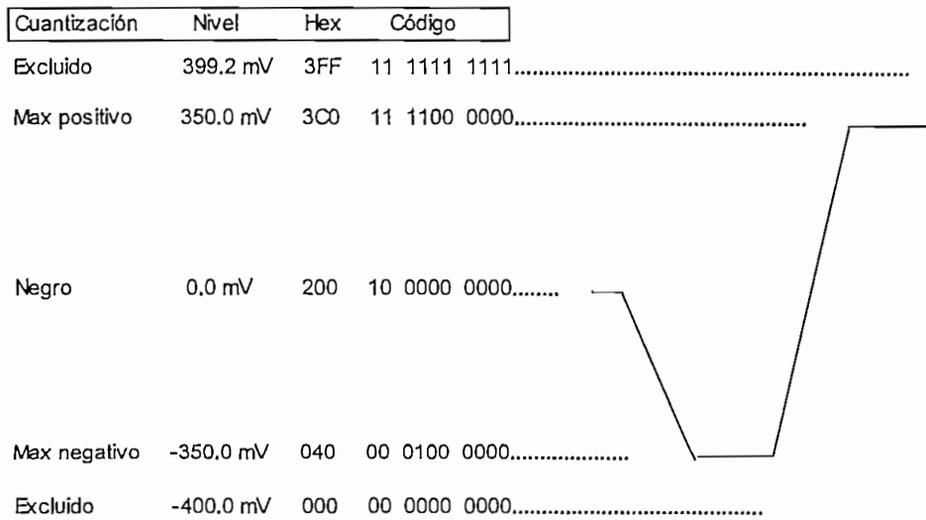


Fig 1.2.4 b) Distribución de niveles de cuantización para las Diferencias de color

En el ejemplo de la figura 1.2.5, se observa la digitalización de la señal de video analógica en componentes, utilizando el formato de muestreo 4:2:2 con 8 bits de cuantización

cuya presencia permite detectar el inicio y fin de los intervalos de blanqueo horizontal y vertical, así como también, del campo que está siendo transmitido. De esta manera, se identifican los sitios en los cuales se pueden insertar datos auxiliares como audio, datos, bits para chequeo de errores, etc., tomando en cuenta las estructura de datos recomendados (tabla 1.2.3).

	Datos de 8 bits								Datos de 10 bits	
	D9 (MSB)	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Preámbulo	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Preámbulo	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Preámbulo	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Palabra de estado	1	F	V	H	P3	P2	P1	P0	0	0

Tabla 1.2.3 Formato de las secuencias EAV y SAV

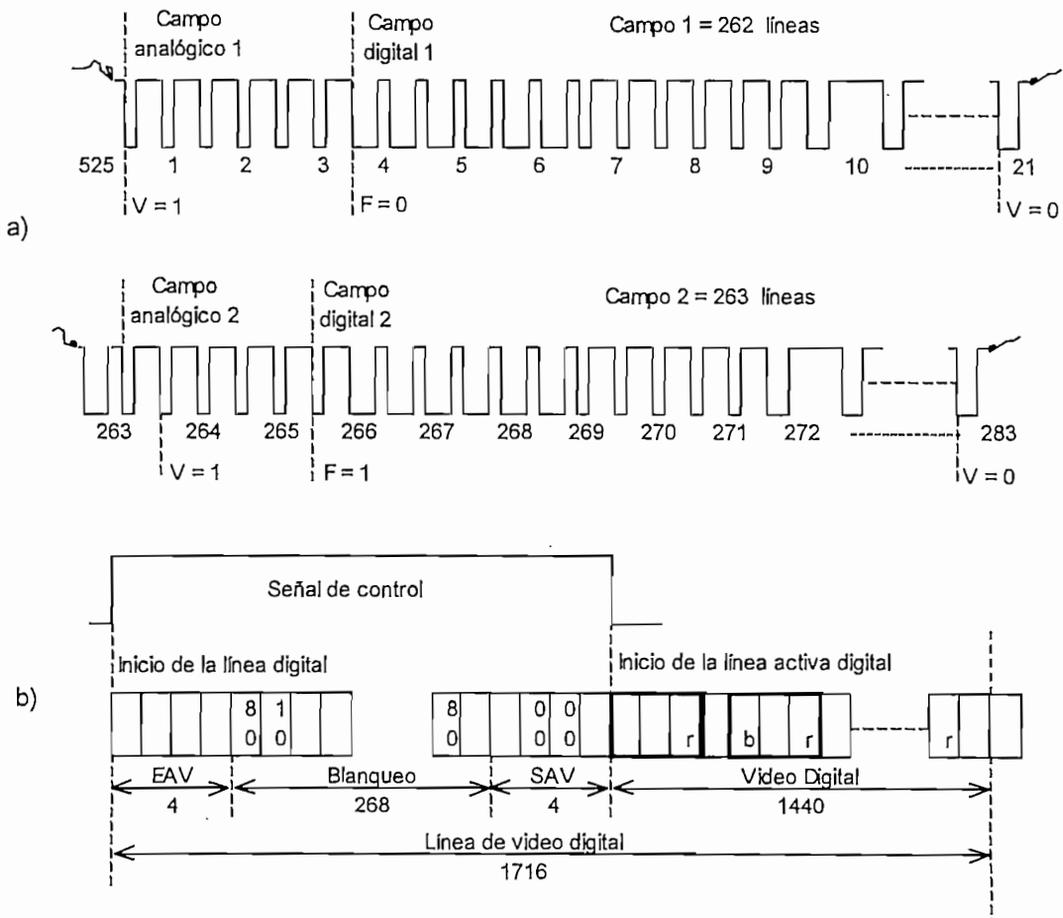


Figura 1.2.6 Representación de las señales de sincronización:
a) Estado de las señales V y F durante el intervalo de blanqueo vertical
b) Secuencias digitales utilizadas para sincronía de video digital

La secuencia de sincronía de video en el codificador, se controla mediante los siguientes bits de identificación: H (blanqueo horizontal), V (blanqueo vertical) y F (campo par e impar), los cuales se generan en los instantes presentados en la figura 1.2.6. La palabra de estado toma los siguientes valores:

F=0 para el campo 1 y F=1 para el campo 2

V=1 durante el intervalo de blanqueo vertical

H=0 en SAV y H=1 en EAV

P3-P0 = bits de protección en donde \oplus es una función OR exclusiva

$$P3 = V \oplus H$$

$$P2 = F \oplus H$$

$$P1 = F \oplus V$$

$$P0 = F \oplus V \oplus H$$

Los bits de protección, permiten corregir y detectar errores simples y solo detectar errores múltiples. Las palabras de estado se utilizan para recuperar los bits F, H y V, los cuales permiten recuperar los campos par e impar, el intervalo de blanqueo vertical y las señales de blanqueo horizontal.

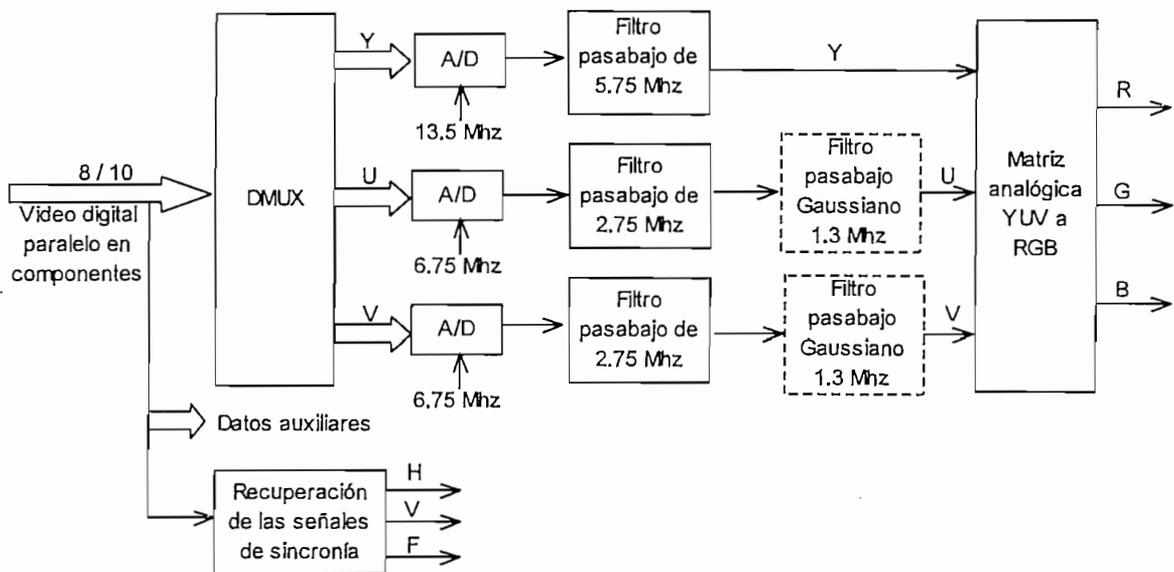


Figura 1.2.7 Diagrama de bloques de un decodificador de video digital con formato de muestreo 4:2:2

El diagrama de bloques de la figura 1.2.7, presenta un circuito para decodificación de video paralelo en componentes, el cual ingresa primeramente al bloque de recuperación de sincronismo, para generación de las señales de control de sincronización H, V y F, obtenidas a

partir de las secuencias EAV y SAV. En esta etapa se recuperan también los datos auxiliares que pudieran existir insertados en la señal de video entrante. Los datos de video digital paralelo, se demultiplexan en las señales Y , C_B y C_R , cada una de las cuales se entregan a los conversores D/A para obtención de las señales Y, U y V, las mismas que son conducidas a través de filtros pasabajo para suavización de las señales analógicas obtenidas.

El filtro pasabajos de luminancia, presenta las mismas características que aquel utilizado en la digitalización de video digital paralelo de la figura 1.2.5, el cual retira las componentes repetitivas de alta frecuencia del espectro obtenido en la conversión D/A. La acción de muestreo y retención efectuada por los conversores A/D, introduce una característica $\text{Sen } x/x$, que debe ser compensada por el filtro analógico de salida, tal como se analizó en la sección 1.1, esta misma acción se compensa en los filtros analógicos de salida para las diferencias de color.

Cuando se producen pérdidas de la señal de entrada, el decodificador debe presentar alternativas para compensación de ausencia de señal de video de corta duración, para esto existen algunas alternativas tales como: transparencia para monitoreo de señal, congelamiento automático para ocultar fallas de imagen o desvanecimiento a negro para evitar problemas en mezcla de imágenes o grabación.

La recomendación CCIR 656, contempla el formato de interfaz paralela para video digital paralelo en componentes, en donde se especifican 8 o 10 bits de datos a una tasa de 27 Mhz, transmitidos a través de cables entrelazados de 9 pares (8 bits) y 11 pares (10 bits). La ubicación de los bits sobre el conector de interfaz puede ser observado en la tabla 1.2.4.

Tanto entradas como salidas, utilizan conectores miniatura tipo D de 25 pines, siendo factible una transmisión confiable a una distancia máxima de 50 metros, a partir de la cual se necesita incluir circuitos de ecualización. Los niveles de señal son compatibles con transmisores y receptores balanceados ECL, cuyas impedancias de salida y entrada respectivas deben ser máximo 110Ω , en estas condiciones el nivel de señal digital medida a través de la carga de 110Ω es de 2 Vpp.

Pin	Señal	Pin	Señal
1	reloj	14	reloj de retorno
2	tierra del sistema	15	tierra del sistema
3	dato 9 (MSB)	16	dato 9 de retorno
4	dato 8	17	dato 8 de retorno
5	dato 7	18	dato 7 de retorno
6	dato 6	19	dato 6 de retorno
7	dato 5	20	dato 5 de retorno
8	dato 4	21	dato 4 de retorno

9	dato 3	22	dato 3 de retorno
10	dato 2	23	dato 2 de retorno
11	dato 1	24	dato 1 de retorno
12	dato 0	25	dato 0 de retorno
13	mallá de cable		

Tabla 1.2.4 Asignación de pines en la interfaz para video digital paralelo

1.2.4 Video digital en componentes para pantalla ancha 16:9 [7].- Actualmente con el desarrollo de los sistemas de televisión avanzada **ATV** (Advance Television) y la televisión de alta definición **HDTV** (High Definition Television) con formato 16x9 para pantalla ancha, los fabricantes han desarrollado receptores con tales características. La aceptación de los nuevos sistemas de televisión, ha provocado que muchas de las compañías emisoras de televisión, estén en la necesidad de crear programación para pantalla ancha. De acuerdo a esto, se presentan 2 aproximaciones que han sido propuestas para la representación digital de 16:9 con 525 y 625 líneas de video: el primer método conserva la frecuencia de muestreo recomendada en el estándar CCIR 601 para imágenes 4:3, es decir, 13.5 Mhz para luminancia y el segundo método mantiene resolución espacial aumentando elementos de imagen o pixeles para representar el ancho adicional de la imagen, dando como resultado 960 muestras de luminancia para la línea activa de video con lo cual, la frecuencia de muestreo para luminancia resulta ser 18 Mhz.

La **Recomendación SMPTE 267M**, estandariza los dos sistemas descritos anteriormente, tanto para 13.5 Mhz como para 18 Mhz. El formato 16:9, utilizando 13.5 Mhz, produce señales eléctricamente iguales a las producidas por el formato 4:3, debido a esto, se puede transportar a través de la interfaz serial SMPTE 259M a 270 Mbps. Se planea también la revisión del estándar SMPTE 259M para que pueda transportar la señal serial de 18 Mhz a una velocidad de 360 Mbps.

1.2.5 Video digital serial compuesto.- La interfaz serial para video digital serial compuesto, se basa en las recomendaciones **SMPTE 259M** y **EBU Tech 3267**, que permite la serialización de la señal de video digital paralelo compuesto, analizado en la sección 1.2.2, para lo cual se deben insertar palabras que indiquen el inicio y fin de video activo en cada línea. Con este propósito se insertan 4 palabras denominadas señales de referencia de tiempo **TRS-ID** (Timing Reference Signal-Identifier Data), al inicio del intervalo de sincronía horizontal antes de la serialización, tal como se presenta en la figura 1.2.8, para lo cual se reservan las secuencias 790-794 en el sistema NTSC y las secuencias 967-971 en el sistema PAL [7].

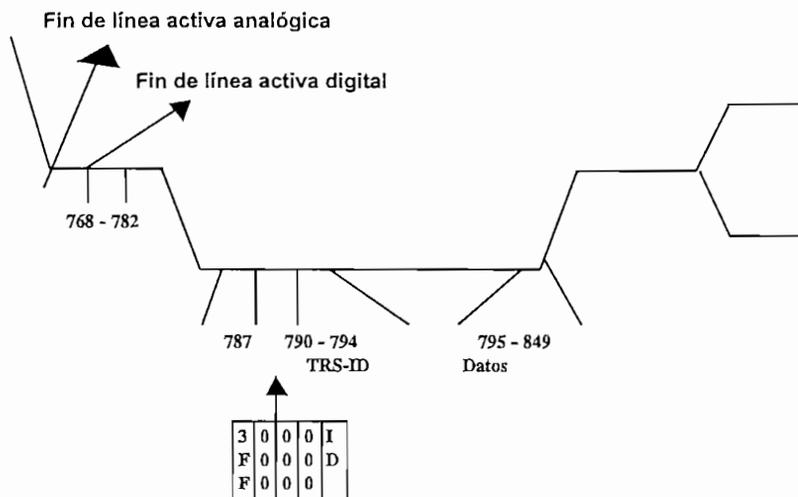


Fig 1.2.8 Esquema de ubicación del código de fin de video activo en una señal de video compuesta

La interfaz para video digital paralelo compuesto, no prevé la transmisión de datos auxiliares, sin embargo, el espacio disponible en el pulso de sincronismo puede acomodar hasta 4 canales de audio digitales AES/EBU, dichos canales de audio y datos auxiliares adicionales pueden ser insertados por el mismo co-procesador que inserta las secuencias TRS-ID antes de la serialización. Las tablas 1.2.5 y 1.2.6 presentan el formato de datos contenidos en la secuencia TRS-ID [6]:

TRS-ID	D9 (MSB)	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Palabra 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Palabra 1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Palabra 2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Palabra 3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
# de línea	D8*	ep	Número de línea ID							

D8* : Corresponde al valor invertido del bit D8

ep : Bit de paridad par sobre los datos D0-D7

Tabla 1.2.5

D2	D1	D0	Sistema NTSC	Sistema PAL
0	0	0	línea 1-263 Campo 1	Línea 1-313 Campo 1
0	0	1	línea 264-525 Campo 2	Línea 314-625 Campo 2
0	1	0	línea 1-263 Campo 3	Línea 1-313 Campo 3
0	1	1	línea 264-525 Campo 4	Línea 314-625 Campo 4
1	0	0	sin uso	Línea 1-313 Campo 5
1	0	1	sin uso	Línea 314-625 Campo 6
1	1	0	sin uso	Línea 1-313 Campo 7

1	1	1	sin uso	Línea 314-625 Campo 8
D7 - D3				
$1 \leq x \leq 30$			Número de línea 1-30 [264-293]	Número de línea 1-30 [314-343]
$x = 31$			Número de línea $x \geq 31$ [294]	Número de línea $x \geq 31$ [344]
$x = 0$			sin uso	sin uso

Tabla 1.2.6

Los datos obtenidos en la interfaz paralela estándar, tanto para video digital compuesto como en componentes, son serializados por medio de un registro de desplazamiento que funciona a 10 veces el reloj de los datos tal como se ilustra en la figura 1.2.9 a). Cuando se trata de datos de video cuantizados con 8 bits, el serializador asigna ceros a los bits menos significativos para completar la palabra de 10 bits.

En el caso de video serial digital compuesto, se utiliza un reloj de $4 * f_{SC}$ para serializar los 10 bits paralelos, el mismo que al pasar a través de un circuito asegurador de fase PLL (Phase Locked Loop), genera el reloj de $40 * f_{SC}$. La señal debe presentar lógica positiva a la entrada del codificador de encriptación NRZI antes de su transmisión. El tren de video serial presenta una velocidad de transmisión de $40 * f_{SC}$ Mbps, colocando el bit menos significativo "LSB" primero.

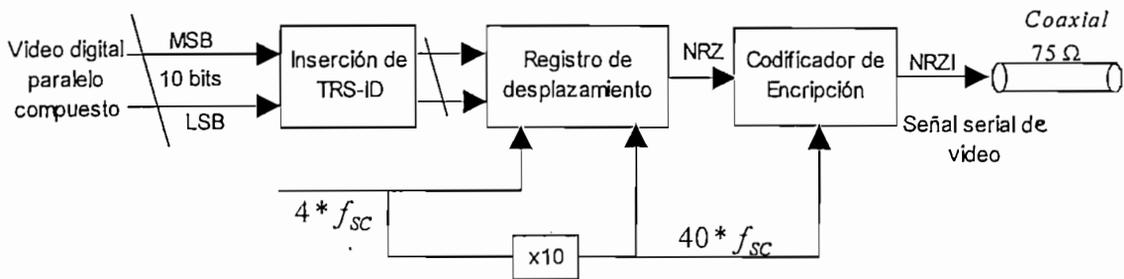


Figura 1.2.9 a) Serializador de video digital paralelo compuesto

En recepción, la sincronización se realiza por medio de la detección de las palabras TRS-ID. Se utiliza también un circuito PLL para recuperar el reloj $40 * f_{SC}$ y realizar el proceso inverso a la encriptación. Por medio del divisor por 10 se recupera la frecuencia $4 * f_{SC}$ correspondiente al registro de desplazamiento utilizado para recuperar los 10 datos paralelos transmitidos, tal como se presenta en la figura 1.2.9 b).

El generador de datos seriales presenta una impedancia de salida de 75Ω con un nivel de señal de 0.8 Vpp medidos sobre dicha impedancia, que a su vez corresponde a la impedancia característica de la línea de transmisión.

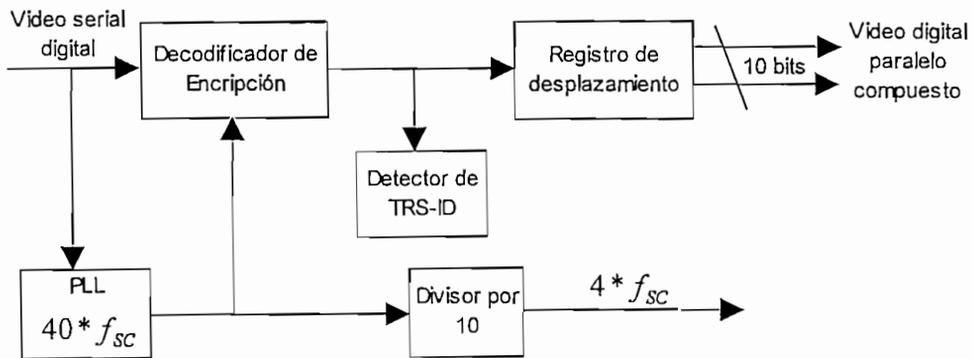


Figura 1.2.9 b) Deserializador de video digital compuesto

1.2.6 Video digital serial en componentes.- El estándar para video digital serial en componentes, está basado también en las recomendaciones **SMPTE 259M** y **EBU Tech 3267**. Como se analizó en la sección 1.2.3, la señal de video digital paralelo en componentes lleva insertadas las secuencias EAV y SAV, lo cual hace que la serialización de dicha señal sea un proceso más sencillo que la serialización de video digital paralelo compuesto, en donde se necesita insertar las secuencias TRS-ID antes de iniciar la serialización.

En la figura 1.2.10 a), se presenta el diagrama de bloques del circuito que permite la serialización de la señal de video digital paralela en componentes, en donde el reloj de 27 Mhz, utilizando un circuito multiplicador PLL por 10, entrega el reloj de transmisión serial de 270 Mhz, que permite serializar los 10 bits paralelos, colocando el bit menos significativo LSB primero en el tren de transmisión y realizando un proceso de codificación de canal NRZI, a través del circuito de la figura 1.2.12, en donde la señal de entrada al circuito codificador de encripción debe presentar lógica positiva [7]. El tren de datos de salida del codificador tiene una tasa de 270 Mbps, el mismo que en recepción se asegura en fase mediante la detección de las secuencias EAV y SAV.

En recepción el circuito PLL de 270 Mhz, corrige suavemente la frecuencia de los datos de llegada, para generar por medio de un divisor por 10, la frecuencia de 27 Mhz (figura 1.2.10 b)). La salida de video digital serial, se caracteriza por presentar una codificación de canal que utiliza encripción y conversión a código inverso sin retorno a cero **NRZI** (Non Return to Zero Inverse), la cual permite independizar los datos, de niveles de voltaje o polarización, para lo cual se hace necesario la detección de las transiciones de estados [6]. En el ejemplo de la figura 1.2.11, cada transición es utilizada para representar los unos de la señal serial. Cuando existe una secuencia larga de "0" ceros, no se producen transiciones de reloj en el tren NRZI,

mientras que en una secuencia larga de "1" unos, las transiciones se producen a la mitad de la frecuencia del reloj de los datos.

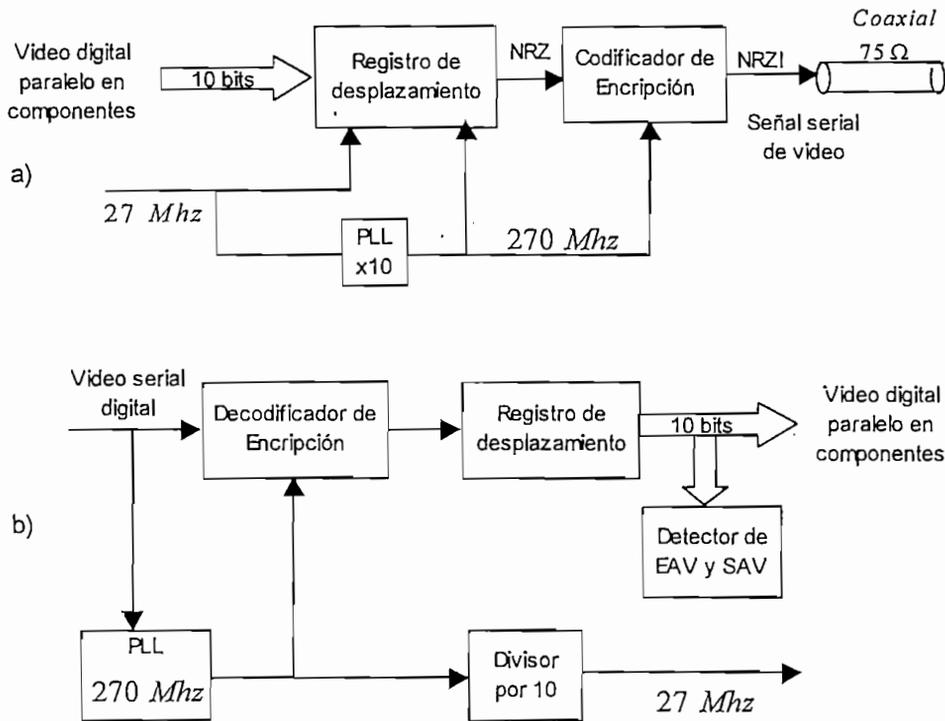


Fig. 1.2.10 Circuitos de interface para serialización de video digital paralelo en componentes
a) Serializador
b) Deserializador

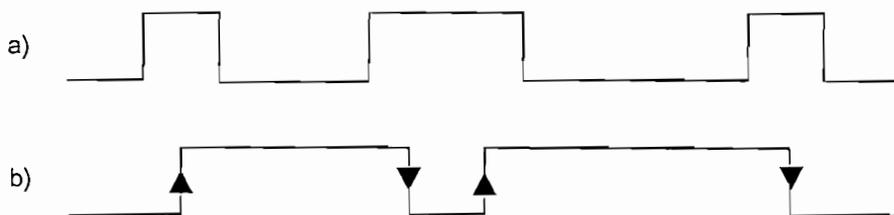


Fig 1.2.11 Ejemplo de codificación inversa sin retorno a cero NRZI:
a) Señal original
b) Señal NRZI

Con el fin de crear las suficientes transiciones de reloj y evitar el efecto de los trenes largos de ceros en los datos, surge la necesidad de realizar una encripción de la señal serial antes de su conversión al código NRZI, que garantice que en el receptor se pueda recuperar el reloj de la señal serial transmitida. Para la encripción de la señal serial, se utiliza algoritmos matemáticos basados en la concatenación de las funciones 1.2.22 y 1.2.23, representadas en

el circuito cuyo diagrama de bloques se presenta en la figura 1.2.12, algoritmos que se invierten en la recepción para la recuperación de los datos transmitidos.

$$G_1(x) = x^9 + x^4 + 1 \quad \text{Ec. 1.2.22}$$

$$G_2(x) = x + 1 \quad \text{Ec. 1.2.23}$$

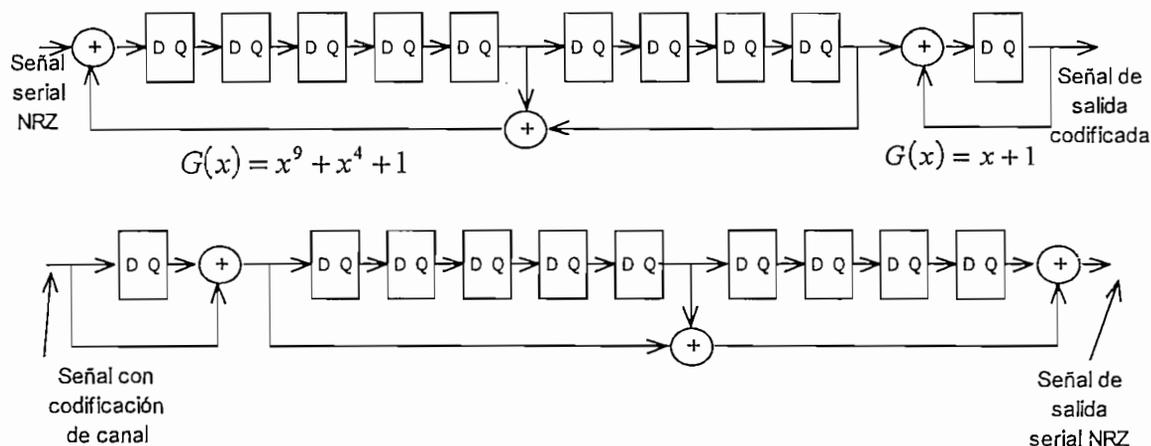


Figura 1.2.12 Diagrama de bloques del codificador de canal para señales NRZ
 a) Circuito codificador
 b) Circuito decodificador

El serializador tiene una salida desbalanceada de 75Ω , la cual entrega una señal de 0.8 Vpp medidos sobre dicha impedancia. A menudo al estándar SMPTE 259M, se lo denomina **Interfaz serial digital** SDI (Serial Digital Interface) y se lo asocia con la interfaz digital serial en componentes [10].

La tabla 1.2.3 presenta las velocidades de transmisión para cada uno de los estándares revisados anteriormente, las cuales pueden ser calculadas teniendo en cuenta las especificaciones en cada una de las recomendaciones presentadas [7].

Sistema	V_{TX}
NTSC	143 Mbps
PAL	177 Mbps
Rec. 656	270 Mbps
16x9 Componente	360 Mbps

Tabla 1.2.7 Velocidades de transmisión para video digital serial

1.2.7 Otros Formatos [9].- Existen otros formatos de muestreo para digitalización de video utilizados solo en aplicaciones específicas, tal como se presenta en los siguientes ejemplos:

Formato 4:2:2:4: Se utiliza cuando existe una señal **Clave** (*Key*) junto con la señal de video, es así como la estructura "4:2:2" está de acuerdo a la recomendación CCIR 601, mientras que el dígito "4" restante, describe el formato de muestreo de la señal *Key* solo en luminancia, que podría ser representada también por la estructura "4:0:0". En este caso se requieren 2 cables de video para la entrega de la señal serial, uno para el manejo de la señal de video serial digital 4:2:2 y el segundo para la señal *Key* monocromática.

Formato 4:4:4: En este caso, el formato de muestreo realizado para la señal de croma, es igual que el realizado para luminancia, es decir, la frecuencia de muestreo para las diferencias de color es también 13.5 Mhz. Este formato se utiliza en procesamiento interno de ciertos dispositivos digitales de video que exigen mayor calidad de imagen.

Formato 4:4:4:4: Utilizado para entregar video digital en componentes de alta calidad 4:4:4 y una señal clave *Key* monocromática, representada por el último dígito 4. En este formato se utiliza la frecuencia de muestreo de 13.5 Mhz para muestreo de luminancia, diferencias de color y la señal *Key* monocromática.

Formato 8:8:8: Este formato se requiere en situaciones de muy alta calidad de imagen, generalmente se lo utiliza solo para procesamiento interno en los dispositivos digitales de video. En este caso se maneja una tasa de muestreo de 27 Mhz por cada señal en componentes.

Formato 4:2:0: Un método común para reducir la tasa de bits, es realizar sub-muestreo de la estructura 4:2:2 de la señal en componentes verticalmente (figura 1.2.13), reduciendo el numero de líneas de las diferencias de color a 288, mientras que la luminancia permanece sin variación. En tales condiciones, si se realiza una cuantización con 8 bits, se obtiene una tasa de: $(710 \times 576 + 360 \times 288 \times 2) \times 8 \times 25 = 124 \text{ Mbps}$.

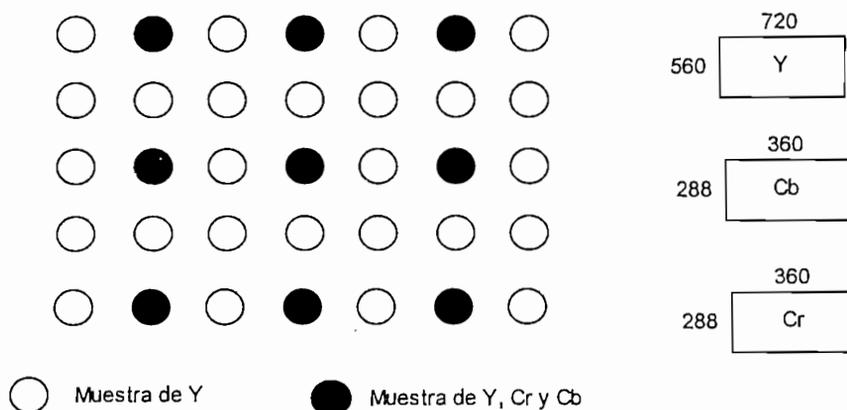


Figura 1.2.13 Formato de muestreo 4:2:0

Formato 4:1:1: Otro de los métodos comunes para reducir la tasa de bits, es submuestrear la estructura 4:2:2 de la señal en componentes horizontalmente (Figura 1.2.14), como resultado se reduce el número de columnas de las diferencias de color a 180, con la señal de luminancia inalterada. En estas condiciones, la tasa de bits con 8 bits de cuantización resulta ser igual que en el formato 4:2:0, es decir: $(720 + 180 + 180) \times 576 \times 8 \times 25 = 124$ Mbps.

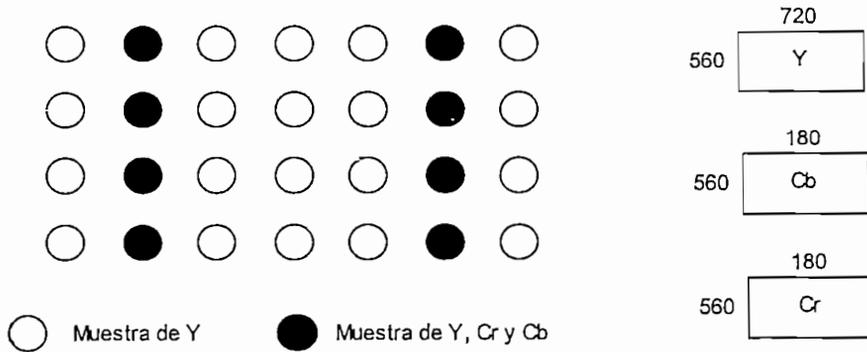


Figura 1.2.14 Formato de muestreo 4:1:1

1.2.8 Conversión de formatos [9].- Conversión de formatos, es el término utilizado para describir el proceso de trans-codificación entre diferentes tipos de señal, existentes en una instalación de televisión tanto digitales como analógicas, para lo cual, se deben considerar circuitos de conversión entre ellos. La figura 1.2.13, presenta varios tipos de conversión, cada uno de los cuales tienen un costo asociado así como también un nivel de degradación de señal (tabla 1.2.8), en la cual se considera una escala de degradación de 0 a 4, siendo 0 un proceso limpio y 4 el peor caso.

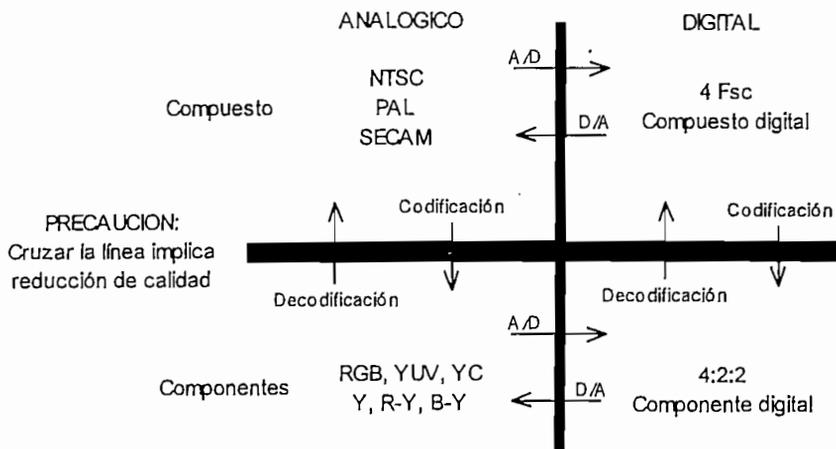


Figura 1.2..13 Diagrama de transcodificaciones de video en el dominio analógico y digital

La señal de video, se origina en la cámara en forma de los tres colores primarios R, G y B, los cuales pueden ser manejados como 3 señales independientes en sistemas de alta calidad. En sistemas en los que se requiere menor costo de instalación, se recurre a codificación de las tres señales primarias, en señales de video compuesto. La codificación y decodificación entre estos 2 tipos de señal analógicas, deben ser evitadas en lo posible ya que el proceso introduce ruido.

Otro tipo de conversión es la transición A/D y D/A, siendo el peor caso, la transición de video analógico compuesto a video digital en componentes y viceversa (Figura 1.2.13), dicho proceso además de provocar la peor degradación de la señal de video, que debería ser utilizado solo en situaciones extremas, es complejo y costoso. Cabe anotar una vez mas, que se consigue mayor calidad de señal de video en sistemas que manejan señales en componentes, tanto en el dominio digital como analógico.

El último caso de conversión se produce entre señales digitales, siendo la forma mas simple de conversión, la transcodificación de serial a paralelo y viceversa. Para convertir video digital compuesto a video digital en componentes y viceversa, se necesita un proceso de transformación de velocidades o tasas de bits, que será analizado en la sección 1.3.6. Como se recordará, la señal de video digital compuesto tiene una velocidad de 14.3 Mhz mientras que la señal de video digital en componentes se maneja con 13.5 Mhz.

La tabla 1.2.8, presenta el costo aproximado de cada conversión de formatos, en donde se observa, que el costo va en aumento mientras mas compleja sea la transición, siendo el peor caso y por tanto el mas costoso, la transición de señales de video analógico compuesto hacia señales de video digital en componentes. Se puede conseguir cualquier tipo de conversor en el mercado, siendo mas costosos los de mayor calidad.

Tipo de transición	Costo aproximad (Dólares)	Degradación relativa
Ser < => Par	700	0
NTSC < => 4 Fsc	1500	1
RGB < => 4:2:2	3000	1
4:2:2 => NTSC	3 – 8000	2
NTSC => 4:2:2	8 – 20000	4

Tabla 1.2.8

1.2.9 Procesamiento de video digital [6].- Una vez que se ha logrado digitalizar la señal de video, es posible realizar procesamiento de dicha señal en el dominio digital, para lo cual, se utilizan computadoras especializadas en el manejo de archivos de video y audio. A continuación se analizarán ciertos criterios importantes, para la comprensión del procesamiento de las señales de video dentro de sistemas computacionales.

En los inicios de las computadoras, los televisores eran los dispositivos fundamentales para presentación de video, pero el crecimiento de la industria de las computadoras actualmente, dio origen a **Estaciones de trabajo digitales** (*workstation*), con pantallas de altas resoluciones que pueden presentar video.

La mayoría de fuentes de video analógicas, utilizan formatos entrelazados de exploración, es decir, en cada cuadro se exploran dos campos independientes, utilizando frecuencias de refresco de 59.94 Hz para sistemas NTSC. Para presentación de video en computadora, se debe realizar una conversión de video entrelazado a formato no entrelazado, técnica que comúnmente se conoce como de-entrelazado o **Conversión a exploración progresiva**, la cual se debe ejecutar sobre señales de video en componentes y no sobre video compuesto, evitando así la pérdida de información de fase de la subportadora de color. A continuación se describen tres técnicas para de-entrelazar señales de video:

- **Duplicación de líneas de exploración:** Se refiere a la duplicación simple de la línea anterior explorada, dicho proceso origina doblamiento del número de líneas verticales exploradas, pero sin existir incremento en la resolución vertical.
- **Interpolación de líneas de exploración:** Es la técnica de de-entrelazado, en la cual se interpola líneas de exploración entre dos líneas originales. El número de líneas se duplica, pero la resolución vertical no se incrementa, en este caso, se requiere almacenar también dos líneas de exploración para generar las líneas interpoladas.
- **Mezcla de campos:** Es la técnica en la que se mezclan dos campos para producir un cuadro de video, para lo cual, las líneas exploradas actuales se mezclan con las líneas de exploración del campo anterior. Este método es efectivo en imágenes estáticas, ya que para imágenes en movimiento se produce una doble imagen, cuya presentación puede ser mejorada utilizando interpolación de líneas de exploración.

Durante el proceso inverso, es decir, transformación de video progresivo a entrelazado, se separa cada línea de la siguiente, para formar el primer campo y luego con el resto de líneas se forma el segundo campo, el inconveniente de este método es que se produce parpadeo de 30 Hz. Otra alternativa, es utilizar 2 o 3 líneas de exploración para generar cada línea entrelazada mediante interpolación.

El desarrollo de la **Interfaz para usuario de gráficos** GUI (Graphical User Interface), ha permitido tratar la señal de video como cualquier gráfico, es decir, presentar video sobre pantallas de computadoras como ventanas de cualquier tamaño y posición, además permiten mostrar presentar video en vivo en ventanas de cualquier tamaño, para lo cual se recurre a las técnicas de escalamiento por diezmo e interpolación.

Los **Espacios de color**, son representaciones matemáticas de combinaciones de colores, así por ejemplo, el espacio de color RGB, se utiliza en gráficos de computadora y televisión a colores, los espacios de color YIQ, YUV o Y Cr Cb, son utilizados en emisión de señales de televisión, el espacio CMYK, es utilizado en la impresión a colores, el espacio YCC desarrollado por Kodak, se utiliza para codificación de datos de fotografía o los espacios HSI, HLS y HSV, son desarrollados para una manipulación mas intuitiva del color a través de los parámetros de fase, saturación e intensidad. La mayoría de las computadoras y estaciones de trabajo, utilizan un espacio de color RGB de 15, 16 o 24 bits o un espacio pseudocolor de 8 bits. Los nuevos codificadores y decodificadores, soportan espacios de color tanto RGB como Y Cr Cb, siendo más eficiente la utilización del espacio de color Y Cr Cb.

Si se considera el espacio de color R-Y y B-Y, se encontraría que los niveles de crominancia modulada, excedería los valores de blanco y negro que los transmisores y receptores de televisión pueden admitir. La experimentación determinó, que la modulación de la subportadora de color, podría exceder la luminancia hasta un 33% tanto sobre el nivel de blanco como bajo el nivel de negro, es así como se desarrolla el espacio de color YIQ. El espacio de color YIQ se utiliza en sistemas NTSC, siendo las señales I y Q moduladas en cuadratura para transmisión de información de color y cuyas ecuaciones de conversión se presentan a continuación:

$$Y = 0.299R + 0.587G + 0.114B \quad \text{Ec. 1.2.24}$$

$$I = 0.736(R - Y) - 0.268(B - Y) \quad \text{Ec. 1.2.25}$$

$$I = 0.596R - 0.275G - 0.321B \quad \text{Ec. 1.2.26}$$

$$I = V\cos 33^\circ - U\sin 33^\circ \quad \text{Ec. 1.2.27}$$

$$Q = 0.478(R - Y) + 0.413(B - Y) \quad \text{Ec. 1.2.28}$$

$$Q = 0.212R - 0.532G + 0.311B \quad \text{Ec. 1.2.29}$$

$$Q = V\sin 33^\circ + U\cos 33^\circ \quad \text{Ec. 1.2.30}$$

$$R = Y + 0.956I + 0.62Q \quad \text{Ec. 1.2.31}$$

$$G = Y - 0.272I - 0.647Q \quad \text{Ec. 1.2.32}$$

$$B = Y - 1.108I + 1.705Q \quad \text{Ec. 1.2.33}$$

El espacio de color Y Cr Cb, se desarrolla con el apareamiento de la recomendación CCIR 601 para video serial digital en componentes, en donde se contemplan varios formatos de muestreo, tal como : 4 :4 :4, 4 :2 :2 y 4 :1 :1 y para lo cual se define un rango nominal de niveles para Y, de 16 a 235 y para Cb y Cr, un rango nominal de niveles, de 16 a 240 con 128 para ausencia de señal, siendo sus ecuaciones de conversión las siguientes:

$$Y = 0.257R + 0.504G + 0.098B + 16 \quad \text{Ec. 1.2.34}$$

$$Cr = 0.439R - 0.368G - 0.071B + 128 \quad \text{Ec. 1.2.35}$$

$$Cb = -0.148R - 0.291G + 0.439B + 128 \quad \text{Ec. 1.2.36}$$

$$R = 1.164(Y - 16) + 1.596(Cr - 128) \quad \text{Ec. 1.2.37}$$

$$G = 1.164(Y - 16) - 0.813(Cr - 128) - 0.391(Cb - 128) \quad \text{Ec. 1.2.38}$$

$$B = 1.164(Y - 16) + 2.018(Cb - 128) \quad \text{Ec. 1.2.39}$$

Cuando dos muestras de video con 8 bits se multiplican, generalmente se producen 16 bits, los cuales en algún punto de su procesamiento, deben ser redondeados a los mismos 8 bits. Si se descartan los 8 bits menos significativos, se introducen distorsiones como contornos visibles en áreas de color de las imágenes, razón por las que se han desarrollado varias técnicas de redondeo, utilizadas de acuerdo a la calidad que se requiera en procesamiento:

- **Truncamiento:** Es la técnica en la cual se desecha cualquier fracción generada en las operaciones, este método introduce errores significativos
- **Redondeo convencional:** Se refiere a la aproximación a un valor superior o inferior, dependiendo si el dato fraccional, es mayor o menor que 0.5
- **Redondeo de errores por re-alimentación:** En este caso, se almacena el residuo de un truncamiento y se lo suma a la siguiente muestra de video, con lo cual se logra disminuir errores que se introducen por truncamiento
- **Redondeo dinámico:** Es la técnica en donde el bit menos significativo, oscila de acuerdo al peso o valor de los bits fraccionales descartados

Para realizar mezcla de dos o mas fuentes de video, se utiliza una implementación con **Mezcla alfa**, la cual puede ser utilizada adicionalmente, para desvanecimientos hacia o desde un color específico, permitiendo también la superposición de texto o gráficos sobre la señal de video. Matemáticamente la mezcla alfa, está representada por la expresión 1.2.40, en donde el valor alfa está normalizado para adoptar valores en el rango de 0 a 1.

$$\text{Salida} = \text{alfa } 0 * \text{in } 0 + \text{alfa } 1 * \text{in } 1 + \dots \quad \text{Ec. 1.2.40}$$

La figura 1.2.17, presenta un ejemplo de implementación mezcla alfa para dos fuentes entrantes de video, cada una de las cuales posee su propia información alfa.

Cuando se trabaja con señales Y Cr Cb, se debe desplazar las referencias antes de su ingreso a la mezcla, utilizando niveles de 16 para Y y 128 para Cr y Cb. La figura 1.2.17 a), presenta la mezcla de la señal Y, mientras que para los colores Cr y Cb, es necesario implementar dos circuitos similares a éste, considerando los desplazamientos correspondientes. Cuando se mezclan señales RGB, no es necesario realizar ningún desplazamiento de referencias, la figura 1.2.17 b) presenta el tratamiento de la señal R, siendo dos circuitos similares adicionales para el tratamiento de G y B. El mezclador alfa de la figura 1.2.17 a), puede ser utilizado también para mezcla de señales digitales de video compuesto, con compensación de desplazamiento fijado en

el nivel de negro. Para el caso de mezcla alfa considerando dos fuentes de video, se obtendría la siguiente expresión:

$$Salida = \alpha_0 * in_0 + \alpha_1 * in_1 \quad \text{Ec. 1.2.41}$$

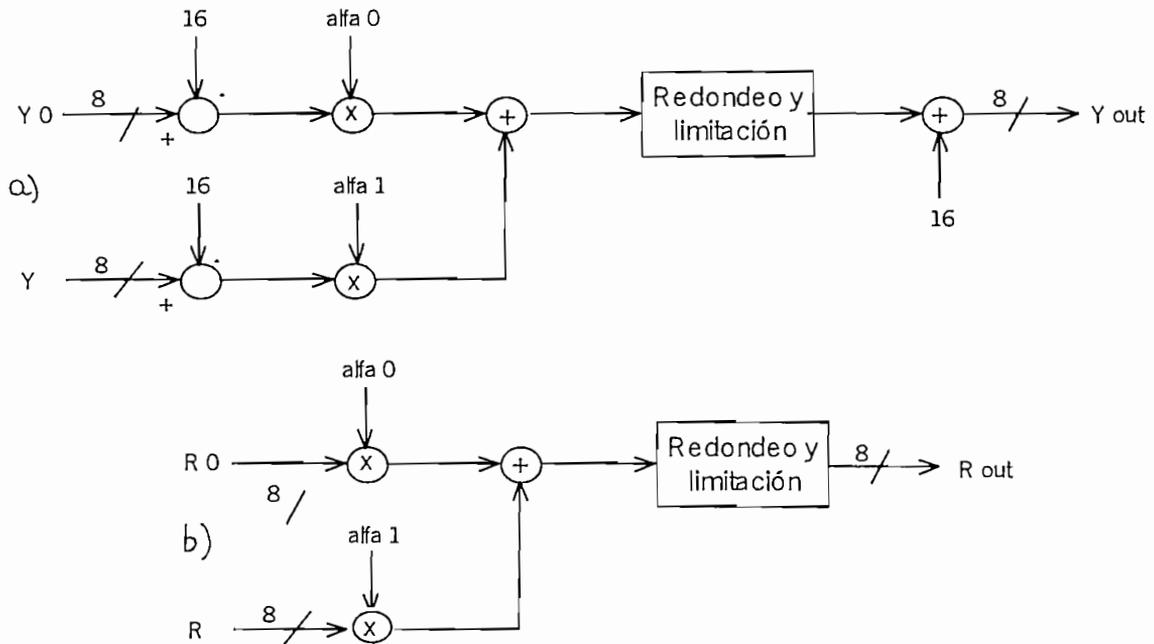


Figura 1.2.17 Implementación Mezcla alfa para 2 fuentes de video

Un **Desvanecimiento cruzado**, podría ser obtenido a través de la expresión:

$$I = \alpha_0 * in_0 + \alpha_1 * in_1 \quad \text{Ec. 1.2.42}$$

en donde se observa que pueden presentarse tres casos:

Si $\alpha_0 = 0$, entonces salida = in_1

Si $\alpha_0 = 1$, entonces salida = in_0

Si $\alpha_0 = x$, entonces salida = $x*in_0 + (1-x)*in_1$

en el último caso, las dos señales de video son multiplicadas proporcionalmente y luego sumadas, produciéndose el desvanecimiento cruzado. Se puede superponer texto sobre video, haciendo que el control de los valores alfa, sean manejados por el generador de caracteres y si además se hace que una de las fuentes del mezclador, sea un color constante, entonces el texto asumirá aquel color.

El **Rellenado (keying)**, se refiere al remplazo de un color especificado en la imagen de **Fondo próximo (Foreground)**, con la imagen del **Fondo anterior (background)**. Se puede también elegir áreas de cualquier tamaño y forma en la imagen de fondo próximo, para llenar su interior u opcionalmente su exterior con la imagen de fondo anterior. La figura 1.2.18 a), presenta un ejemplo de relleno (keying) para luminancia, en imágenes con formato Y Cr Cb. El factor K

está normalizado para valores entre 0 y 1, pudiendo originarse tres casos, dependiendo del nivel que tenga la luminancia en la imagen (*foreground*) Y_{FG} frente a niveles de luminancia Y_H y Y_L especificados como $Y_H > Y_L$.

Si $Y_{FG} > Y_H$, se tiene $k=1$, entonces la salida presenta solo la imagen de fondo anterior.

Si $Y_{FG} < Y_L$, se tiene $k=0$, entonces la salida presenta solo la imagen de fondo próximo

Si $Y_H \geq Y_{FG} \geq Y_L$, se tiene $k = \frac{Y_{FG} - Y_L}{Y_H - Y_L}$ la salida presenta imágenes mezcladas.

La figura 1.2.18 b) ilustra el relleno *keying* de luminancia para fuentes RGB y la figura 1.2.18 c) presenta la técnica de relleno *keying* de luminancia entre dos señales de video digital compuestas.

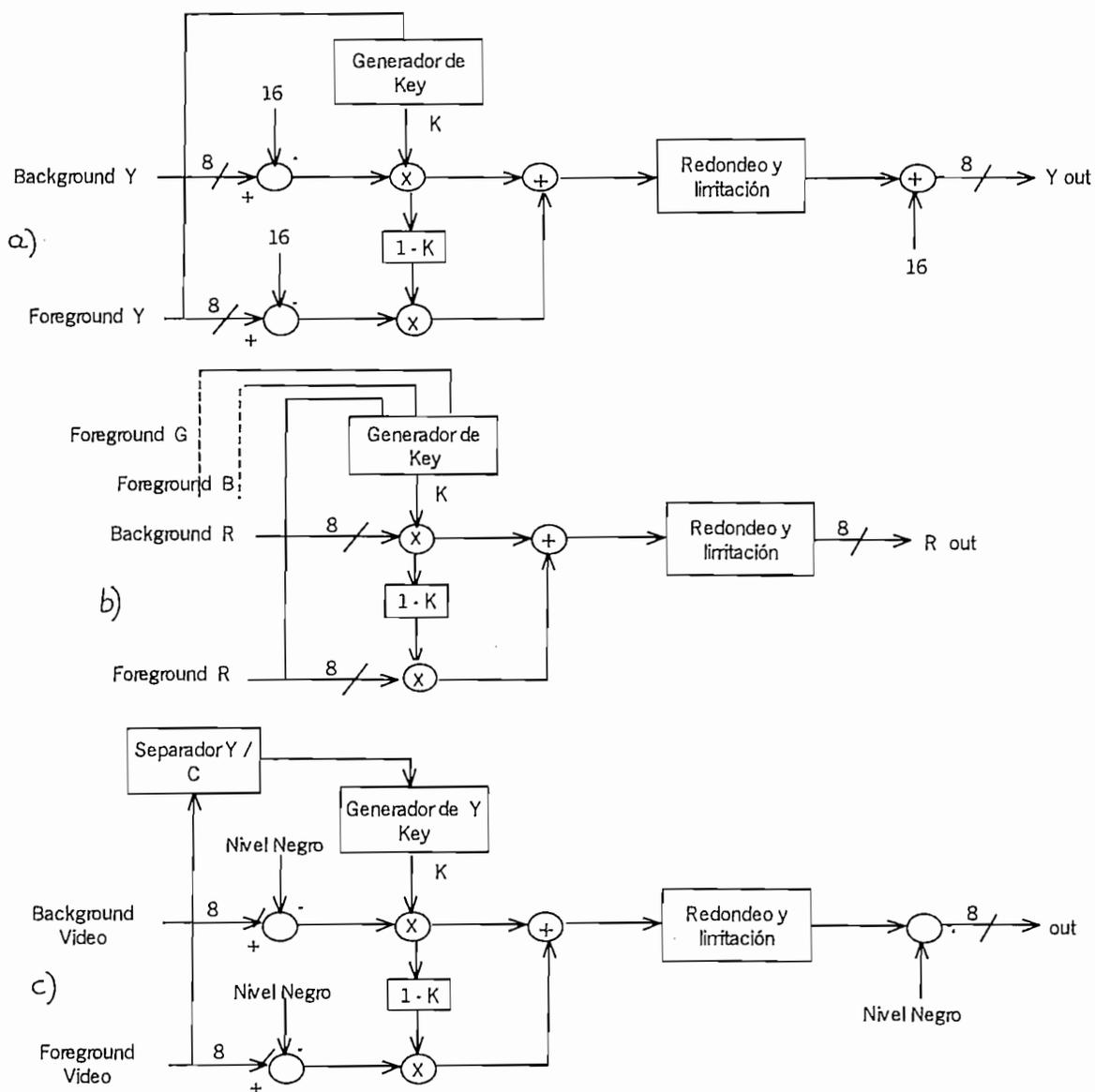


Figura 1.2.18 Circuitos para generación de Keying

1.3 Formatos de Audio Digital

Como se conoce, el sonido tiene su origen en una perturbación del medio, el cual se propaga a través de las moléculas de aire en la dirección en que la perturbación está viajando, dando como resultado una forma de transmisión longitudinal. Los receptores de sonido, como diafragmas de micrófonos, situados en medio de tal perturbación, se mueven de acuerdo a la presión de aire ejercida, transformando la energía acústica en energía mecánica y posteriormente en energía eléctrica. Las características del sonido requieren una unidad de medida de amplitud capaz de acomodar los grandes rangos que se encuentran en los sistemas acústicos y eléctricos, la unidad utilizada es el decibel "dB" que está definida por la expresión:

$$Nivel = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) dB \quad \text{Ec. 1.3.1}$$

El sonido se encuentra ocupando un ancho de banda bastante pequeño, entre 0 y 20 KHz que corresponde aproximadamente al rango que el oído humano puede percibir. Desafortunadamente nuestro oído tiene una respuesta de frecuencia que no es plana, ya que presenta máxima sensibilidad en la banda de los 2 a 5 KHz aproximadamente y es relativamente insensible en las altas y bajas frecuencias, pero en cambio posee gran agudeza para detectar cantidades minúsculas de distorsión y para aceptar gran rango dinámico, siendo capaz de distinguir armónicos de hasta 2 Hz de diferencia [3]. El criterio de calidad de sonido es completamente subjetivo, ya que puede determinarse solo con pruebas de audición, es decir, que si nuestro oído no detecta distorsión alguna podríamos decir que se trata de una señal de audio perfecta.

La conversión de audio analógico en audio digital, al igual que sucedía con video, exige tecnología altamente sofisticada, cuya comercialización aparece alrededor del año 1980, sin embargo, los conceptos básicos han sido firmemente desarrollados desde los años 1920. Hasta hace pocos años, la calidad de la señal de audio en las emisiones de televisión, era de menor importancia comparada con la calidad que se exigía para la señal de video, pero con el transcurso del tiempo, la señal de audio monofónico, existente en los inicios de la televisión, se fue modificando en señales de audio estéreo, permitiendo la emisión de 2 canales de audio con opción de manejo separado y posteriormente se considera el tratamiento de las señales de audio en el dominio digital, lo que permite conseguir las mismas características de calidad, inmunidad al ruido y facilidad de procesamiento, pero sin pérdidas. En nuestra época y con el auge de la tecnología digital, se desarrollan receptores de televisión con mejores características acústicas presentando cada vez mayor riqueza de sonido, lo cual obliga a una emisión de audio con mayor fidelidad.

Al igual que con las señales de video digital, la estandarización del valor de la frecuencia de muestreo se convirtió en el mayor reto de los diseñadores, cuyos formatos son el fruto de grupos dedicados al desarrollo de formatos de intercambio de audio digital tales como:

- **AES:** Audio Engineering Society
- **EBU:** European Broadcasting Union
- **IEC:** International Electrotechnical Commission

En los inicios del audio digital, los equipos de grabación de video fueron adaptados para almacenar muestras de audio en forma binaria mediante niveles de blanco y negro. La frecuencia de muestreo de tales sistemas, obligaba a relacionarla con la frecuencia y estructura de campo del estándar de televisión de 525/60 líneas y 625/50 líneas [5]. Así por ejemplo, en el sistema de 525/60 líneas, existen solo 245 líneas activas por cada campo de video, si se almacenan tres muestras de audio por cada línea, se obtiene: $60 \times 245 \times 3 = 44.1$ Khz como frecuencia de muestreo. En sistemas de 625/50 líneas, el número de líneas activas por cada campo de video es 294, con lo que se obtiene la misma frecuencia de muestreo: $50 \times 294 \times 3 = 44.1$ Khz. Este valor de frecuencia de muestreo se adoptó para los reproductores de discos compactos CD (Compact Disc), ya que el equipo para hacer el CD Maestro (CD Master) está basado en video.

En sistemas de radiodifusión FM (Frecuencia Modulada) estéreo y ancho de banda de 15 Khz, se utiliza la frecuencia de muestreo de 32 Khz, que resulta ser muy adecuada y ampliamente utilizada en Sistemas de televisión estéreo NICAM 728 (Near Instantaneously Companded Audio Multiplex), en Emisión de audio digital DAB (Digital Audio Broadcasting) y otros.

Posteriormente, se propone la frecuencia de muestreo de 48 Khz para aplicaciones profesionales, por ser una simple relación de 32 Khz y superar los 40 Khz cumpliendo así con el teorema de muestreo. Esta frecuencia se utiliza principalmente en televisión, en donde puede sincronizarse con facilidad con los sistemas de televisión de 525 y 625 líneas. Cabe anotar que las Videograbadoras digitales DVTR (Digital Video Tape Recorder) actuales, trabajan solo con esta frecuencia.

La asignación de bits de cuantización en la conversión A/D, se ha ido modificando desde 8 bits utilizados en los primeros sistemas de Nintendo, 16 bits utilizados en discos compactos y en sistemas multimedia estéreo, hasta 24 bits utilizados para audio de alta calidad en estudios de grabación. Los grupos AES y EBU especifican la utilización de 2 canales de audio y recomiendan la utilización de 16 a 24 bits según la aplicación. El estándar más utilizado en Televisión es el de 16 bits, para el cual se tienen $2^{16} = 65536$ niveles de cuantización cuya relación S/E dada por la expresión 1.1.38 es de 98.08 dB.

Se han desarrollado varios formatos de audio digital para la interconexión entre equipos digitales, tanto entre equipos del mismo fabricante como entre diferentes, es así que aparecen los siguientes estándares :

- Interfaz SDIF-2
- Interfaz PD
- Interfaz profesional AES/EBU
- Interfaz comercial SPDIF
- Interfaz MADI

1.3.1 Interfaz SDIF-2 [3].- La interfaz digital de Sony SDIF-2 (Sony Digital Interface Format), es utilizada por algunas de las compañías para audio profesional, en la que la transferencia de datos entre equipos, se realiza en forma separada, es decir, un cable de interconexión por cada canal de audio y otra conexión independiente para datos de sincronización. La interfaz soporta cualquier frecuencia de muestreo, pero inicialmente fue diseñada para manejar las frecuencias de 44.056, 44.1 y 48 KHz.

El formato del tren de datos contempla palabras de 32 bits (Figura 1.3.1 a)), siendo utilizados desde el MSB hasta el bit 20 para la señal de audio digital. Si las muestras de audio se han cuantizado con 16 bits, los 4 bits restantes se llenan con ceros. Desde los bits 21 hasta el 29 forman una estructura de bloque para control de la señal, de acuerdo a las asignaciones mostradas en la figura 1.3.1 b). Desde los bits 21 al 24 se mantienen para futura expansión, el bit 25 es para bloqueo de copias, los bits 26 y 27 para control de énfasis, el bit 28 indica presencia de audio y el bit 29 es una bandera que indica el inicio de cada bloque SDIF-2 formado por 256 palabras. Por último los bits 30 al 32 forman una palabra de sincronización dividida en dos partes de 1.5T, para formar una señal de sincronización de bloques, para lo cual, en la primera palabra del bloque, se provee una transición alto-bajo y en las 255 palabras restantes, se provee una transición bajo-alto (Figura 1.3.1.a)). Los bits de control se envían solo en la primera palabra del bloque, en el resto de palabras dichos bits se reemplazan con bits de usuario, que nominalmente es llenado con ceros. La distribución de audio digital y sincronía se mantiene inalterable a lo largo de todo el bloque SDIF-2. Internamente los datos se procesan en forma paralela, sin embargo, la transmisión y recepción se la realiza en forma serial.

1.3.2 Interfaz PD [3].- Esta interfaz denominada *Pro Digit*, es desarrollada por Mitsubishi para grabadoras multipista, en la que los bloques se transmiten a una tasa igual a la frecuencia de muestreo seleccionada. La estructura de las palabras utilizan 32 bits, de los cuales los 16 MSB se utilizan para entregar la señal de audio, mientras que los 16 bits

restantes no son utilizados. Con propósitos de sincronía se envía una palabra de reloj al inicio de cada muestra. Cada canal de audio se transmite por conductores eléctricos separados, mientras que se necesita una conexión adicional para entregar información de estado vía dos canales, cuyo formato es igual al utilizado para los canales de audio. Se pueden utilizar dos palabras de 16 bits para indicar el estado de grabación de la grabadora multicanal.

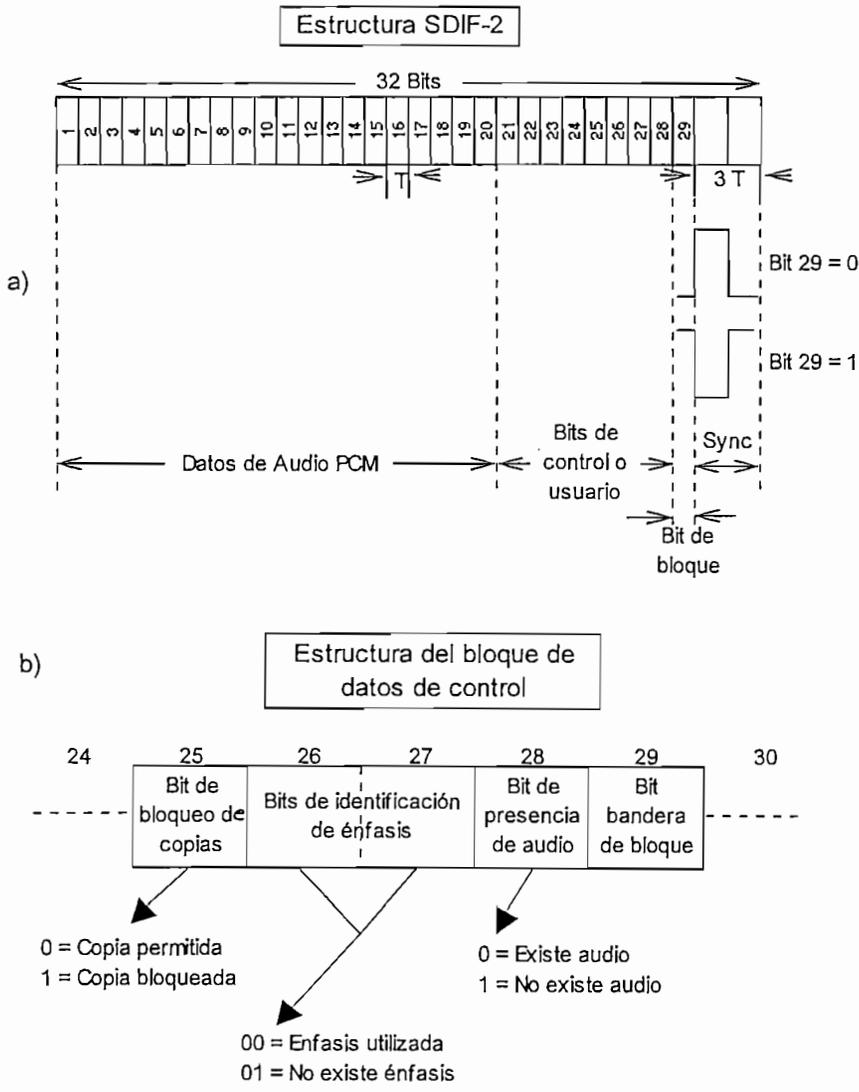


Figura 1.3.1 Estructuras de datos en la interface SDIF-2:
a) Estructura de los Datos SDIF-2
b) Estructura del bloque de datos de control

1.3.3 Interfaz profesional AES/EBU.- Los grupos AES y EBU, han establecido un estándar conocido como interfaz profesional AES/EBU, el cual proporciona un formato de transmisión serial para representaciones lineales de datos de audio digital. Este formato conocido como AES3-1985, se modifica luego de varios años dando como resultado el

estándar AES3-1992. Este estándar, permite el intercambio de información de audio digital entre dispositivos de audio profesional, tanto en un solo canal como en dos canales, así como también provee flexibilidad dentro de los estándares definidos para aplicaciones especializadas. AES/EBU establece un estándar para entregar dos canales de audio periódicamente muestreados y uniformemente cuantizados, a través de un solo cable entrelazado sobre los 100 metros de distancia sin ecualización, para lo cual, los canales izquierdo "L" y Derecho "R", se multiplexan formando un solo canal serial. La interfaz genera sus propios pulsos de reloj y es autosincronizable, es decir, la señal serial debe llevar la suficiente información para detectar en forma confiable los límites de cada bit, palabras o bloques de datos. De acuerdo a esto, la frecuencia de muestreo se independiza, pudiendo ser cualquiera incluyendo las especificadas por AES para audio PCM de 32 , 44.1 y 48 Khz.

El estándar AES/EBU presenta las siguientes definiciones para el tren de datos de audio del presente formato [3]:

- Muestra de audio: Es una señal que ha sido muestreada periódicamente, cuantizada y representada digitalmente con un código complemento de dos.
- Subtrama: Es una colección de datos de audio junto con datos de información auxiliar (Figura 1.3.2 a)). Usualmente dos subtramas, una para cada canal, se transmiten dentro del período de muestreo, la primera subtrama es denominada como A y la segunda como B.
- Trama: Es una secuencia de dos subtramas, correspondientes a dos canales de audio A y B, alternados en la base de tiempo (Figura 1.3.2 b)), en donde, la tasa de transmisión de tramas corresponde exactamente a la frecuencia de muestreo de la fuente. Para transmisiones estéreo, la subtrama A contiene el canal L y la subtrama B contiene el canal R, para transmisiones monofónicas los datos de audio son ubicados en la subtrama A.
- Bloque de estado: Es una agrupación de bits de estado de canal y opcionalmente de bits de usuario, por cada subtrama sobre secuencias de 192 tramas. Un preámbulo en la subtrama indica el inicio de un bloque de estado.

Este formato especifica 32 bits para formar cada subtrama, el inicio de la primera subtrama dentro de una trama, se forma por un preámbulo de 4 bits, utilizado para identificar y sincronizar los canales de audio, para lo cual se tienen 3 tipos:

- El inicio de una subtrama A y por tanto una trama, la cual es también el inicio de un bloque de estado
- El inicio de una subtrama A
- El inicio de una subtrama B

Para separación de los canales de audio en recepción, los patrones de sincronización para las dos subtramas son diferentes (Figura 1.3.2 b)), dichos patrones inician con una longitud de 1.5 bits que violan las normas de codificación FM del canal para su identificación. Los datos de audio ocupan 24 bits, los cuales están linealmente representados con código complemento de dos, en donde el MSB se transmite al último. Si las muestras de audio no requieren 24 bits, como sucede en la mayoría de los casos, entonces los 4 primeros bits pueden ser utilizados como datos auxiliares para intercomunicación (*talkback*), en la coordinación de voz entre estudios.

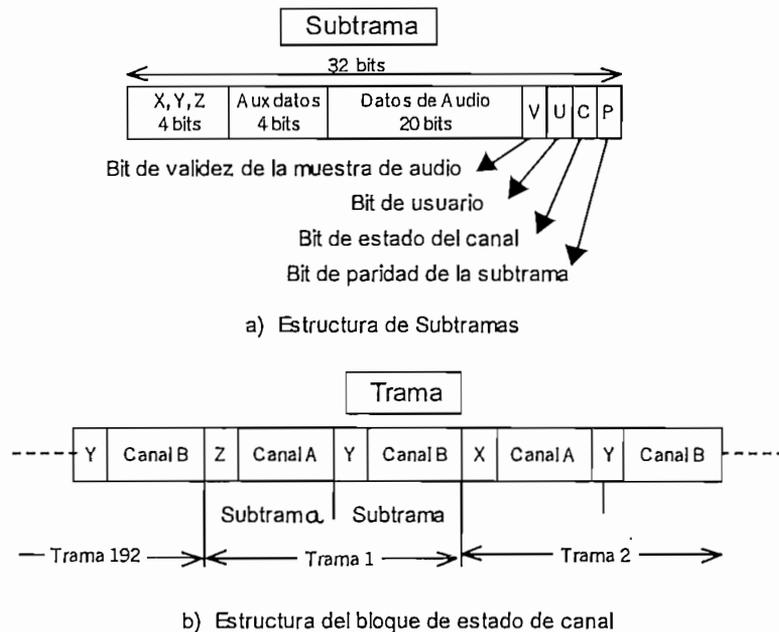


Figura 1.3.2 Formato de los datos de audio AES/EBU

Al final de cada subtrama se tienen 4 bits definidos como :

- Bit de validez de la muestra de audio "V": Se coloca un "0" si la muestra de audio está libre de error y "1" si la muestra es defectuosa. La recomendación AES3-1992, describe a este bit como indicador de que la información en la subtrama asociada, es adecuada para la conversión en una señal analógica, siendo así, se puede colocar "0", si la interfaz es utilizada para datos que no sean de audio, tal como sucede en reproductores de CD-I.
- Bit de datos de usuario "U": Utilizado opcionalmente para entregar datos de usuario.
- Bit de estado de canal "C": Se utiliza para formar un bloque serial para transmisión de la información acerca de la interfaz del canal y otros parámetros del sistema. Este bloque se forma con un bit "C" de cada subtrama para cada canal, el cual se sincroniza cada 192 tramas sucesivas, en donde el inicio del bloque se identifica por su preámbulo asociado. Para sincronización de los bloques de estado de canal, el patrón de

sincronismo del canal A se sustituye en una sola trama por un patrón de sincronismo, AES se refiere a éstos como X, Y y Z (Figura 1.3.2 b)).

- Bit de paridad de subtrama "P": Provee paridad par para la subtrama, utilizada para detección de errores y monitoreo de confiabilidad del canal.

El bloque de estado en recepción, tanto para el formato profesional como comercial, está formado por los bits de estado de cada subtrama, los cuales forman los bloques de estado A y B. El tamaño de cada bloque, es de 192 bits tomados de 192 tramas sucesivas, los cuales se organizan en 24 palabras de 8 bits cada una, cuyo contenido es totalmente diferente para aplicaciones profesionales o comerciales.

A continuación se describe la función de cada byte del bloque de estado en aplicaciones profesionales:

- Byte 0: Contiene información de la tasa de muestreo y de control de énfasis, de acuerdo a la siguiente estructura:

Byte 0:

Bit 0 = 0 (Uso comercial)

Bit 0 = 1 (Uso profesional)

Bit 1 = 0 (Modo de audio normal)

Bit 1 = 1 (Modo sin audio)

Bits 234:

000 No se indica énfasis, por predefinición sin énfasis o selección manual

100 Sin énfasis, selección manual inhabilitada

110 Énfasis de 50/15 us, subcontrol inhabilitado

111 Énfasis CCITT J.17, subcontrol inhabilitado

001, 010, 011, 101 Reservados

Bit 5 = 0 (Frecuencia de muestreo, fuente sincronizada)

Bit 5 = 1 (Frecuencia de muestreo, fuente no sincronizada)

Bits 67:

00 No se especifica frecuencia de muestreo, por predefinición 48 Khz o selección manual/automática

01 48 Khz, selección manual/automática inhabilitada

10 44.1 Khz, selección manual/automática inhabilitada

11 32 Khz, selección manual/automática inhabilitada

- Byte 1: Especifica el modo de utilización del canal, es decir, un par de audio estéreo, dos señales de audio mono independientes, una sola señal mono y detalla el empleo que se hace del bit de usuario, tal como se especifica a continuación:

- Byte 3 : Se reserva para aplicaciones multicanal
- Byte 4 : Indica la adecuación de la señal como referencia de la frecuencia de muestreo
- Byte 5 : Son datos reservados
- Bytes 6-9 : Contiene código alfanumérico ASCII de la fuente de origen
- Bytes 10-13 : Contiene código alfanumérico ASCII del destino
- Bytes 14-17 : Llevan un código de dirección de muestras con 32 bits, la cual permite enumerar las muestras de una manera relativa partiendo de un punto inicial arbitrario
- Bytes 18-21 : Especifica un código de tiempo de 32 bits, con intervalos de 4 ms para la hora del día, a la frecuencia de muestreo de 48 Khz. Este código de tiempo puede ser dividido para obtener cuadros de video
- Byte 22 : Contiene banderas de confiabilidad de datos para el bloque de estado de canal e indican cuando se transmiten bloques incompletos, de acuerdo a la siguiente distribución:
 - Byte 22:
 - Bits 0123:
 - XXXX Reservados
 - Bit 4 = 1 Si Bytes (0-5) no son confiables
 - Bit 5 = 1 Si fuente y destino de datos (6-13) no son confiables
 - Bit 6 = 1 Si directorio local de muestra (14-17) no son confiables
 - Bit 7 = 1 Si hora del día (18-21) no es confiable
- Byte 23 : Contiene palabras código CRC (Cyclic Redundance Code) para detección de errores

La interfaz AES/EBU, utiliza codificación de canal FM conocida también como código Manchester o código de marca bifásica [5], el cual es altamente sincronizable y capaz de funcionar con frecuencias de muestreo variable, este código genera la frecuencia del canal cuando se envía trenes de datos con "1" lógico. En esta modulación de canal, existe siempre una transición en los flancos entre las celdas de bits, característica que permite la recuperación de reloj del canal, además se produce una transición adicional en el centro de la celda de los bits cuando se transmite un dato "1" lógico (Figura 1.3.3). La frecuencia más baja generada por la codificación FM se debe al flujo de ceros, produciendo la mitad de la tasa del canal, mientras que la frecuencia más alta debido a flujo de datos "1" lógico, produce la tasa del canal.

Los parámetros eléctricos de la interfaz, están basados en las definiciones dadas por CCITT en la **Recomendación V.11** para circuitos digitales con voltajes balanceados. El estándar AES3-1985, especificaba niveles entre 2 a 10 Vpp sobre una carga de 110 Ω , pero

se modificó a niveles entre 2 y 7 Vpp en la recomendación AES3-1992, consiguiendo mejorar las características de la interfaz. En AES3-1985, la impedancia del receptor se especificaba en 250 Ω con el fin de poder conectar hasta 4 receptores con una sola fuente, lo cual es modificado en la recomendación AES3-1992 para evitar señales reflejadas, determinando interconexiones punto a punto con una impedancia de 110 Ω , tanto para fuente, cable y receptor.

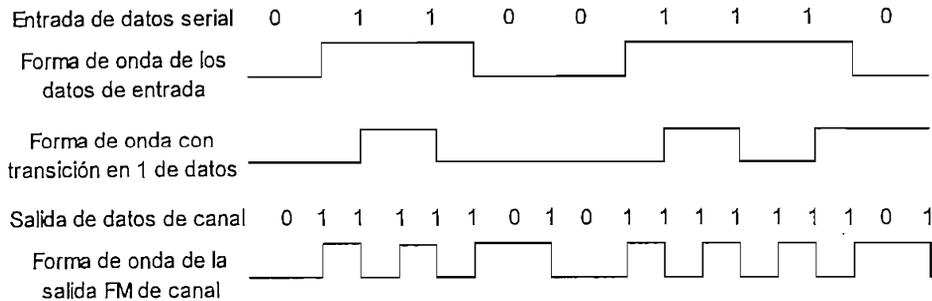
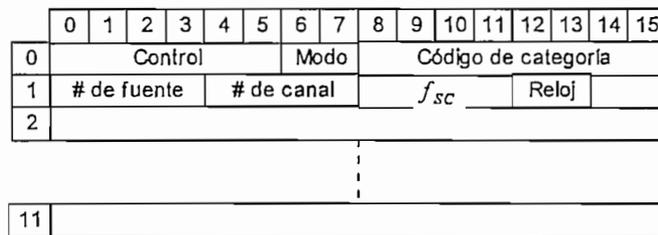


Figura 1.3.3 Generación de la forma de onda con codificación de canal FM de los datos de entrada

Se ha comprobado en la práctica que los cables utilizados para audio analógico, proveen suficiente ancho de banda para transmitir dos canales de audio digitales en un par trenzado y bajo ciertas condiciones, se ha logrado transmitir hasta una distancia máxima de 350 metros. Este estándar permite la utilización de los cables para transmisión de audio analógico existentes, los cuales utilizan conectores XLR, siendo el pin 1 de tierra y los pines 2 y 3 señal de audio sin polaridad. No se determina polaridad de la señal debido a que la codificación de canal permite detección de transiciones y no de estados, de esta manera una inversión accidental en la conexión del par trenzado no trae consecuencias. Existe la propuesta de una interfaz profesional que utiliza cable coaxial de 75 Ω , la cual permite longitudes de transmisión de aproximadamente 1000 metros, con un nivel de señal de 1 Vpp, en el mercado se pueden encontrar adaptadores de impedancias de 110 Ω balanceados a 75 Ω desbalanceados.

1.3.4 Interfaz comercial SPDIF.- IEC estandariza un formato basado en el estándar AES/EBU, pero dirigido hacia los dispositivos de audio digital comerciales. Estos formatos resultan ser muy similares y en muchos casos, equipos profesionales y comerciales de audio digital pueden ser directamente interconectados. La interfaz comercial denominada como SPDIF (Sony /Philips Digital Interface Format), presenta una estructura de bloque de estado (figura 1.3.4), en donde los bits seriales se disponen en 12 Bytes de 16 bits cada uno [3]. Los primeros 8 bits y el bit 15 del Byte 0 del bloque, definen un código de estado general cumpliéndose :

- bit 0 : Define el formato profesional o comercial
- bit 1 : Definen datos normales o digitales
- bit 2 : Para prohibición de copias
- bit 3 : Para utilización de énfasis
- bit 4 : Reservado
- bit 5 : Especifica 2 o 4 canales de audio
- bit 6 y 7 : Definen la selección de modo, actualmente se utiliza solo la combinación "00"
- bit 15 : Define tanto el modo profesional/comercial o el modo de transferencia de programas



Control:
Igual que en el Byte 0 del estándar profesional

Modo:
00 = Modo 0
1X = Reservado
X1 = Reservado

Código de categoría:
00000000 = Formato general
10000000 = Reproductor CD 2 canales
01000000 = Adaptador PCM 2 canales
11000000 = DAT 2 canales

Bit 15 = 0 (Modo profesional/Comercial)
Bit 15 = 1 (Modo de transferencia de programa si el Bit 0 = 0)

Número de fuente:
0000 = Indiferente
0001 = Fuente 1
0010 = Fuente 2
⋮
1111 = Fuente 15

Número de canal:
0000 = Indiferente
1000 = A (Canal izq. para estéreo)
0100 = B (Canal der. para estéreo)
1100 = C
⋮
1111 = 0

Frecuencia de Muestreo:
0000 = 44.1 Khz
0100 = 48 Khz
1100 = 32 Khz
10XX } Reservados
00XX }
01XX }
11XX }

Precisión de reloj:
00 = Precisión normal
10 = Gran precisión
01 = Velocidad variable
11 = Reservado

Figura 1.3.4 Estructura de las dos primeras palabras de estado de canal para el formato comercial en modo "00"

Además de los bits de control existen: códigos de categoría, una versión simplificada de trama AES/EBU, un campo que especifica el número de canal de audio para funcionamiento multicanal, un campo de frecuencia de muestreo y un campo de tolerancia de la frecuencia de muestreo.

El código de categoría especifica el tipo de equipo que está transmitiendo, así como también sus características (figura 1.3.4), en donde dependiendo del bit 15, se indica si la señal procede de una grabación original o de una copia de primera generación, a continuación se realiza una breve descripción de cada uno de los códigos de categoría [5]:

Código de categoría general: Define una estructura de subtrama general, en la que se cumple :

- Complemento de dos, MSB en la posición 27, máximo 20 bits por muestra
- No se utiliza canal de bits de usuario
- El bit "V" es opcional
- Estado del canal L = Estado del canal R, dependiendo del número de estado
- Control bit 2 = Habilitación de copias
- Control bit 3 = Utilización de pre-énfasis
- Bits de la tasa de muestreo en el canal de estado
- Bits de datos desde 4 a 27
- Precisión de reloj en el canal de estado
- Bits 28 y 29 para precisión de la fuente

Código de categoría para reproductores CD: Define la estructura de subtrama con 16 bits por muestra, tasa de muestreo de 44.1 KHz, bits de control derivados de un subcódigo "Q" y este mismo subcódigo en los bits de usuario del canal de estado.

Código de categoría para adaptadores PCM: Este código puede omitir subcódigos, pero en cambio especifica utilización de prohibición de copias y utilización de énfasis.

Código de categoría para DAT: Entrega información convencional así como también el número de pistas. Se transmiten datos de audio de 24 bits transmitiendo el MSB al último, los bits 12 al 27 llevan los datos de audio y el subcódigo en los bits 4 a 11.

La interfaz SPDIF, no requiere líneas balanceadas de baja impedancia, tal como en el estándar profesional, en su lugar se utiliza un cable con terminación simple y una amplitud de voltaje de 0.5 Vpp. Para asegurar el ancho de banda adecuado para transmisión, se recomienda utilizar cables con conectores tipo video (*phono*), se prevé también utilización de conectores ópticos y cable de fibra óptica.

1.3.5 Interfaz MADI [5].- La interfaz digital para audio multicanal MADI (Multichannel Audio Digital Interface), fué diseñada para interconexión entre grabadoras multipista y mezcladoras, desarrollado por grupos de trabajo de las compañías Sony, Mitsubishi, Neve y SSL. Esta interfaz realiza una sola conversión A/D de la señal original de audio, permitiendo ejecutar todo el procesamiento en consolas para grabación, grabadoras multicanal y grabadoras mezcladoras en el dominio digital. Este formato permite la transmisión punto a punto de 56 canales de audio digital simultáneos a través de un cable coaxial de 75Ω , junto con una señal de sincronización individual hasta una distancia de 50 metros aproximadamente, este formato se está considerando también para transmisión a través de fibra óptica.

La estructura de las subtramas en esta interfaz es idéntica a la que se utiliza en el formato AES/EBU con excepción de los primeros cuatro bits de preámbulo (Figura 1.3.5 a)), por tanto se puede introducir varias señales de audio AES/EBU individuales dentro de un solo canal MADI. El único detalle que se debe tener en cuenta es que todos los canales deben tener la misma frecuencia de muestreo sincronizada. Las nuevas funciones de los primeros cuatro bits de preámbulo se describen a continuación :

- bit 0 : Es una bandera de indicación del canal cero de audio y es el primero en ser transmitido
- bit 1 : Indica la existencia de un canal activo en el caso de que se transmitan menos de 56 canales
- bits 2 y 3 : Codifican los 3 posibles preámbulos que se transmiten al inicio de la subtrama AES/EBU

Los datos restantes de la subtrama, permanecen idénticos al formato AES/EBU, permitiendo que exista compatibilidad entre los dos estándares para intercambio de datos. La transmisión de datos MADI, se realiza utilizando un código de grupo, es decir, cuatro bits de datos se representan por grupos de 5 bits de canal.

Se puede observar que un código de 5 bits puede generar 32 combinaciones o símbolos, de los cuales 16 se utilizan para todos los datos y el resto para cuando se necesita rellenar la frecuencia de transferencia de datos. De acuerdo a esto, la figura 1.3.5 b) presenta la estructura de la trama MADI, en la cual se encuentran 56 espacios de tiempo conteniendo ocho símbolos de 4/5 cada uno, correspondientes a los 32 bits de datos o los 40 bits de canal. Los símbolos de relleno no deben ser insertados en el canal, sino únicamente entre canales (Figura 1.3.5 c)), esta opción de insertar relleno permite libertad en el diseño del *hardware* asociado, ya que las grabadoras multipista generalmente llevan alguna forma de bus interno de datos multiplexados, que presentan varias arquitecturas y protocolos. Cada canal de audio puede ser insertado en cualquier lugar de la estructura de canal MADI, por tanto es necesario

una señal de sincronización independiente aplicada entre transmisor y receptor, una de las configuraciones típicas se presentan en la figura 1.3.6.

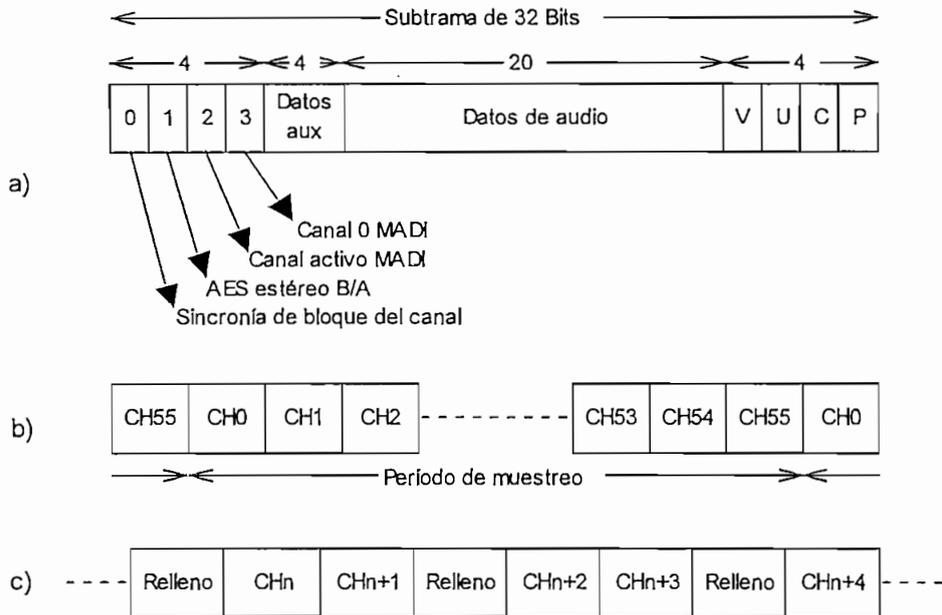


Figura 1.3.5 Estructura de datos en el interfaz MADl:
 a) Formato del canal MADl
 b) Distribución de canales de audio durante un período de muestreo MADl
 c) Utilización de canales de relleno

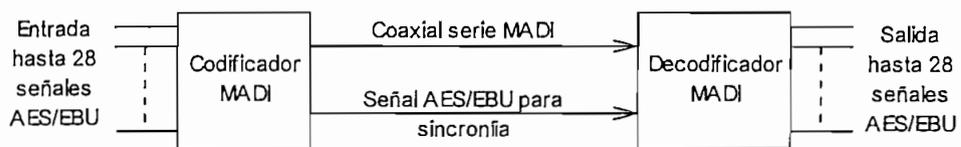


Figura 1.3.6 Multiplexación de 28 canales de audio para formación de un canal MADl

1.3.6 Conversión de formatos.- Así como en video existen varios estándares para conversión digital, en audio se pueden encontrar en mayor número, debido a la variedad de frecuencias de muestreo, de asignación de bits y de formatos de los paquetes digitales. A medida que los equipos digitales de audio se hacen mas populares y se crean grandes sistemas interconectados, se hace necesaria la compatibilidad entre frecuencias de muestreo.

Así por ejemplo, para mezclar en una consola digital fuentes de audio con distintas frecuencias de muestreo, para actualizar material que fue grabado en equipo antiguo con frecuencias de muestreo mas bajas que las actuales, para transcodificación entre los diferentes estándares de frecuencias, para sincronía de audio digital con cine o video en donde no siempre es posible sincronizar la frecuencia de muestreo con la frecuencia de cuadro [5]. En todos estos procesos, el **Filtraje** es inseparable del procesamiento de audio digital, el cual permite modificar la respuesta de frecuencia de un sistema y/o la respuesta de fase y determinar la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo, de acuerdo a su respuesta de frecuencia y fase. Los filtros con Respuesta impulsiva finita FIR (Finite Impulse Response), responden una sola vez a una entrada impulsiva y el tiempo de respuesta a cualquier entrada es finito, fijo y determinado. Estos filtros pueden hacerse lineales en fase si se requiere, además son utilizados en su mayoría para conversión de frecuencias de muestreo. Los filtros con Respuesta impulsiva infinita IIR (Infinite Impulse Response), pueden ser inestables y responden a un impulso de forma indefinida, conocidos también como filtros recursivos. Los filtros IIR no son de fase lineal y su aplicación es en reverberantes y ecualizadores digitales.

Una parte muy importante dentro de la conversión de formatos en audio digital, es la transcodificación entre frecuencias de muestreo, existiendo tres categorías básicas: conversión con relación entera, conversión con relación fraccionaria y conversión con relación variable [1] [2].

Conversión con relación entera: Esta es la forma de conversión mas sencilla, en la cual la frecuencia varía con una relación entera ascendente o descendente de la frecuencia de muestreo original. Al igual que sucede en muestreo periódico de señales continuas, existe un conjunto muy similar de propiedades para **Muestreo de señales discretas**.

En la figura 1.3.7, se observa que la señal $x_p[n]$ se obtiene del muestreo de $x[n]$ a partir de la señal $p[n]$, esta nueva secuencia $x_p[n]$, es igual a la señal original $x[n]$ en los enteros múltiplos del período de muestreo N y cero en las muestras intermedias, expresando en forma matemática:

$$x_p[n] = \begin{cases} x[n] & \text{si } n = \text{entero múltiplo de } N \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad \text{Ec. 1.3.2}$$

entonces se desprende que (Figura 1.3.7):

$$x_p[n] = x[n] * p[n] \quad \text{Ec. 1.3.3}$$

$$p[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta[n - kN] \quad \text{Ec. 1.3.4}$$

$$x_p[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[kN] \delta[n - kN] \quad \text{Ec. 1.3.5}$$

del desarrollo de la sección 1.1.1, se obtiene que la transformada de Fourier de una secuencia de pulsos es:

$$P(\Omega) = \frac{2\pi}{N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_s) \quad \text{Ec. 1.3.6}$$

por tanto la transformada de $x_p[n]$ es:

$$X_p(\Omega) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(\Omega - k\Omega_s) \quad \text{Ec. 1.3.7}$$

con $\Omega_s = 2\pi/N$ como la frecuencia de muestreo.

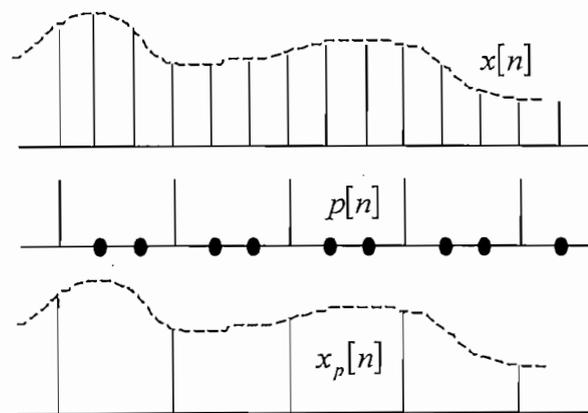


Figura 1.3.7 Muestreo de señales de tiempo discreto

La ecuación 1.3.7, es la contraparte para el muestreo de tiempo discreto de la ecuación 1.1.24 (sección 1.1.1) y de acuerdo a la figura 1.1.3 , se debe cumplir que $(\Omega_s - \Omega_M) \geq \Omega_M$ para evitar traslape entre los espectros de $X(\Omega)$, con lo cual $x[n]$ puede ser recuperada a partir de $x_p[n]$ por medio de filtros pasabajo con ganancia N y frecuencia de corte mayor que Ω_M y menor que $(\Omega_s - \Omega_M)$. Pero si $(\Omega_s - \Omega_M) < \Omega_M$, se produce traslape de los espectros, en este caso la señal $x_r[n]$ ya no es igual a $x[n]$, sin embargo, las dos secuencias serán iguales en múltiplos del periodo de muestreo. Según esto, todo intento de reducir o **Diezmar** la frecuencia de muestreo, omitiendo muestras simplemente, producirá frecuencias sinónimas (*alias*), ya que los espectros de la señal generados podrían superponerse, por tanto, es necesario incorporar en el sistema un proceso de filtrado pasabajo, en el que la frecuencia de corte refleje la nueva frecuencia de muestreo mas baja, de acuerdo al siguiente análisis:

La secuencia muestreada $x_p[n]$ (Figura 1.3.8), se reemplaza por una nueva secuencia $x_d[n]$, la cual existe cada N ésimo valor de $x_p[n]$ o equivalentemente de $x[n]$, es decir:

$$x_d[n] = x[nN] = x_p[nN] \quad \text{Ec. 1.3.8}$$

cuya representación se presenta en la figura 1.3.8:

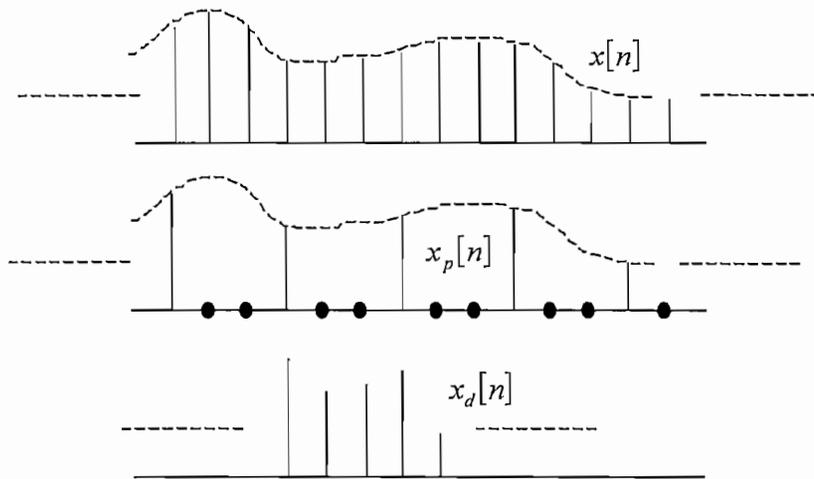


Figura 1.3.8 Representación del efecto de Diezmar

en este caso la transformada de Fourier de $x_d[n]$ esta dada por:

$$X_d(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_d[n] e^{-j\Omega n} \quad \text{Ec. 1.3.9}$$

puesto que $x_p[n]$ es cero excepto en los múltiplos enteros de N , se puede escribir:

$$X_d(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_p[n] e^{-j\Omega n/N} \quad \text{Ec. 1.3.10}$$

se conoce además que el lado derecho de la ecuación corresponde a la transformada de Fourier de $x_p[n]$:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_p[n] e^{-j\Omega n/N} = X_p\left(\frac{\Omega}{N}\right) \quad \text{Ec. 1.3.11}$$

por tanto: $X_d(\Omega) = X_p(\Omega/N)$ Ec. 1.3.12

De aquí se concluye que el efecto de diezmar, es ampliar el espectro de la secuencia original, sobre una gran parte de la banda de frecuencias, es decir, si inicialmente el espectro se expandía a Ω_M , con el diezmo se extiende a $N\Omega_M$. En la práctica se recurre a un circuito como el de la Figura 1.3.9, para diezmar las frecuencias de muestreo, para lo cual se combina

un filtro pasabajo FIR con el diezmador de forma que el filtro calcule únicamente los valores que se han de retener en el flujo de muestras de salida [10]. Las muestras son desplazadas transversalmente por el filtro a la frecuencia de muestreo, pero solo se realizan cálculos a la frecuencia de las muestras en la salida. La acumulación realizada por cada muestra a la salida, es el resultado de multiplicar todas las muestras relevantes de entrada, por un coeficiente adecuado.

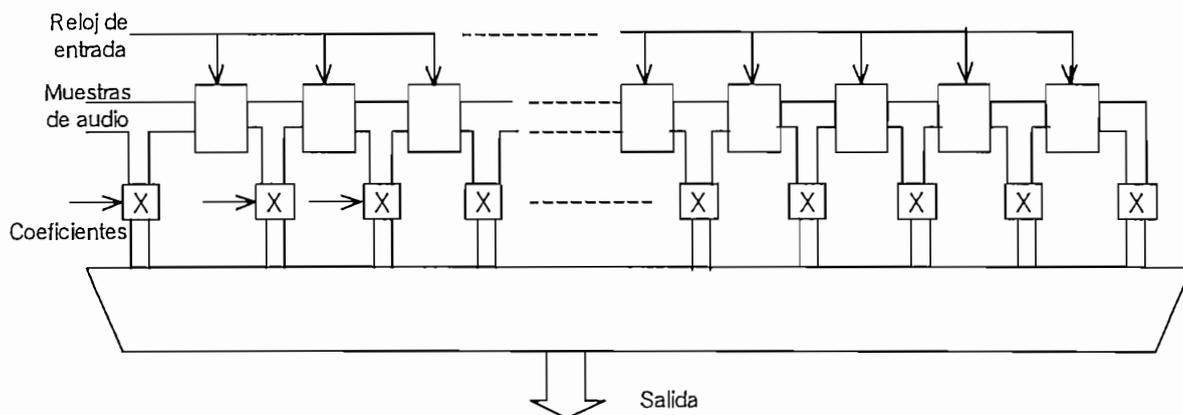


Figura 1.3.9 Diagrama de bloques de un convertidor de frecuencia con relación entera

El proceso de **Interpolación**, es muy útil en aquellos casos en que se requiere convertir una secuencia, a una velocidad de muestreo equivalente mas alta, dicho proceso se conoce como Sobremuestreo o Interpolación y básicamente es el proceso inverso al de Diezmar. Como se recordará, la reconstrucción de una muestra digital muy corta, está representada idealmente por un pulso $\text{Sen } x / x$, cuyo ancho de pico central está determinado por la respuesta del filtro de reconstrucción y cuya amplitud es proporcional al valor de la muestra, de tal forma que la señal analógica se reconstruye sumando los impulsos analógicos provocados por cada muestra [5].

En la práctica, para incrementar la frecuencia de muestreo se consideran dos etapas: primeramente se consigue la frecuencia correcta insertando muestras con valor cero en los instantes adecuados y posteriormente se consiguen los valores de muestras haciendo pasar el flujo de muestras a través de un filtro pasabajos, conocido como Filtro interpolador, que corta a la frecuencia de Nyquist de la frecuencia de muestreo original, evitando la aparición de imágenes del espectro de entrada con menor frecuencia de muestreo en la banda base extendida del espectro de salida de mayor frecuencia.

La figura 1.3.10, es un ejemplo de interpolación de muestras para conseguir la duplicación de la frecuencia de muestreo, para lo cual se utiliza un filtro de interpolación FIR que genere la respuesta impulsiva necesaria, el cual permite pasar las muestras originales sin alteración, mientras que la respuestas intermedias se calculan sumando las respuestas

impulsivas de cada muestra de entrada en la ventana, según el mecanismo mostrado en la misma figura. El mismo procedimiento puede ser aplicado para obtener un mayor número de muestras de interpolación entre cada muestra de la secuencia original, generando una frecuencia de muestreo mayor.

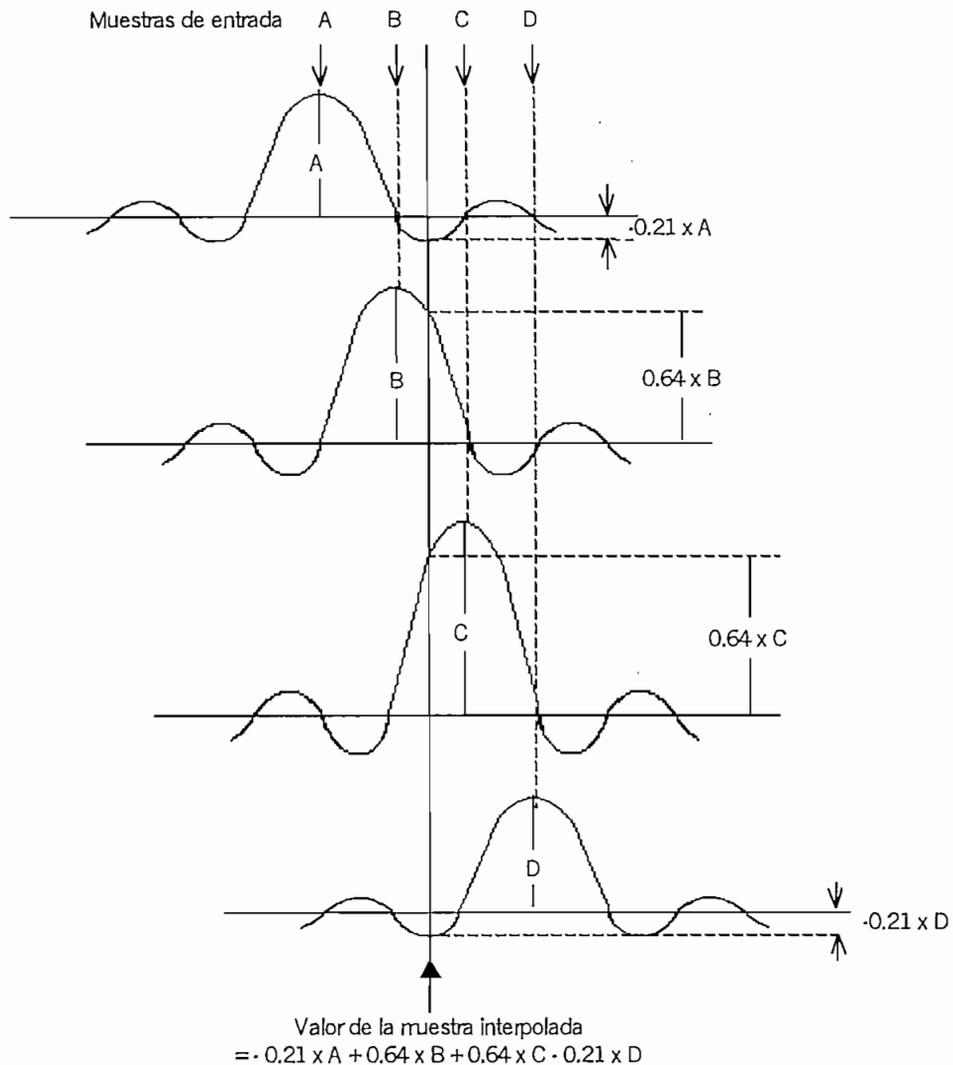


Figura 1.3.10 Ejemplo de la obtención de una muestra interpolada

Conversión con relación fraccionaria: Esta categoría se aplica a procesos en los que la frecuencia varía de acuerdo con la relación de dos números enteros m/n , lo cual significa que existe periodicidad entre las dos frecuencias de muestreo. Esta conversión puede implementarse a través de la multiplicación de la frecuencia de muestreo por m y el resultado dividirlo por n en un diezmador, otra forma de implementación podría ser un diezmador seguido por un interpolador.

Conversión con relación variable: Esta es la categoría mas compleja de conversión de frecuencias, en la cual no existe ninguna relación simple entre la frecuencia de muestreo de salida con la frecuencia de muestreo de entrada, ni tampoco existe enganche o aseguramiento de fase entre dichas frecuencias, adicionalmente se permite variación de las mismas. En este caso la relación entre las muestras de entrada y salida es arbitraria, por lo cual se necesitan relojes independientes, tal como se puede observar en el diagrama de bloques del conversor con relación variable de la figura 1.3.11, en el cual se encuentra un comparador de fases dinámico, que genera los coeficientes del filtro interpolador.

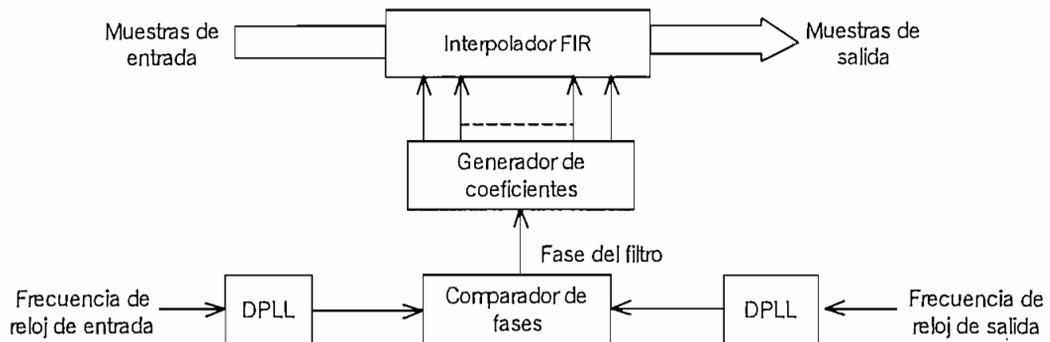


Figura 1.3.11 Conversor de frecuencias de muestreo con relación variable

La determinación de la fase necesaria, debe ser seleccionada teniendo en cuenta la precisión establecida para el circuito, lo cual implica que la medición de los flancos de las señales de reloj deben realizarse en el tiempo con la misma precisión, función que es realizada por los bloques de aseguramiento de fase digitales DPLL. Los circuitos DPLL eliminan las inestabilidades (*jitter*) de las señales de reloj de entrada y salida, haciendo posible una comparación de mayor exactitud entre sus fases.

1.3.7 Procesamiento de Audio digital [5].- En los mezcladores de video y audio analógicos, los controles se ubicaban cerca de la circuitería relacionada, por razones de funcionalidad, de tal forma que se necesitaba un botón de control por cada variable, como resultado se obtenían paneles de control con dimensiones físicas grandes. En mezcladores digitales, la operación se la realiza a través de variación de parámetros digitales, por lo tanto es posible emplear controles programables de manera que se necesita solo un conjunto, cuyos ajustes se pueden dirigir a cualquier canal elegido por el operador. Esta opción de los mezcladores digitales, permite que paneles de control, incluyan monitores de video para visualización de los coeficientes elegidos durante el procesamiento. El control de procesos en los mezcladores, se lleva a cabo mediante programas que permiten la configuración del panel de control a voluntad. El operador mediante un monitor de video, configura la distribución y

1.3.14, se puede observar que el direccionamiento de la memoria RAM del corrector de base de tiempo TBC (Time Base Corrector), se realiza mediante un control de lectura/escritura, el cual permite la lectura de la memoria cuando se requiera, pero bloquea la escritura de datos durante ese intervalo de tiempo. Para evitar la pérdida de datos de entrada durante la lectura, se prevé un almacenador *buffer* de entrada, el cual se llena mientras la escritura en la memoria está bloqueada y se vacía cuando se permite la escritura sobre la misma.

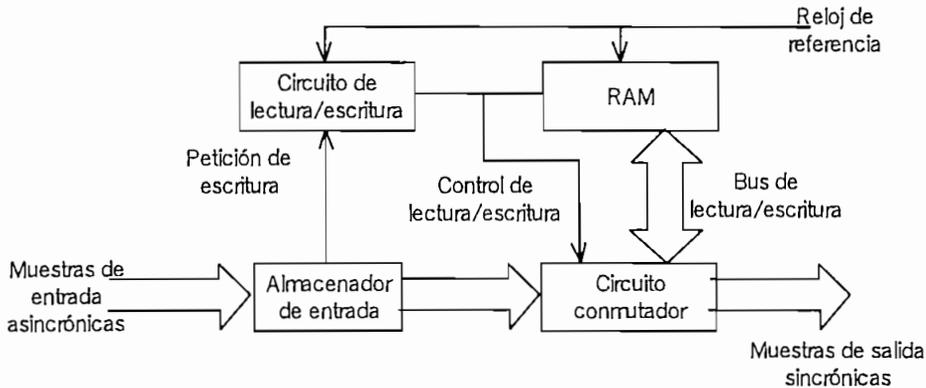


Figura 1.3.14 Diagrama de bloques de un Corrector de base de tiempo TBC

1.4 Compresión digital

En la presente sección, se analizarán formatos de multiplexación de los diferentes trenes de bits, generados para emisión de televisión digital, en un solo paquete de datos. Se abordará además los temas de compresión de señales de video y audio digitales, proporcionando una visión actualizada de la forma como se manejan las señales de televisión digital, en sistemas avanzados.

1.4.1 Multiplexación [7].- Multiplexación, es la acción de combinar diferentes partes de información, para transportarlas dentro de un canal de comunicación. Otra definición de multiplexación, considerando el dominio digital, es el ensamblaje de varios trenes de bits en uno solo, con el propósito de procesamiento y transporte de los diferentes componentes en una forma coherente [10]. En la presente sección, se realiza un análisis del espacio disponible, para inserción de datos auxiliares en los intervalos de sincronía y ecualización de la señal de video analógico compuesto y en componentes, posteriormente se presentan formatos de las señales auxiliares digitales que pueden ser insertadas o multiplexadas en dicho espacio.

El diagrama de la figura 1.4.1 , presenta la distribución de los intervalos de sincronía y ecualización disponibles en señales de video compuesto, según el estándar NTSC [11]:

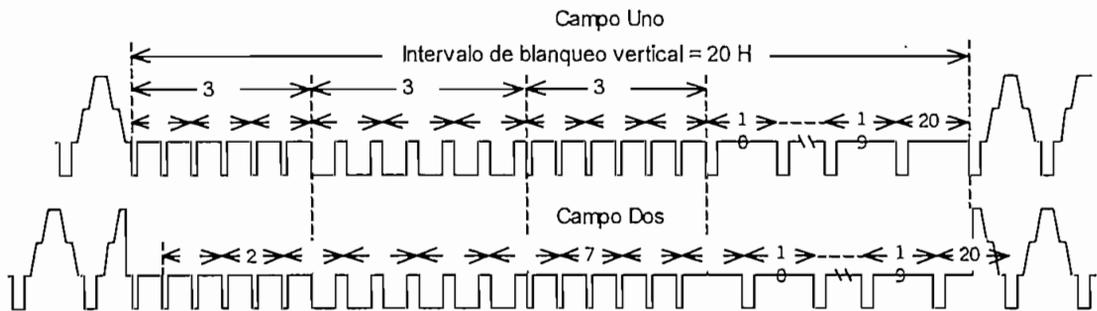


Figura 1.4.1 Distribución de los pulsos de blanqueo y ecualización, según el estándar NTSC

Se conoce que un cuadro de video está formado por los campos, par e impar y que cada uno de ellos contiene pulsos de sincronía horizontal, vertical y de ecualización. La exploración de imagen es entrelazada cubriendo 262.5 líneas por cada campo o 525 líneas por cada cuadro. Analizando la figura 1.4.1, se observa que existen: 6 pulsos de pre-ecualización, 6 pulsos de ecualización durante el intervalo de barrido vertical y 6 pulsos de post-ecualización. Se puede observar también que, de las 262.5 líneas de cada campo, las primeras 9 líneas están reservadas para el intervalo de blanqueo vertical, es decir, existen $525 - 2 * 9 = 507$ pulsos de barrido horizontal por cada cuadro de video. Durante el intervalo de sincronía horizontal, se pueden introducir 55 palabras de datos auxiliares, en el intervalo de sincronía vertical alcanzan 376 palabras y en los pulsos de ecualización 21 palabras, obteniéndose el resumen de la siguiente tabla:

Pulsos	Palabras	Por cuadro	Total
Horizontal	55	507	27885
Ecualización	21	24	504
Intervalo vertical	376	12	4512
Total de palabras por cuadro			32901

Tabla 1.4.1 Espacio disponible para datos auxiliares

si se consideran 30 cuadros por segundo, entonces la capacidad de datos auxiliares es de 9.87 Mword/s, suficiente para introducir hasta 4 canales de audio.

La figura 1.4.2, presenta los intervalos de blanqueo en la señal de video digital compuesta, los cuales se utilizan para la inserción de datos auxiliares.

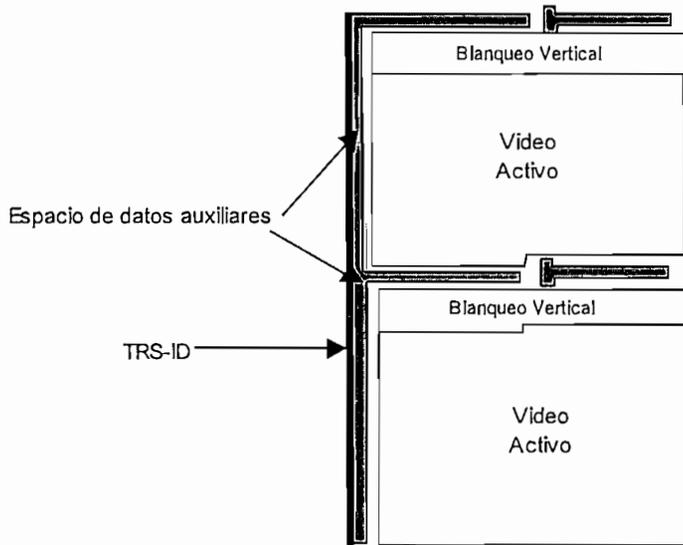


Figura 1.4.2 Espacio para inserción de datos auxiliares en una señal de video digital compuesta

En la señal de video digital en componentes, existe mayor capacidad para inserción de datos auxiliares, ya que casi la totalidad de los pulsos de blanqueo, tanto vertical como horizontal, pueden ser utilizados para tal objetivo, a excepción del espacio utilizado por las secuencias o palabras de bits **Inicio de video activo SAV** y **Fin de video activo EAV** (Figura 1.4.3). Los **Datos auxiliares horizontales HANC** (Horizontal ANCillary data) son los datos auxiliares insertados en el intervalo de blanqueo horizontal y los **Datos auxiliares verticales VANC** (Vertical ANCillary data) son los datos auxiliares insertados en el intervalo de blanqueo vertical.

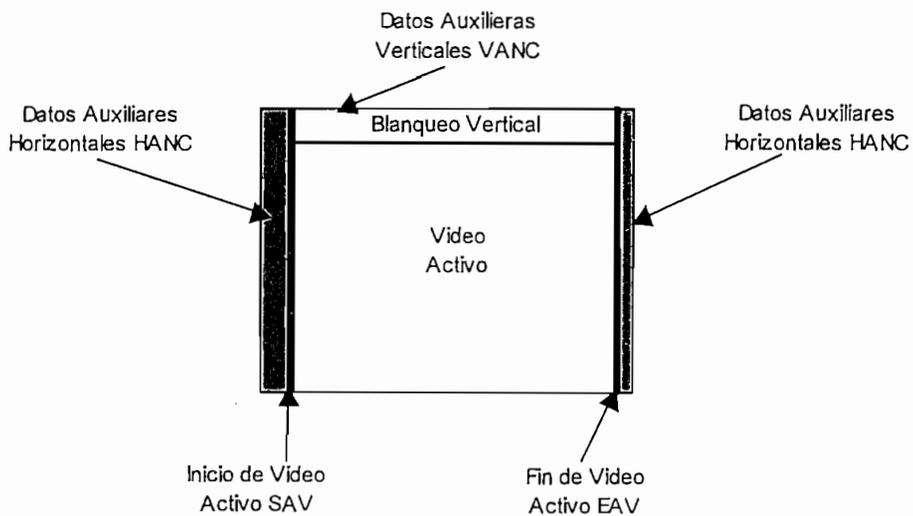


Figura 1.4.3 Espacio para inserción de datos auxiliares en una señal de video digital en componentes

1.4.1.2 Formato básico para inserción de audio.- La recomendación SMPTE 259M, básicamente recomienda la utilización de 4 canales de audio con 20 bits por muestra a la frecuencia de muestreo de 48 Khz, frecuencia que se asegura al reloj de la señal de video digital. Para inserción básica de audio en la señal de video digital, se considera el estándar profesional de audio digital AES/EBU analizado en la sección 1.3.3, cuya estructura para multiplexaje se presentan en la figura 1.4.5.

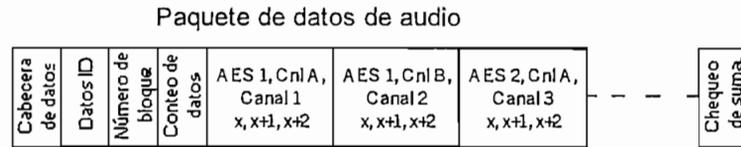


Figura 1.4.5 Inserción básica de audio

Desde el formato especificado por AES/EBU de 32 bits se extraen solo 23 bits, de los cuales, 20 son de datos de audio y 3 de datos C, U y V, los cuales se organizan en 3 palabras: X, X+1 y X+2 de 10 bits cada una (tabla 1.4.3), antes de su multiplexación en el paquete de inserción básica de audio. El bit 9 es siempre igual al complemento del bit 8 para asegurar que las palabras 3FF-3FC o 003-000 no sean utilizadas en esta posición y el bit Z indica con un "1" el inicio del bloque de 192 tramas de audio AES/EBU.

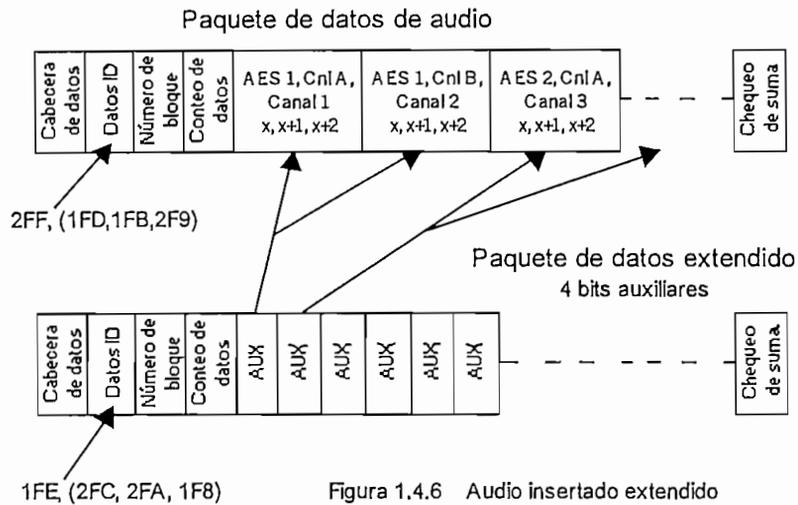
Bit	X	X+1	X+2
b9	no b8	no b8	no b8
b8	aud 5	Aud 14	Paridad
b7	aud 4	Aud 13	C
b6	aud 3	Aud 12	U
b5	aud 2	Aud 11	V
b4	aud 1	Aud 10	aud 19 (MSB)
b3	aud 0	Aud 9	aud 18
b2	ch bit-1	Aud 8	aud 17
b1	ch bit-2	Aud 7	aud 16
b0	Z-bit	Aud 6	aud 15

Tabla 1.3.4

1.4.1.3 Formato extendido para audio insertado.- Este formato se utiliza cuando se transmite audio AES/EBU con 24 bits por muestra, para lo cual se utiliza el arreglo de la figura 1.4.6.

Se conserva el paquete de audio básico AES/EBU y se transmite inmediatamente el paquete formado por los 24 bits extendidos de audio. Este formato permite algunas otras características, tal como operación de reloj no sincrónica, frecuencias de muestreo diferentes a

48 Khz, información de retardo audio - video para cada canal. Los datos ID permiten la configuración de 16 canales de audio o mas en sistemas digitales en componentes, conteo de "cuadros de audio" para sistemas de 525 líneas.



1.4.2 Compresión de video digital

Un campo en el que se han dado notables avances en nuestra época, es aquel que tiene que ver con la compresión de video, cuyos objetivos son: disminución de la cantidad de bits a ser transmitidos o almacenados en cada segundo, sin perder la información original, mayor capacidad de almacenamiento digital de video, disminución en el tamaño de los equipos, reducción de costos, alta eficiencia, confiabilidad y flexibilidad en las aplicaciones. La exigencia actual ha obligado a desarrollar técnicas de compresión cada vez más avanzadas, tal es así, que existen técnicas que se encuentran en pleno proceso de investigación, mientras que otras ya han sido difundidas y aplicadas en equipos, tales como los CD ROM, CD de video, Discos de video digital DVD, sistemas de transmisión por satélite, etc, que son ampliamente utilizados tanto a nivel profesional como comercial. La digitalización de video produce trenes de bits con altas velocidades, las cuales dependen de su aplicación en diferentes sistemas de video y telecomunicaciones (Tabla 1.4.4), de tal forma que mientras mayor es la calidad de video, la cantidad de bits por segundo también es mayor. De acuerdo a esto, el reto de los diseñadores es de disminuir la tasa de bits, para que la información digital pueda alcanzar en el ancho de banda del canal de transmisión asignado por ley, así como también para la optimización del uso de los dispositivos de almacenamiento [12].

En estaciones de trabajo digitales (*workstations*), diseñadas para edición de video y audio, el material procesado se almacena en discos duros *Hard disk* para acceso aleatorio, pero tales discos, no ofrecen la suficiente capacidad de almacenamiento para cantidades reales de información sin compresión [13].

Sistema	Velocidades (Mbps)
ISDN	0.144
CD-ROM	1.2
Videoconferencia	0.056 - 0.384 - 1.5
DS-1 (T1)	1.544
PC's y MC's	2.5
Ethernet	10
DS-3 (T3)	45
Canal VHF de 6 Mhz	20-25
Interfaz SCSI	40
Interfaz HIPPI	800

Tabla 1.4.4

Entre las principales ventajas que se consiguen al utilizar compresión digital, se pueden mencionar: reducción de los espacios de almacenamiento, reducción del tamaño de las cintas magnéticas para almacenaje, alcance de mayores velocidades de reproducción, mejoramiento del tiempo de acceso y de la velocidad de rebobinaje. En general todo tipo de compresores producen retardo y mientras mayor sea la compresión, mayor es el retardo de tiempo.

El proceso de compresión se divide en dos etapas: La primera es reducción de datos redundantes para eliminar información que no es requerida en la reconstrucción y que son generadas por altas correlaciones entre los datos de la imagen y la segunda etapa es codificación de los datos no redundantes de forma que se obtenga el menor número de bits necesarios para representar la imagen.

1.4.2.1 Redundancia [12].- La reducción de bits se basa en el aprovechamiento de la redundancia de información que existe en la señal digital, así por ejemplo, en una escena en la que el entorno permanece constante a lo largo del tiempo, la mayor parte de su información permanece constante, generándose gran cantidad de datos redundantes, de modo que los elementos de la imagen no son aleatorios, sino que presentan una *importante correlación espacial*. En señales de video se pueden encontrar tanto redundancias espaciales como temporales, siendo la **Redundancia espacial**, aquella información similar o repetida contenida en la dimensión del video tanto en sentido horizontal como vertical, mientras que la

Redundancia temporal, hace referencia a la información similar o repetida, entre campos o cuadros en el tiempo.

Se conoce que la cantidad de información I_i , contenida en un evento particular X_i , cualquiera, es inversamente proporcional a la probabilidad de ocurrencia de dicho evento p_i , tal como se expresa en la ecuación 1.4.1, cuya unidad de medida es en bits de información.

$$I_i = \log_2 \left(\frac{1}{p_i} \right) \quad \text{Ec. 1.4.1}$$

Así por ejemplo, si se menciona "El océano estará en la costa mañana", podemos decir que la ocurrencia de dicho evento es uno, entonces la cantidad de información es cero. Pero si se menciona "El océano no estará en la costa mañana", la cantidad de información es muy grande, debido a que la probabilidad de ocurrencia de tal evento tiende a ser cero. Cuando se trabaja con señales de video digital, un evento particular y la cantidad de información transportada, está representada por la ocurrencia de cada pixel sobre la imagen. La información que se desea codificar para su transmisión, puede ser representada por diferentes cantidades de bits para entregar una misma cantidad de información, esta situación genera datos redundantes, siendo los "bits de datos" el transporte de los "bits de información".

Suponiendo una fuente de información con M (número de símbolos de la fuente) símbolos " S_1, S_2, \dots, S_M ", en donde la probabilidad de ocurrencia de cada símbolo es estadísticamente independiente con probabilidades " p_1, p_2, \dots, p_M " y conociendo que la probabilidad de ocurrencia de un símbolo determinado S_i en el mensaje estaría dado por $p_i N$ (N número de símbolos que contiene el mensaje), entonces la cantidad de información contenida por cada símbolo del mensaje estaría dada por la expresión:

$$I_i = p_i \quad N \log_2 \left(\frac{1}{p_i} \right) \quad \text{Ec. 1.4.2}$$

por tanto, la cantidad de información total contenida en el mensaje sería:

$$I_{TOT} = \sum_{i=1}^M p_i N \log_2 \left(\frac{1}{p_i} \right) \quad \text{Ec. 1.4.3}$$

Para calcular la cantidad promedio de información por cada símbolo, denominada también como **Entropía** de la fuente " H ", se divide la cantidad promedio de información " I_{tot} " para el número de símbolos " N " contenidos en el mensaje (Ec. 1.4.4):

$$H = \frac{I_{TOT}}{N} = \sum_{i=1}^M p_i \log_2 \left(\frac{1}{p_i} \right) \quad \text{Ec. 1.4.4}$$

así por ejemplo, si la fuente con M símbolos tiene probabilidades de ocurrencia iguales, es decir, $p_1 = p_2 = \dots = p_M = 1/M$, entonces se obtiene la entropía máxima H_{max} de la fuente (Ec. 1.4.5):

$$H_{max} = \sum_{i=1}^M \frac{1}{M} \log_2 \left(\frac{1}{M} \right) = \log_2 M \quad \text{Ec. 1.4.5}$$

y para una fuente con 2 símbolos, la entropía máxima resulta ser $H_{max}=1$.

De la ecuación 1.4.5, se observa que el valor de entropía máxima, se produce cuando los símbolos tienen igual probabilidad de ocurrencia, pero en el caso de señales de video digital, tener cada pixel con igual probabilidad, significaría que la imagen corresponde a ruido blanco. Afortunadamente en video, una imagen con ruido blanco no es común, sino que, los pixeles están altamente correlacionados, lo cual hace que los símbolos no tengan igual probabilidad de ocurrencia, de manera que la entropía generalmente, es mucho menor que la entropía máxima de la fuente. Cuando una imagen no tiene cambios bruscos, la diferencia promedio entre pixeles adyacentes es pequeña, pero cuando existen altos contrastes, esta "diferencia de señal" promedio, toma valores altos. En escenas típicas de video, estas diferencias de señal son pequeñas y centradas alrededor de cero, por tanto, tienen una probabilidad alta de ocurrencia, conduciendo a valores bajos de entropía. Nuestra capacidad de procesamiento visual imperfecta, permite introducir distorsiones en la señal de video, lográndose mayores tasas de compresión al bajar de aquellos valores que nos permite el valor de la entropía. Cabe notar que la codificación realizada por un conversor A/D, es completamente ineficiente, ya que se asignan un mismo número de bits a cada pixel de video, sin considerar su probabilidad de ocurrencia, lo cual introduce gran cantidad de datos redundantes.

Una imagen digital es un arreglo espacial de $N \times N$ números enteros o elementos de imagen (pixeles), dicha imagen necesita $N^2 \beta$ bits para su representación, siendo β el número de bits por pixel. El objetivo de la compresión es reducir al máximo, el número de bits necesarios para representar y reconstruir un duplicado confiable de la imagen original [14].

Actualmente existe variedad de normas para reducción de datos redundantes, disponibles como productos comerciales o como estándares internacionales.

1.4.2.2 Técnicas de Primera Generación.- Es un grupo de técnicas desarrolladas bajo un punto de vista clásico de la codificación de imágenes. Una primera clasificación de los métodos de codificación se tiene considerando las técnicas de **Compresión sin pérdidas lossless** y **Compresión con pérdidas lossy**, en donde las primeras son capaces de reconstruir exactamente la imagen original, mientras que las segundas introducen distorsiones que deben

ser minimizadas al máximo. Nuestro cerebro y vista, tienen un sistema de procesamiento visual imperfecto de la información, esta propiedad es aprovechada por las técnicas de compresión con pérdidas, que permiten reducir la tasa de bits, introduciendo distorsiones en la señal que son indetectables por el ojo humano.

Una segunda clasificación puede basarse en el espacio en donde se aplica el método, tal es el caso del método espacial, en el que se agrupan píxeles en una forma apropiada y el método de transformación, en el que se utilizan un grupo de coeficientes de frecuencia.

Una última clasificación toma en cuenta, la combinación de métodos aplicados tanto en el dominio espacial como en el dominio de la transformada, denominados métodos híbridos de compresión. A continuación se mencionan brevemente varias técnicas de compresión de primera generación [14]:

- **Codificación Predictiva:** Este es un método de compresión espacial en el que no se toma en cuenta las propiedades de la visión humana. La tasa de compresión para predicción bidimensional, esta al rededor de 4:1.
- **Modulación Diferencial de Pulsos Codificados DPCM:** Es un método de compresión espacial que permite tasas de compresión de alrededor de 2.5:1. Los esquemas DPCM adaptivos, pueden generar tasas de compresión de 3.5:1, en esta técnica se genera un **Error de predicción** que es la señal a transmitirse, lográndose reducir la cantidad de bits sin perder información. Cuando existe una señal de video con cambios bruscos, este método comienza a presentar ciertos inconvenientes, tal como sobrecargas temporales o espaciales, las cuales introducen distorsiones codificadas altamente visibles, como *jitter* y efectos de sal y pimienta en las zonas planas de video.
- **Modulación Delta:** Es un método de compresión espacial, cuya tasa de compresión promedio no es muy alta, resultando ser una técnica de compresión simple.
- **Codificación por Interpolación:** Es un método de compresión espacial, en el cual se utilizan interpoladores de orden cero y de primer orden, generándose tasas de compresión de alrededor de 4:1. Se pueden utilizar polinomios de mayor orden, pero la complejidad computacional no justifica los resultados, esta técnica no toma en cuenta las propiedades de la visión humana.
- **Codificación por Plano de Bits:** Es un método de compresión espacial, con el que se consiguen tasas de compresión de 4:1, una vez mas sin tomar en cuenta las propiedades de la visión humana.
- **Codificación de longitud variable:** VLC (Variable length Coding), es una técnica básica en casi todos los métodos de compresión, en la cual, se calcula la frecuencia de ocurrencia de varios valores de píxeles y luego se asigna menor número de bits a los

valores de píxeles más probables. Es una técnica de compresión sin pérdidas, ya que la información original se recupera exactamente.

- Transformación de Karhunen-Loève: Es un método de compresión por transformación, que se constituye en la mejor transformación lineal para conseguir coeficientes correlacionados, sin embargo, no es muy utilizado en la práctica, debido a la alta capacidad computacional requerida.
- Transformación rápida: Es uno de los métodos de transformación lineales, que puede ser calculado con $N \log_2 N$ operaciones. Las técnicas más importantes son las técnicas de Fourier, Hadamard, Haar, Seno, Coseno y de inclinación *slant*. Una de las diferencias principales entre estas técnicas y la de Karhunen-Loève, es que estas transformadas no dependen de la estadística de la imagen de entrada.

Cuando se realiza compresión utilizando la combinación de varios métodos, se está aplicando estrategias en codificación, las cuales pueden dar origen a variadas técnicas de compresión, como los ejemplos mencionados a continuación:

- Una de las estrategias de compresión por transformación, es codificar una imagen mediante transformación bidimensional, aplicada a arreglos de $N \times N$ píxeles, o mediante transformación unidimensional aplicada a líneas de imagen.
- Otra alternativa, consiste en modificar el tamaño de la transformada, en donde la estrategia común es subdividir la imagen en subimágenes de tamaño $M \times M$ con $M < N$ y transformar cada subimagen separadamente, estas técnicas pueden conseguir compresiones mayores que 10:1.
- Otra de las posibilidades es poner límites en la magnitud de los coeficientes de transformación, haciendo que los coeficientes bajo un cierto límite se asignen a cero, con lo cual se obtienen tasas de compresión de alrededor de 15:1, con buena calidad en la codificación de imagen.
- Los esquemas de compresión MPEG, que se analizarán más adelante, utilizan Codificación con submuestreo e interpolación, aplicadas antes de la codificación propiamente dicha. El concepto básico de submuestreo es el de reducir la dimensión de la entrada de video (dimensiones horizontal y/o vertical) y por tanto el número de píxeles a ser codificados, antes de la compresión. En algunas aplicaciones de video se submuestra también en la dirección temporal, para reducción de la tasa de cuadros igualmente antes de la codificación [15]. En recepción las imágenes decodificadas se interpolan para su presentación final, esta técnica es considerada como una de las más elementales técnicas de compresión, que utiliza características

se estima, codifica y transmite un solo vector de movimiento por cada uno de estos bloques.

La alta exigencia de la tecnología actual, hace necesario desarrollar nuevas estrategias de compresión, es así como aparecen los métodos de codificación híbrida, en donde se combinan codificación predictiva DPCM y codificación por transformación, que actualmente son los mas populares en el mercado. La combinación de las dos técnicas forman una codificación híbrida que permite compresiones de alrededor de 8:1, con simplicidad de *hardware* (DPCM) y una ejecución robusta (Codificación por transformación). A continuación se analizarán algunos de los estándares de compresión mas utilizados por la industria del video Digital:

- Codificación por Transformación de Coseno Discreto DCT
- Compensación de movimiento DPCM / DCT
- Estándar JPEG
- Estándar MPEG

1.4.2.4 Codificación por Transformación de Coseno Discreto DCT [12].- La Transformada de Coseno Discreto DCT (Discrete Cosine Transform), es similar a la transformada discreta de Fourier, la cual ayuda a separar una imagen en sub-bandas espectrales, permitiendo diferenciación de la calidad visual de la imagen.

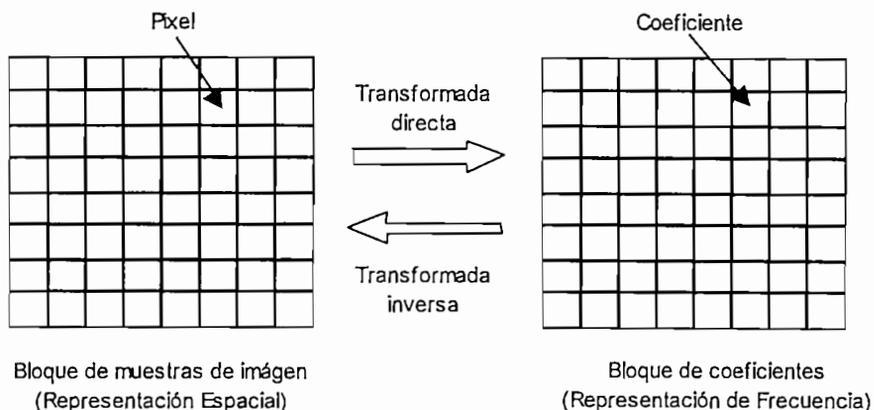


Figura 1.4.8 Transformación de la representación espacial en representación de frecuencia

El propósito de esta técnica, es de-correlacionar el contenido de redundancias espaciales de la imagen y codificar los coeficientes de la transformada en lugar de los pixeles originales de la imagen. Al aplicar DCT sobre el dominio espacial bidimensional, se obtiene como resultado un grupo de coeficientes, que representan a los valores cuantizados de los

pixeles en el dominio de la frecuencia (figura 1.4.8), en donde un bloque de muestras de imagen representadas en el espacio, se transforman mediante DCT en otro bloque igual de coeficientes, que constituyen su representación en la frecuencia. Para recuperar la representación en el dominio espacial se toma la Transformada de Coseno Discreto inversa IDCT.

El algoritmo computacional utilizado para el cálculo de los coeficientes de frecuencia, esta dado por la ecuación 1.4.6, en donde $A(i,j)$ contiene la intensidad de cada pixel en un arreglo de filas "i" y columnas "j", $B(k_1,k_2)$ contiene los coeficientes de frecuencia en un arreglo de filas "k1" y columnas "k2" de la imagen original contenida por $A(i,j)$, N_1 y N_2 es el número de pixeles de alto y ancho de la imagen respectivamente.

$$B(k_1, k_2) = \sum_{i=0}^{N_1-1} \sum_{j=0}^{N_2-1} 4A(i, j) \cos\left[\frac{\pi k_1}{2N_1}(2i+1)\right] \cos\left[\frac{\pi k_2}{2N_2}(2j+1)\right] \quad \text{Ec. 1.4.6}$$

Se puede observar que la DCT contiene operaciones con números reales, lo cual optimiza la cantidad de computación necesaria, comparada con la capacidad que se necesitaría en la implementación directa de la transformada discreta de Fourier. Cuando se toma la transformada DCT directa a un grupo de muestras de imagen, se observa que los coeficientes significativos de frecuencia, se agrupan alrededor de la parte superior izquierda del bloque de coeficientes, debido a que dicha zona contiene las componentes de baja frecuencia, correspondientes al promedio de brillo de la imagen, denominados **Coefficientes DC**. El resto de coeficientes que se alejan de la zona anterior hacia la zona inferior derecha, corresponden a componentes de alta frecuencia, denominados **Coefficientes AC**, los cuales disminuyen su valor y son despreciables frente a los coeficientes DC. Debido a que la señal de video se caracteriza por poseer gran cantidad de información relacionada con baja frecuencia, se puede realizar una compresión eficiente aplicando DCT sobre el bloque de muestras de imagen, permitiendo obtener un bloque más pequeño y compacto de coeficientes de frecuencia, que resulta mejor para transmisión que los valores de pixeles de la imagen. La transformada DCT ha resultado ser una de las codificaciones más exitosas, por esto es acogida en la mayoría de estándares de codificación de imágenes, además es un algoritmo rápido y permite aplicaciones en tiempo real [15].

1.4.2.5 Compensación de movimiento DPCM / DCT [12].- Al igual que sucede en un campo/cuadro de video, en donde los pixeles adyacentes son dependientes entre sí creando una relación inter-pixel, se encuentra también una relación entre cuadros adyacentes, dando como resultado una relación denominada inter-campo/cuadro, de esta manera, se obtiene otro tipo de datos redundantes que aparecen en el dominio temporal dando origen a un nuevo tipo de compresión. Los cambios producidos en el contenido de una imagen, se pueden

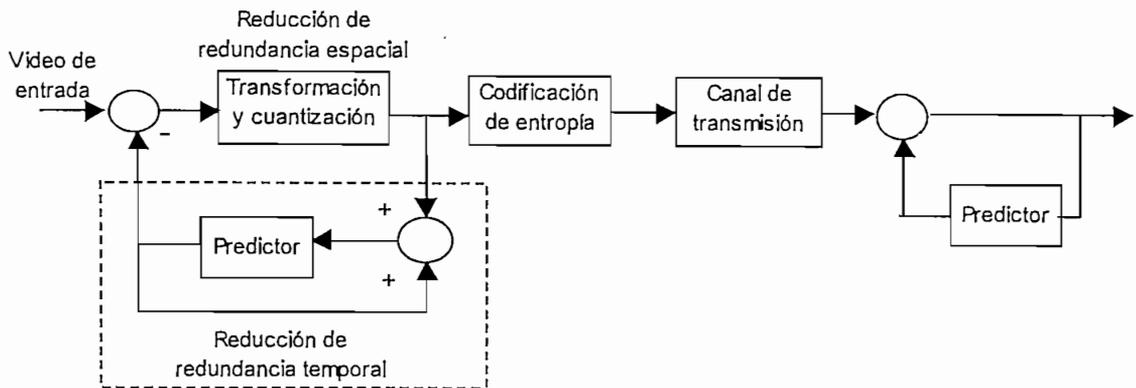


Figura 1.4.9 Diagrama de bloques de un sistema de compresión híbrido DPCM / DCT

1.4.2.6 Estándar JPEG (16).- El estándar JPEG es un esfuerzo inicial de las tres mas grandes organizaciones del mundo: la Organización Internacional para Estandarización ISO, el Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía CCITT y la Comisión Electrotécnica Internacional IEC. Su trabajo inicia en 1982, con el desarrollo de un estándar para compresión de imágenes estáticas, su objetivo era el desarrollo de un esquema de compresión de datos progresivo, que permitiera al menos el reconocimiento de la imagen, al ser transportada sobre una línea ISDN a 64 Kbps. En el año 1987, se presentan 12 proposiciones para métodos básicos de compresión, pero luego de muchos debates centrados en la calidad de imagen, se elige el método de la Transformada Coseno Discreta DCT, debido a su superioridad en calidad de imagen y su flexibilidad de implementación. En 1990, durante la convención del comité de estudio ISO/IEC, se aprueba el registro JPEG como un comité de ISO en el acuerdo 10918 titulado: "Compresión digital y codificación de imágenes quietas con tono continuo", en cuyo proceso de compresión de video se ejecutan las siguientes etapas:

1. La imagen se transforma en un espacio de color mas apropiado, para ello los colores R, G y B se convierten en las señales Y, B-Y y R-Y, de acuerdo a las expresiones recomendadas por CCIR 601.
2. En esta etapa opcional, usualmente las componentes de color se muestrean a una frecuencia 2:1 mas baja (*under sampled*), es decir, dos pixeles adyacentes se promedian en un solo valor de pixel, mientras que la luminancia se deja con resolución total. El sistema visual humano, siendo más sensitivo a los cambios de brillo o luminancia que a los cambios de color, permite reproducir una imagen utilizando un número menor de muestras de diferencias de color Cb y Cr, de acuerdo a esto, se pierde información de color no apreciable en la imagen, pero en cambio, se reduce el volumen de datos a 2/3.

- Método sin pérdidas *Lossless*: La necesidad de una recuperación perfecta de la imagen original, como por ejemplo, en analizadores médicos y documentos legales, ha llevado hacia el desarrollo de un método de compresión sin pérdidas, para lo cual la técnica no incorpora DCT, debido al error de redondeo producido.
- Método jerárquico: Este método codifica las imágenes con resoluciones incrementales, de tal forma que se puedan presentar en la pantalla tan rápido como sea posible, así por ejemplo, es muy común en Internet en los *World Wide Web Browsers* tal como *Netscape*, el mostrar imágenes a 256 x 256, 512 x 512 y 1024 x 1024 pixeles de resolución, cuyas imágenes se encuentran rápidamente disponibles a una resolución muy baja, sin tener que bajar el archivo completo. Lo anterior tiene su ventaja, ya que un archivo con baja resolución ocupa mucho menos memoria que la imagen en alta resolución.
- Método progresivo: Se utiliza para transmisiones de imagen en tiempo real, los coeficientes DC son enviados incrementalmente, es decir, primero la información de bajas frecuencias seguido progresivamente por los coeficientes de altas frecuencias hasta que toda la imagen sea presentada.

En general, JPEG se aplica a fotografías o campos/cuadros de video, pero cuando los codificadores JPEG se aplican a secuencias de campos y cuadros como en las señales de video, da lugar a la denominada compresión **JPEG con movimiento** (Motion JPEG).

1.4.2.7 Estándar MPEG.- MPEG (Motion Pictures Experts Group) se estableció en 1988 con un esfuerzo del comité técnico ISO/IEC, dedicados a la codificación de imágenes en movimiento incluyendo audio asociado, así como también multiplexación y transmisión de los trenes de bits [15]. MPEG desarrolla a través del tiempo varios estándares, como son: MPEG-1, MPEG-2 y MPEG-4, los cuales se basan en la reducción de redundancias espaciales, aplicando técnicas de **Intra-cuadro** como las utilizadas en la compresión JPEG y la reducción de redundancias temporales, aplicando técnicas de **Inter-cuadro**, en donde se asumen movimientos de traslación correlacionados simples entre cuadros consecutivos.

Una de las claves para el éxito de los estándares de compresión MPEG, es la estructura genérica, desarrollada para soportar un amplio rango de aplicaciones. Cada usuario puede determinar una diversidad de parámetros iniciales, tales como, flexibilidad del tamaño de imagen y velocidad de cuadros para manejar un amplio rango de perfiles de aplicación. Otro de los factores importantes de las técnicas de compresión MPEG, es la estructura estándar del codificador y de los formatos del tren de bits, lo cual permite un alto grado de libertad para que los diseñadores mejoren la eficiencia de codificación.

En secuencias de video, existe gran cantidad de datos correlacionados entre cada campo/cuadro, por tanto, MPEG se desarrolla para tomar ventaja de esta condición y brindar mayores tasas de compresión. Es así que se definen tres tipos de cuadros:

Cuadros-I: Se denominan **Intra-cuadros**, a los cuadros o campos de video que constituyen la referencia para compresión de futuras imágenes en la secuencia de video y cuya compresión se basa solo en la reducción de redundancias espaciales.

Cuadros-P: Los **Cuadros-Predictivos**, se obtienen a través de la técnica predictiva de movimiento, utilizando tanto cuadros-I como cuadros-P anteriores. Considerando una fuente de imágenes que genera cuadros I en la secuencia: $I_0, I_1, I_2, I_3, \dots$ entrantes al codificador, mediante el restador de entrada (figura 1.4.11) se obtiene la secuencia: $I_0, P_1=I_1-I'_0, P_2=I_2-I'_1, P_3=I_3-I'_2, \dots$, en donde $I'_0, I'_1, I'_2, I'_3, \dots$, son los cuadros reconstruidos a través del sistema de re-alimentación del codificador y que corresponden a los cuadros de entrada más un error introducido en los cuantizadores. Por tanto, el error está relacionado a su propio cuadro y no a cuadros pasados, pero la predicción del próximo cuadro se realiza utilizando cuadros que contienen errores de reconstrucción, lo cual indica que la predicción no será tan buena como cuando se utiliza una imagen de referencia limpia. Esta es la razón por la que se evita largas secuencias de cuadros-P y se inserta periódicamente cuadros-I de referencia como refresco al proceso.

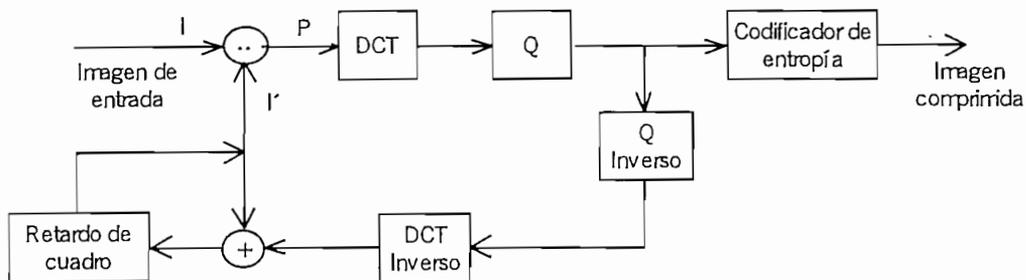


Figura 1.4.11 Diagrama de bloques de un Codificador predictivo de movimiento

Cuadros-B: MPEG introduce un nuevo tipo de cuadros predictivos conocidos como **Cuadros-Bidireccionales**, los cuales se basan en la predicción del promedio de dos cuadros en cualquier lado del cuadro actual y se utiliza en combinación con los cuadros-P. La ventaja de trabajar con cuadros-B, es la mejora de la eficiencia de predicción, además la tasa de bits generada es muy baja. La desventaja es que se genera mayor retardo en la señal codificada, ya que los cuadros-B requieren re-ordenamiento de los cuadros antes de su transmisión.

Si comparamos los datos generados al codificar cada uno de los tres tipos de cuadros descritos, se puede ver que los cuadros-I, son los que generan la mayor tasa de bits, ya que

diferencias de color Cb y Cr. La matriz Y tiene un número par de filas y columnas, mientras que las matrices de Cb y Cr son la mitad del tamaño de Y en cada dirección.

Corte: Se denomina corte (*slice*), a una serie de macrobloques adyacentes, utilizados para manejo de errores. Si el tren de bits contiene errores, el decodificador puede saltar al inicio del siguiente corte.

Macrobloques: Son arreglos de 16 píxeles x 16 líneas en la componente de Y y 8 píxeles x 8 líneas de las dos componentes de color. Un macrobloque contiene 4 bloques de Y, uno de la componente de color Cb y otro de la componente Cr.

Bloque: Un bloque es un arreglo de 8 píxeles x 8 líneas de valores de Y, Cb o Cr.

En MPEG, cada macrobloque contiene bloques de datos, tanto de luminancia como de color, en donde cada bloque está formado por arreglos de 8 x 8 píxeles. El primer cuadro de la secuencia de video (cuadro-I), se codifica como intra-cuadro aplicando DCT a cada bloque de 8x8 píxeles de luminancia y croma, luego de lo cual, cada uno de los 64 coeficientes obtenidos, se cuantizan uniformemente, siendo transmitido el valor de cuantización al receptor. Una vez que los coeficientes de frecuencia han sido cuantizados, se asignan palabras código de acuerdo a una **Codificación de entropía**, en la cual se desprecia aquellos coeficientes que no inciden en la visión humana. La codificación de entropía es un proceso transparente, tal que la señal de salida del decodificador, es una representación exacta de la señal de entrada al codificador.

El coeficiente DC correspondiente a la intensidad promedio de las componentes frecuenciales del bloque, se codifica utilizando predicción diferencial entre el coeficiente DC del bloque anterior y del actual, tomando en cuenta que existe una fuerte correlación entre los valores DC de bloques adyacentes. El resto de coeficientes DCT cuantizados diferentes de cero y sus ubicaciones, se exploran para transmisión en forma zigzag, cuyo propósito es ubicar al máximo número de coeficientes con valor cero, al final del rastreo y posteriormente, realizar codificación de entropía, que consiste en una pre-codificación de longitud variable VLC (Variable Length Code), seguido por codificación de Huffman. El código mas significativo de longitud variable, es el denominado **Fin de bloque** EOB (End Of Block), que se ubica al final de cada bloque rastreado en zig-zag. La exploración zigzag permite la conversión de un ordenamiento bidimensional en un arreglo unidimensional, a través del mecanismo de exploración para transmisión presentado en la figura 1.4.13.

Los valores de cuantización de los coeficientes AC diferentes de cero, se detectan a lo largo de la línea de exploración, así como también la distancia entre dos coeficientes consecutivos no cero, se codifican con un solo código VLC. La exploración zigzag se realiza

desde los coeficientes mas bajos de frecuencia (que contienen mayor energía), hasta llegar a los coeficientes mas altos de frecuencia (que contienen menor energía).

C00	C01	C02	C03	C04	C05	C06	C07
C10	C11	C12	C13	C14	C15	C16	C17
C20	C21	C22	C23	C24	C25	C26	C27
C30	C31	C32	C33	C34	C35	C36	C37
C40	C41	C42	C43	C44	C45	C46	C47
C50	C51	C52	C53	C54	C55	C56	C57
C60	C61	C62	C63	C64	C65	C66	C67
C70	C71	C72	C73	C74	C75	C76	C77

Figura 1.4.13 Exploración zig-zag de los coeficientes de frecuencia cuantizados para transmisión

El tren de audio MPEG, está formado por una serie de paquetes, cada uno de los cuales posee una cabecera de datos y una o mas estructuras de audio. Cada cabecera de paquete, contiene un código de inicio de paquete y su longitud. Una estructura de audio contiene una cabecera de trama que contiene sincronización, datos de identificación ID, tasa de bits y frecuencia de muestreo, código para corrección de errores, datos de audio y datos auxiliares definidos por el usuario (17).

MPEG-1 se desarrolló en el año 1992, dedicado a la codificación de imágenes en movimiento, audio asociado y su combinación, para almacenamiento y recuperación de un medio de almacenamiento digital con una tasa de alrededor de 1.5 Mbps [13]. Diseñado para fuentes de video no entrelazadas y aplicaciones de CD-ROM. Cada codificador y decodificador debe ser capaz de soportar por lo menos los siguientes parámetros para representación de tamaños de televisión con las siguientes características: acceso aleatorio sobre cuadros de video, búsqueda en avance y retroceso rápido sobre los trenes de datos comprimidos, reproducción en reversa de video y capacidad de edición de los trenes de bits comprimidos. MPEG-1 se desarrolla para formatos de video de entrada no entrelazada, sin embargo, la codificación de televisión entrelazada es una importante aplicación, por tanto, se realiza conversión de la fuente entrelazada de video en un formato progresivo intermedio, antes de iniciar la compresión.

Otra de las características del estándar MPEG-1, es la posibilidad de generar tasas de bits determinadas, es decir, la calidad de video para aplicaciones específicas mediante el ajuste del tamaño de los intervalos de cuantización. MPEG-1 permite al codificador seleccionar diferentes valores de cuantización para cada macrobloque, lo cual proporciona gran flexibilidad para ubicar píxeles en la imagen en donde se requiere gran calidad. El control

de la tasa de bits no es parte del estándar MPEG-1, sino que se deja a criterio de los diseñadores, cabe anotar que la tasa de bits seleccionada para compresión de vídeo, impacta fuertemente en la calidad de imagen en el receptor. El usuario puede acomodar diversos tipos de cuadro en una secuencia de vídeo con un alto grado de flexibilidad, permitiendo diversos requerimientos de aplicación, así por ejemplo, una secuencia de vídeo que utiliza solo cuadros-I (I,I,I,...), puede ejecutar acceso aleatorio y editabilidad a costa de bajas tasas de compresión. Una secuencia de vídeo con aparición regular de cuadros-P (I,P,P,P,P,I,P,P,P,P,I,.....), permite tasas de compresión moderadas y cierto grado de acceso aleatorio. Una secuencia de vídeo que incorpora los tres tipos de cuadro, I, P, y B (I,B,B,P,B,B,I,B,B,P,.....), permite altas tasas de compresión y acceso aleatorio razonable, pero se incrementan significativamente retardos en codificación, los cuales no son tolerables en aplicaciones de videotelefonía y videoconferencia.

MPEG-2 se entrega en el año de 1994, el cual contempla algoritmos de compresión de vídeo y audio asociado, para un amplio rango de aplicaciones audiovisuales y mayores tasas de compresión, desarrollado para conseguir características que no podían ser alcanzadas por MPEG-1. Sus aplicaciones tales como distribución de televisión digital por cable, servicio de redes para datos vía **ATM** (Asynchronous Transfer Mode), aplicaciones de grabación en cinta de vídeo digital y distribución de televisión digital terrestre y satelital, han probado ser de mayor calidad. El desarrollo de este estándar, está destinado al almacenamiento digital, emisión de Televisión, transmisión de HDTV y distribución de vídeo, audio y datos en paquetes sobre canales de telecomunicación a velocidades entre 4 y 80 Mbps. Además especifica un grupo de herramientas de compresión que pueden ser utilizadas de acuerdo a reglas exactas de una sintaxis de compresión, lo que facilita el intercambio de trenes de bits entre aplicaciones diferentes. La especificación de MPEG-2 se intenta que sea genérica, para permitir facilidad de intercambio entre trenes de bits en diferentes aplicaciones. MPEG-2 es un estándar superior a MPEG-1 pero diseñado para ser compatible, de tal forma que un decodificador de MPEG-2 puede interpretar un tren de bits válido MPEG-1.

MPEG-2 introduce el concepto de los cuadros y campos de vídeo, así como también modos de predicción de cuadros y campos para permitir la codificación de vídeo entrelazado y progresivo, para lo cual, 2 campos de un cuadro se codifican separadamente como macrobloques adyacentes no sobrepuestos y se aplica DCT en base a campos. Otra alternativa del algoritmo MPEG-2, es codificar dos campos juntos como un cuadro, similar a la codificación convencional de vídeo progresivo, donde campo par e impar se mezclan para formar dicho cuadro.

El algoritmo de compresión MPEG-2 está basado en la codificación híbrida DPCM / DCT, en la cual se incorpora estructuras en macrobloque, compensación de movimiento, modos de codificación condicionales para macrobloques y se conserva el concepto de los cuadros I, P, y B [15].

Una característica esencial del codificador MPEG-2, es la posibilidad de actualizar la información de los macrobloques, solo si es necesario, es decir, si el contenido del macrobloque cambia en comparación con el contenido del correspondiente macrobloque en el cuadro anterior. MPEG-2 distingue principalmente entre tres diferentes tipos de codificación de macrobloques MB:

Macrobloque suprimido: Este tipo de codificación no genera ni envía información acerca de los macrobloques, debido a que los vectores de desplazamiento son cero, es decir, no existe movimiento de objetos en la imagen.

Inter macrobloque: Este método utiliza predicción con compensación de movimiento, para lo cual se transmiten el tipo de MB, la dirección de MB y si se requiere, el vector de movimiento, los coeficientes DCT y el tamaño de cuantización.

Intra macrobloque: Se utiliza solo en predicción intra-cuadro, en este caso se transmiten el tipo de MB, la dirección de MB, los coeficientes DCT y el tamaño de cuantización.

La secuencia de video GOP, comunmente utilizada en el algoritmo MPEG-2, es la que se observa en la figura 1.4.14, la cual tiene una duración relativamente corta de aproximadamente 0.5 seg y que permite conseguir retardos cortos en la codificación [16].

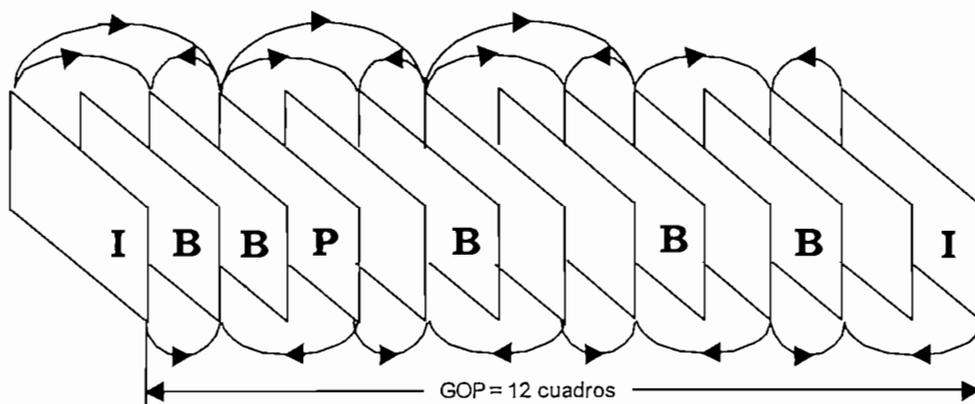


Figura 1.4.14 Estructura de un GOP en compresión MPEG-2

La figura 1.4.15, presenta el diagrama de bloques general de un codificador MPEG-2 [12]. Cada sistema de compresión puede ser tan sencillo o tan complejo como se requiera, dependiendo de la aplicación final de la imagen, así por ejemplo, en algunos sistemas se

necesita calidad de video moderada, entonces es suficiente tener esquemas de compresión de un solo paso, tal como sucede en video teléfono y sistemas de emisión digital terrestre.

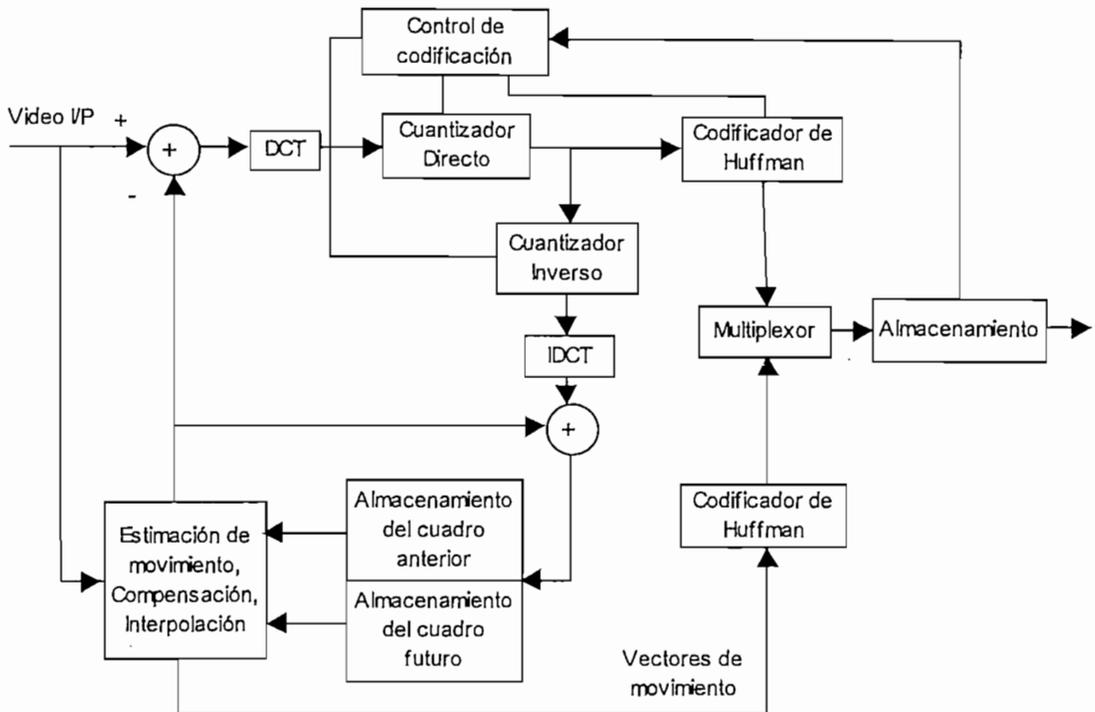


Figura 1.4.15 Codificador MPEG-2

La implementación completa de la sintaxis del algoritmo MPEG-2, puede no ser necesaria para la mayoría de aplicaciones, razón por la que se introduce el concepto de **Perfiles** y **Niveles** (Tabla 1.4.6), los cuales indican las características entre equipos que no soportan una implementación completa [15]. Un perfil es un subconjunto definido de la sintaxis completa MPEG-2, mientras que un nivel es un conjunto definido de restricciones impuestas en los parámetros del tren de bits. Las restricciones pueden incluir límites en los valores de los parámetros, tal como en la estructura y velocidad de datos de salida que puede procesar el codificador, es decir, un codificador determinado trabajará con su propio perfil y nivel [10]. Otros sistemas requieren alta calidad de video, pero al mismo tiempo reducción de costos, tal es el caso de los sistemas de grabación 4:2:2 en componentes, en donde se necesitan casetes compactos y tiempos de grabación considerables, en dicha aplicación se debe seleccionar cuidadosamente el tipo de compresión y el nivel de reducción de la tasa de bits. En canales de telecomunicación, la capacidad limitada de datos permite solo bajas tasas de bits, por tanto, se requieren altas tasas de compresión, en este caso, un solo paso de compresión no es suficiente, sino que es necesario reducir redundancias espaciales, temporales y con compensación de movimiento.

NIVELES	PERFILES				
	Bajo (Low) I, P 4:2:0	Principal (Main) I, P, B 4:2:0	Escalab. SNR I, P, B 4:2:0	Esc. Espacial I, P, B 4:2:0	Alto (High) I, P, B 4:2:2
Alto (High) 1920 x 1152		80 Mbps			100 Mbps
Alto 1440 (High) 1440 x 1152		64 Mbps		64 Mbps	80 Mbps
Principal (Main) 720 x 576	15 Mbps	15 Mbps	15 Mbps		20 Mbps
Bajo (Low) 352 x 288		4 Mbps	4 Mbps		

Tabla 1.4.6

Como se puede observar, existen 11 combinaciones aceptadas en el estándar MPEG'2, sin embargo, el trabajo ha sido desarrollado casi exclusivamente a Perfil principal & Nivel principal (MPEG-2 MP & ML). Pero en la actualidad, los diseñadores han reconocido ciertos problemas del estándar MPEG-2 MP & ML, llegando a un acuerdo para promover un nuevo perfil denominado **Perfil de estudio** (MPEG-2 422P & ML). Sus mejores características de calidad de la señal de video comprimido, han permitido su área de aplicación en producción y post-producción, llegando incluso a presentar ventajas de ser utilizado dentro del sistema de procesamiento digital en los canales de televisión.

MPEG-2 especifica además técnicas para aplicaciones con varias capas de reducción de datos, conteniendo trenes de bits insertados en subgrupos de datos comprimidos, lo cual permite la reconstrucción de imágenes con diferentes estándares de calidad y resolución. Estos codificadores se denominan **Sistemas escalables**, en donde el mínimo subgrupo que puede ser decodificado se denomina **Capa básica** y los subgrupos mas altos, **Capas mejoradas** (*enhanced*) [12]. Para soporte de aplicaciones mas allá de las obtenidas por el algoritmo de codificación en Perfil principal MP de MPEG-2, se estandarizan extensiones para codificación escalable, cuya función es proveer inter-operabilidad entre diferentes servicios y brindar flexibilidad a los receptores. Esta habilidad permite reconstruir en el receptor las imágenes con resolución total o se puede decodificar subgrupos de la estructura de tren de bits en capas para presentar video a una resolución mas baja, tanto espacial como temporal, o con calidad mas baja, tal es el caso de los receptores de HDTV, los cuales deben ser compatibles con los productos SDTV para evitar la transmisión de dos trenes de bits independientes.

En centros de edición MPEG, existe una falta de flexibilidad para encontrar los puntos exactos de entrada y salida en la secuencia de edición, originada por la codificación con predicción inter-cuadro/campo como ocurre con los cuadros-P y cuadros-B. Para la secuencia

de edición, solo se encuentran disponibles las imágenes de mayor calidad, es decir, los cuadros-I que como se recordará, aparecen solo en ciertos instantes de la secuencia de video. La alternativa podría ser la descompresión del video antes de la edición, luego de la cual se procedería a comprimir nuevamente, pero no es buena solución, ya que en cada edición se debe descomprimir el material generándose degradaciones de señal. Una mejor solución es aplicar esquemas de compresión de un solo paso, así por ejemplo, para aplicaciones de producción, se desarrollan sistemas de compresión de alta calidad, en donde los coeficientes DCT se cuantizan suavemente manteniendo la información fundamental de la señal original.

Las especificaciones del sistema MPEG-2 además de establecer los procesos de compresión de video y audio, definen el formato de la señal digital para su transmisión de acuerdo a los siguientes procesos:

- Un protocolo para la transferencia de datos en paquetes
- Un método de sincronización de codificadores y decodificadores
- La multiplexación y demultiplexación de trenes de datos
- La posibilidad de encriptación para acceso condicional.

Los trenes de bits recibidos desde los codificadores de audio y video en forma de **Trenes elementales ES** (Elementary stream), son empaquetados separadamente obteniéndose dos **Paquetes de trenes elementales PES** (Packetized Elementary Streams), que posteriormente son multiplexados en un **Tren de programa PS** (Program Stream) o en un **Tren de transporte TS** (Transport Stream) [10].

El tren PS, se diseña para aplicaciones locales, es decir, para operar en medios relativamente libres de errores tales como: multimedia interactivo basado en CD-ROM, transmisión sobre una red LAN y sistemas de procesamiento por software, tal como almacenamiento en discos duros. El tren TS, se diseña para aplicaciones de emisión de televisión y de redes de transmisión de larga distancia, en este caso, el tren TS puede trabajar en medios ruidosos y propensos a errores.

Los dos tipos de trenes de bits están basados en paquetes de datos que pueden manejar tasas de bits fijas o variables, con longitudes de trenes PS variables y longitudes de trenes TS fijos con 188 bytes, de los cuales 4 se utilizan como prefijo o cabecera y los 184 restantes se utilizan para datos. La figura 1.4.16, muestra la estructura de los trenes TS de MPEG-2, que presenta los segmentos de mayor importancia como es el campo ID (PID) de identificación, el campo de control de encriptación, el contador de continuidad y el tren de datos [17].

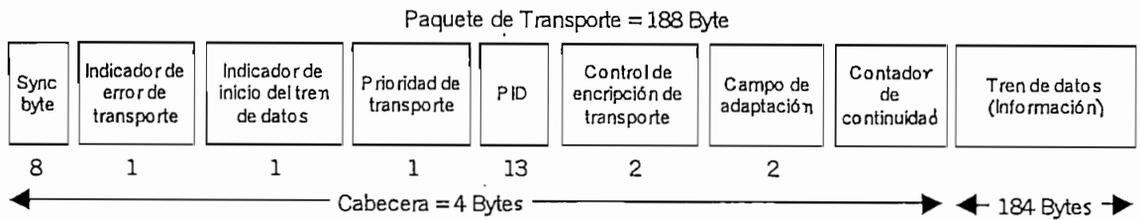


Figura 1.4.16 Estructura del tren de transporte de datos TS

En MPEG-2, los paquetes PES de audio, video y datos auxiliares, pueden ser multiplexados con otros paquetes PES en el tren TS, en donde cada paquete PES se construye con 188 bytes de longitud del tren TS, tomando en cuenta que TS no está construido con trenes PS sino que los paquetes PES están multiplexados en el tren TS (Figura 1.4.17).

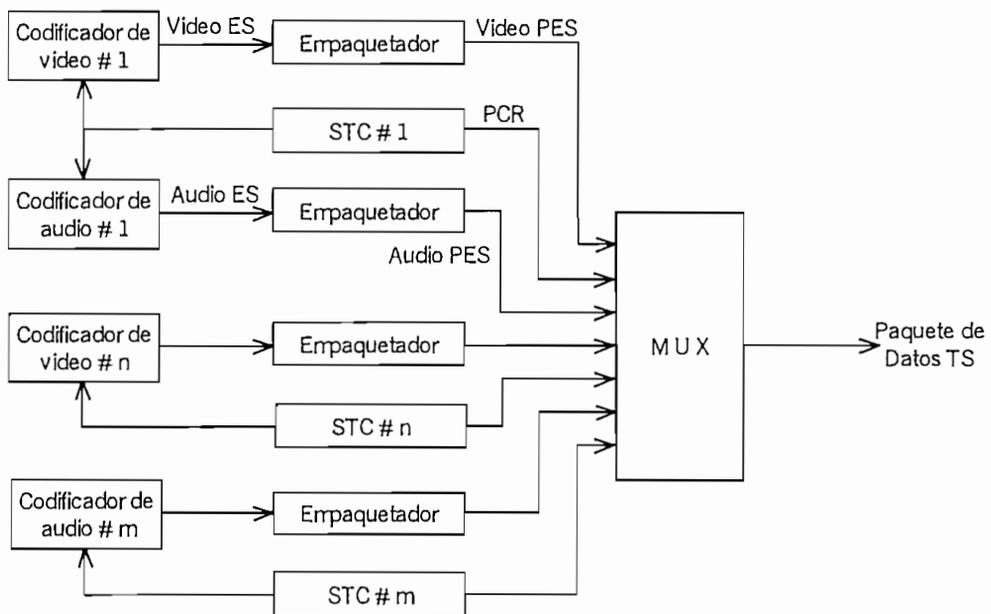


Figura 1.4.17 Diagrama de bloques de un empaquetador de un tren de Datos de transporte

Un tren TS puede contener varios programas independientes y, para identificar cada programa particular sea video, audio o datos auxiliares, cada paquete PES es acompañado por un **Identificador de programa PID** (Program Identifier), de acuerdo a esto, se puede aumentar programas al tren TS existente y de manera similar se puede extraer fácilmente uno o más programas de un tren TS multiprograma. Cada uno de los programas en el tren TS, se relaciona a señales de reloj independientes, a diferencia de un tren PS que contiene material relacionado al mismo sistema de reloj. El estándar MPEG-2, no define una tasa de bits específica para el tren TS, tampoco es necesario rellenar con información al tren TS cuando existen paquetes nulos.

El **Reloj de tiempo del sistema** STC (System Time Clock), es un reloj de 27 Mhz que puede ser asegurado a la señal de video, de lo contrario, la precisión del reloj debe ser mejor que 20 ppm. El reloj STC, mediante un contador de 42 bits, es dividido en cuentas de 9 bits y de 33 bits. De esta manera el reloj de 27 Mhz se divide en un reloj de 90 Khz que se alimenta al contador de 33 bits. La salida del contador de 42 bits se transmite como información de Referencia de reloj de programa PCR (Program Clock Reference), al menos 10 veces por segundo, dicha información es utilizada directamente en un circuito PLL, para recuperación del reloj en recepción, mediante un circuito como el presentado en el diagrama de bloques de la figura 1.4.18. Por medio de los pulsos PCR, es posible la medición de tiempo en el decodificador e igualmente de cada tren ES.

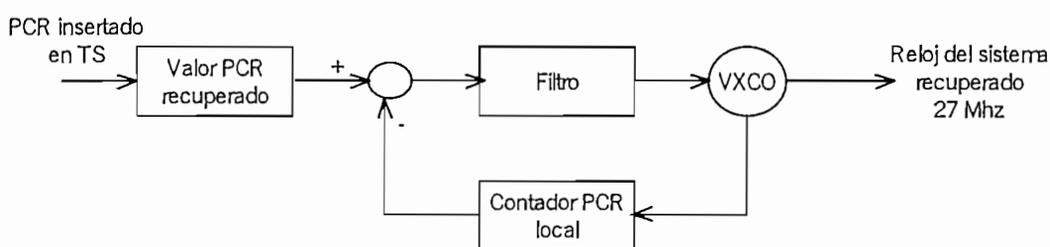


Figura 1.4.18 Recuperación mediante PLL del Reloj del sistema

Como el tren TS puede tener varios programas independientes y no necesariamente sincronizados con una misma señal de reloj, se dispone de informaciones individuales de referencia PCR por cada programa, a diferencia del tren PS, en el cual se encuentra un solo programa y por tanto un solo reloj denominado **Referencia de reloj del sistema** SCR (System Clock Reference).

Luego de la codificación de canal, almacenamiento o transmisión y subsecuente decodificación de canal, los trenes PS y TS se demultiplexan en los paquetes PES, de los cuales se extraen los trenes ES y se entregan a los decodificadores de audio y video respectivos.

La **Información específica de programación** PSI MPEG (Program Specific Information), provee tablas que identifican las combinaciones de audio, video y datos auxiliares que forman un programa particular. La figura 1.4.19, presenta un ejemplo de estructura jerárquica de un tren de transporte TS MPEG, conteniendo la información PSI (36).

Dentro de la estructura del tren TS, se encuentra una **Tabla de asociación de programas** PAT (Program Asociation Table) y una **Tabla de mapas de programas** PMT (Program Map Table), en las cuales se puede encontrar la identificación del servicio para un programa particular y toda la información necesaria para demultiplexar todos los servicios presentes en el tren TS. La tabla PAT, se encuentra siempre en un identificador PID cero, el

cual provee la lista de PID, en donde se encontrará la tabla PMT para cada programa individual. Cada tabla PMT lista los identificadores PID en donde se encontrarán los trenes de audio, video y datos auxiliares constituyentes de cada programa. Los valores de PID para la tabla PMT y para los varios trenes de video, audio y datos, son completamente arbitrarios, deben ser únicos y deben evitar ciertos valores reservados.

Cada tren en cada paquete, está identificado por su valor PID, por tanto, es muy importante la transmisión del campo PID para la decodificación del tren TS. Otra de las informaciones que pueden estar contenidas en el tren de datos relaciona los valores PID a programas específicos en el tren TS, para lo cual los campos PID pueden identificar a grupos siguientes de PID, tal como se observa en la figura 1.4.19, en donde el PID con valor 00H indica que el tren de datos es una tabla PAT, la misma que en efecto es el nivel superior de la jerarquía del tren TS MPEG-2.

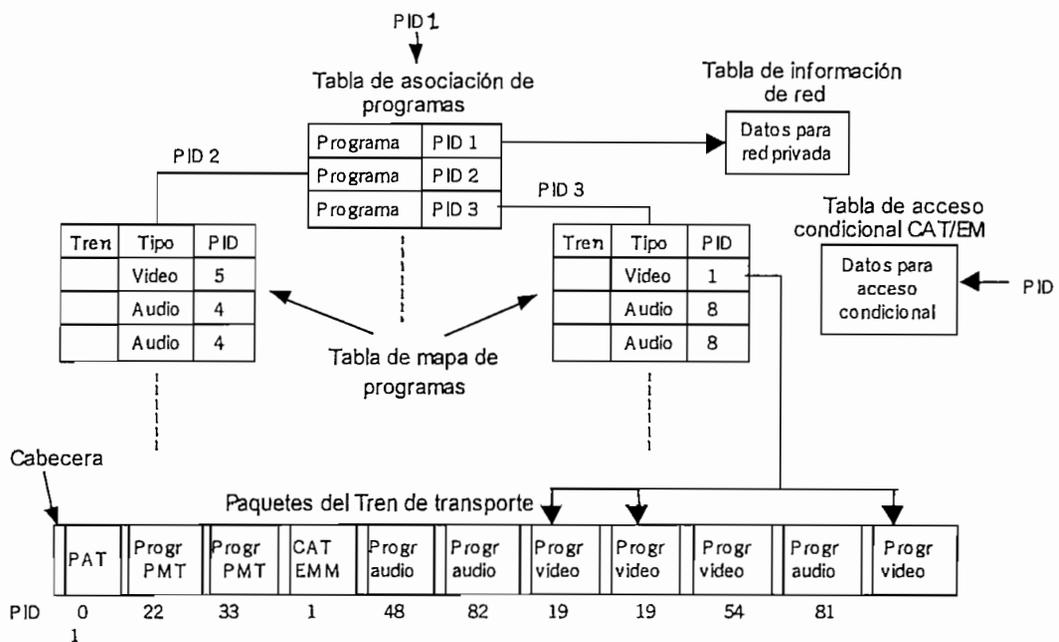


Figura 1.4.19 Jerarquía del Tren de Transporte TS MPEG-2

La tabla PAT, presenta todos los programas, el número de canal y su contenido, en el tren TS y asocia cada programa con otro paquete, cuyo valor de campo PID corresponde a una tabla PMT como un tren de datos. En la tabla PMT, se encuentran los PID de los paquetes de audio, video y datos de cada programa (figura 1.4.19), la tabla PAT indica que la tabla PMT del programa #3, llegará en el paquete con PID 33 (Decimal) y que dicha tabla PMT, indica que el decodificador encontrará la información de video para el programa #3 en todos los paquetes con valor de PID #19 (Decimal), la información de dos canales de audio en todos los paquetes 81 y 82 (Decimal), etc.

La pérdida de la tabla PAT producida por errores en el valor de PID 00H o errores en el tren de datos que contienen la tabla PAT, hace que el decodificador no sea capaz de procesar el tren de bits. Los errores en el campo de control de continuidad son los siguientes en ser chequeados. Cada paquete de audio, video y datos auxiliares en el tren TS, tienen su propio contador de continuidad, el cual se incrementa con cada paquete sucesivo para un programa particular. El error se produce cuando se encuentra la misma cuenta en paquetes sucesivos, si la cuenta no tiene orden o si se han perdido paquetes en la transmisión. Los errores en la tabla PMT, al igual que en la tabla PAT, ocurren cuando la llegada al decodificador de la tabla PMT, no se produce a intervalos de tiempo requeridos para la decodificación, aproximadamente cada medio segundo o también si el campo de control de encriptación indica que las tablas tienen encriptación.

Existen otras tablas cuyos identificadores PID son definidos por estándares de la Emisión de video digital DVB (Digital Video Broadcast). La **Tabla de información de red NIT** (Network Information Table) provee información acerca de la red física, tal como la frecuencia de transmisión y el esquema de codificación FEC. La **Tabla de descripción de servicios SDT** (Service Description Table) proporciona detalles como nombre del servicio y proveedor de servicio. La **Tabla de información de eventos EIT** (Event Information Table) se utiliza para transmitir información de eventos actuales y futuros, donde un evento puede ser un programa completo de televisión o una parte bien definida de aquel. La **Tabla de hora y fecha TDT** (Time and Date Table) transmite código de tiempo y puede ser utilizada para sincronizar relojes internos.

El estándar MPEG-4, anticipándose a la rápida convergencia de las telecomunicaciones, computación e industrias de televisión y cine, inició su desarrollo en el año 1994, con el objetivo de estandarizar algoritmos y herramientas para codificación y representación flexible de datos audiovisuales que estén de acuerdo a los desafíos futuros [15]. En particular MPEG-4 mira la necesidad de accesibilidad universal y robustez en medios ruidosos, codificación de datos naturales y sintéticos, alta eficiencia de compresión, etc. Las tasas de bits para MPEG-4 están entre los 5 y 64 Kbps, para aplicaciones de video en redes de comunicación telefónica móvil o pública PSTN (Public Switched Telephone Network) y sobre los 4 Mbps, para aplicaciones de televisión y cine. El desarrollo de este estándar nace en una época de cambios rápidos como la actual (18), a continuación se enumeran algunos de los propósitos de este estándar:

- Señalar un rango de aplicaciones que tomará en cuenta la demanda del mercado futuro
- Hacer MPEG-4 diferente de otros estándares

- Señalar nuevas tendencias en la interacción hombre - computadora
- Tomar en cuenta desarrollos en la estandarización mundial
- Tratar la necesidad de manejar comunicación

Una de las características principales de MPEG-4, es la capacidad de ejercer monitoreo y control remoto. MPEG-4 es la primera representación estándar de video que quiere realizar el salto de "mirando" a "tomando acciones", es decir, de pasivo a activo. La integración es otra importante idea de MPEG-4, para lo cual se quiere considerar una integración armoniosa entre video y audio, incluyendo audio monofónico, estéreo y multicanal, así como también 2D y 3D. MPEG-4 espera una nueva arquitectura en la imagen o información visual, en la cual, el contenido de audio y video corresponde a entidades u objetos que pueden ser manipulados y accedidos independientemente. El acceso individual a cada uno de estos objetos, requiere que la escena sea representada como la composición de varios objetos, que mas tarde son puestos juntos en el receptor, para la reconstrucción de la escena, permitiendo que las siguientes tareas sean posibles:

- Cambio de la posición espacial de un objeto en la escena
- Aplicación de un factor de escala sobre un objeto en la escena
- Cambio de la velocidad con que un objeto se mueve sobre la escena
- Inclusión de otros objetos sobre la escena
- Eliminación de un objeto de la escena
- Cambio del área de la escena que está siendo presentada

Las siguientes son algunas de las aplicaciones que se podrían dar a MPEG-4:

- Videotelefonía: Conversación entre 2 personas sin limitaciones
- Videotelefonía multipunto: Videotelefonía que envuelve a mas de 2 personas
- Videoconferencia: Conversación de una o mas personas en cada uno de 2 o mas lugares
- Trabajo de cooperación: Envuelve simultáneamente la conversación entre varias personas teniendo facilidades de comunicación de datos
- Control y monitoreo remotos
- Reunión de noticias
- Mensajes en multimedia: Texto, audio, video, gráficos enviados a través de cualquier red de datos
- Juegos
- Emisión de televisión en multimedia para receptores portátiles y móviles

Considerando el desarrollo técnico actual de la nueva generación de algoritmos de codificación, es difícil predecir el tiempo que se necesite para alcanzar un nivel suficientemente maduro para aplicarlo sobre un sistema real.

1.4.3 Compresión de Audio digital

Toda reducción de datos de audio se basa en la comprensión de nuestro mecanismo auditivo, constituyéndose en una forma de codificación denominada **Entropía perceptual [5]**, basada en la capacidad de nuestro oído de extraer cierta información contenida en un determinado sonido, considerándose como redundante el sonido adicional. La membrana basilar del oído se comporta como un tipo de analizador de espectros, que resuena en función de la frecuencia del sonido aplicado y analiza en función de bandas de frecuencia denominadas **Bandas críticas**, las cuales tienen una anchura aproximada de 100 Hz, bajo los 500 Hz y de un tercio a un sexto de una octava, proporcional a frecuencias sobre los 500 Hz. La membrana tiene un factor eficaz Q, que es el responsable del enmascaramiento auditivo, definido por la audibilidad reducida de un sonido en presencia de otro, es decir, nuestro oído es incapaz de registrar energía en algunas bandas, cuando existe mayor energía en otra banda cercana. Es esencial tener un modelo detallado de las propiedades de enmascaramiento del oído para diseñar los sistemas de reducción de datos de audio, si el modelo de enmascaramiento no se implementa correctamente, el equipo puede generar anomalías audibles. El diseño de la mayoría de unidades prácticas de reducción de datos de audio, realiza combinaciones entre las técnicas de codificación de sub-bandas y espectral, tal como los que se mencionan a continuación y que corresponden a los métodos de compresión de audio más utilizados:

- Codificación de punto flotante
- Codificación diferencial DPCM
- Compresión por sub-bandas
- Compresor ISO Layer
- Compresor PASC
- Compresor ATRAC
- Compresión Dolby AC-2
- Compresión Dolby AC-3

1.4.3.1 Codificación de punto flotante [13].- En notación de punto flotante, un número binario se representa como una mantisa, cuyo punto flotante se ubica a la izquierda del "1" más significativo y un exponente potencia de dos, por el cual debe ser multiplicada la mantisa (Figura 1.4.20). Esta notación facilita el manejo de valores grandes de muestras binarias, así por ejemplo, para multiplicación de muestras, solo es necesario multiplicar las mantisas y sumar los exponentes.

$$\begin{array}{r}
 00 * 1 \overbrace{10010}^M = (1) \overbrace{100}^M \overbrace{101}^E \\
 0000 * 1 \underbrace{011}_M = (1) 011 \quad 011
 \end{array}$$

Figura 1.4.20 Ejemplos de codificación de punto flotante

La razón señal a ruido se define por el número de bits en la mantisa, la cual varía como una función diente de sierra del nivel de la señal (Figura 1.4.21).

La técnica conocida como **Codificación de bloques con punto flotante**, es más útil durante la reducción de datos, ya que diversas muestras adyacentes se ensamblan en bloques, tal que el valor más grande determina un exponente común, de esta manera, el exponente actúa como un factor de escala que varía la ganancia de la señal a ser codificada, obteniéndose una compresión más eficiente y permitiendo que señales de bajo nivel se amplifiquen y que señales de alto nivel se atenúen.

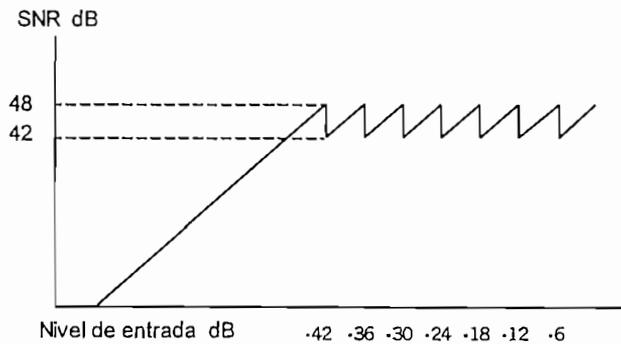


Figura 1.4.21 Nivel de señal a ruido obtenido con codificación de punto flotante

1.4.3.2 Compresión diferencial DPCM [13].- La figura 1.4.22 a), presenta el diagrama de bloques de un compresor diferencial o predictivo DPCM, en donde la entrada digital "I", generalmente codificada con PCM, se resta con la salida "P" del predictor, formando la señal diferencial (I-P), conocida como señal predictiva, la cual se conduce por una etapa de recuantización uniforme, para dar origen a la salida de datos reducidos.

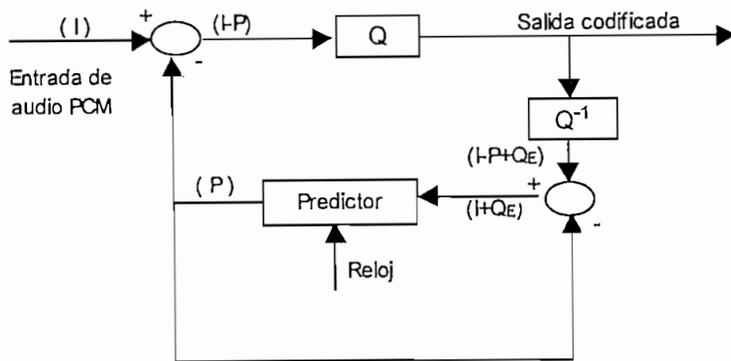


Figura 1.4.22 a) Codificador predictivo de audio digital PCM

Durante la realimentación de este sistema, se observa que la diferencia recuantizada se retorna a su valor original mediante un recuantizador inverso, pero se introduce un error de recuantización Q_E , generándose la señal $(I - P + Q_E)$, que es conducida hasta un nuevo sustractor, al cual ingresa también la señal P . Finalmente se produce la señal $(I + Q_E)$, que se encuentra disponible en el bloque predictor, cuando la nueva entrada digital I está por ingresar al sistema, siendo sincronizados mediante los pulsos de reloj del sistema. En recepción (Figura 1.4.22 b)), el cuantizador inverso recupera el valor original de la señal diferencial mas un pequeño error de recuantización $(I - P + Q_E)$ y junto con la señal P del bloque predictor, son sustraídos generando la señal original mas un pequeño error $(I + Q_E)$.

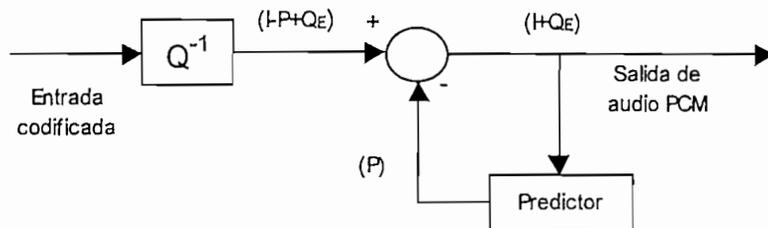


Figura 1.4.22 b) Decodificador predictivo de audio digital PCM

Para obtener mayores tasas de compresión, se introduce un recuantizador adaptivo dentro del sistema de compresión-descompresión, el cual en lugar de realizar cuantización uniforme, produce intervalos de cuantización variables de acuerdo a la magnitud de las recientes salidas recuantizadas (Figura 1.4.23). Este sistema de Codificación diferencial adaptivo ADPCM (Adaptive Diferential PCM), responde en mejor forma, a cambios bruscos de la señal entrante y debido a que trabaja en el dominio del tiempo, necesita una historia relativamente corta para la operación del sistema. El retardo que se introduce es pequeño, tanto en compresión como en descompresión. Cabe notar que los datos diferenciales son menos propensos a errores de bits que en la señal PCM, ya que el rango dinámico es menor.

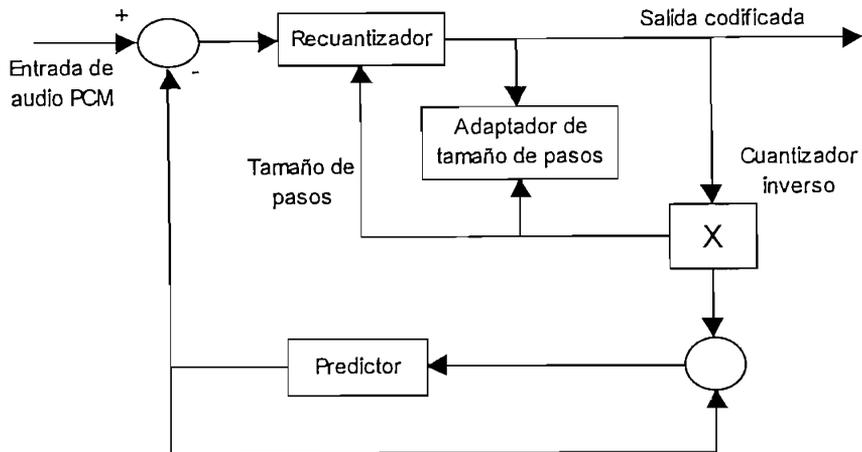


Figura 1.4.23 Codificador ADPCM de audio

1.4.3.3 Compresión por Sub-bandas [43] [13].- Se basa en el hecho de que los sonidos reales, no poseen una energía espectral uniforme, de acuerdo a esto, esta técnica de compresión divide la señal de audio en un número determinado de bandas de frecuencia y comprime-expande cada banda considerando su propio nivel, es decir, las bandas que poseen poca energía, se transmiten con palabras de bits cortas y las que tienen gran energía, se codifican con palabras de bits mas grandes. Como resultado se obtiene una codificación de muestras con longitud variable, cuya tasa de bits es menor que una simple codificación PCM.

El método mas utilizado para separación en bandas, es el **Filtrado especular en cuadratura** QMF (Quadrature Mirror Filtering), el cual es un tipo de doble filtro FIR, que convierte un flujo de muestras PCM, en dos flujos a la mitad de la frecuencia de muestreo. Este proceso de separación en bandas es complejo y requiere gran capacidad computacional. Cuanto mas estrecha sea la sub-banda, mayor es el ruido de re-cuantificación que puede enmascarse.

La figura 1.4.24 presenta el diagrama de bloques de un codificador sencillo de sub-bandas, en el que la entrada de audio, luego de atravesar un filtro QMF, se organiza en bloques de tamaño fijo (Bin de frecuencia), antes del proceso de compresión. La ganancia de codificación se obtiene, cuando la forma de onda de cada banda pasa a través de un recuantificador, cuya salida se multiplica por una constante y se redondea por exceso o defecto, de acuerdo a la longitud de palabra requerida. De esta forma cuanto menor es la longitud de la palabra, mayor es la ganancia de codificación, pero en cambio resultan mas toscos los escalones de cuantización y por tanto el error de cuantización.

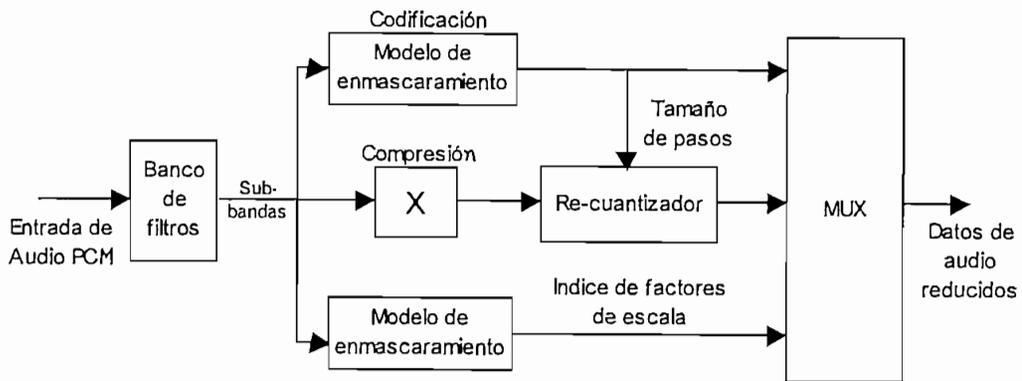


Figura 1.4.24 Diagrama de bloques de un codificador por sub-bandas

El proceso denominado **Asignación de bits**, por medio del cual se determina el tamaño de los escalones de re-cuantización, esto es, la longitud de banda de cada sub-banda, puede realizarse analizando la potencia de cada sub-banda o bien mediante una cadena lateral que realice un análisis espectral o una transformación de audio. El número de sub-bandas que se puede utilizar, depende de la técnica de reducción que vaya a ser usada con este método.

Mediante el análisis de Fourier, se puede representar cualquier forma de onda en un conjunto de componentes armónicamente relacionadas y con amplitud y fase adecuadas. De acuerdo a esto, se corta la forma de onda en segmentos cortos solapados y se transforma cada uno de ellos individualmente, este proceso, da lugar a la **Compresión por transformación**. En la mayoría de las aplicaciones, se utilizan combinaciones entre la codificación por sub-bandas y por transformación.

1.4.3.4 Compresor ISO Layer [13].- ISO Layer es un grupo de compresores basados en la codificación por sub-bandas y desarrollados a través del tiempo, para conseguir mejoramiento de sus características, es así que aparecen los siguientes compresores:

ISO Layer I (MUSICAM Simplificado): MUSICAM (Masking pattern adapted Universal Sub-band Integrated Coding And Multiplexing) simplificado, es un sistema de compresión desarrollado conjuntamente por CCITT, IRT y Philips, para Emisión de audio digital DAB (Digital Audio Broadcasting), basado en el compresor de sub-bandas de la figura 4.12, en cuyo algoritmo se utiliza filtraje QMF polifase, para dividir el espectro de audio en 32 bandas igualmente espaciadas. Se forman bloques de tamaño constante, con 12 muestras por cada sub-banda y cada bloque se genera tomando en cuenta el fenómeno de pre-enmascaramiento. Las muestras de cada bloque de sub-bandas, se comprimen usando Codificación en bloques de punto flotante, considerando el valor pico de energía y un factor de escala de 6 bits por cada sub-banda. Las sub-bandas se utilizan como analizador espectral de la señal de entrada,

para determinación de los **Bits de ubicación** que se utilizarán en la recuantización de las mantisas correspondientes de cada bloque de muestras. Los bits de ubicación se multiplexan con los factores de escala y con las muestras recuantizadas de cada sub-banda, para formar la trama de audio comprimida.

ISO Layer II (MUSICAM): Este es un sistema de compresión idéntico a ISO Layer I, pero para obtener una mejor resolución espectral que con filtraje QMF, se aplican cálculos de transformación FFT sobre 1024 puntos, lo cual lleva a un análisis del espectro de audio 8 veces mejor que con sub-bandas, ya que la FFT conduce al modelo de enmascaramiento que controla a los bits de ubicación. Aun cuando el esquema de compresión-expansión de bloques, es el mismo que en ISO LAYER I, no se transmiten todos los factores de escala, ya que contienen cierto grado de redundancia. La compresión ISO Layer II elimina efectivamente, alrededor de la mitad de los bits de escala que se generan durante la compresión ISO LAYER I. Las muestras recuantizadas en cada sub-banda, los bits de ubicación, los factores de escala y los códigos de selección de los factores de escala, se multiplexan en el tren de salida del sistema.

Compresor ISO Layer III: Este es el sistema mas complejo de los estándares de ISO, el cual se utiliza para conseguir una reducción drástica de datos, conservando la calidad de la señal de audio. Es una técnica de compresión por transformación basada en el sistema de Codificación de entropía perceptual espectral adaptiva ASPEC (Adaptive Spectral Perceptually Entropy Coding), que incorpora ciertas modificaciones para brindar un grado de compatibilidad con ISO Layer II. ISO Layer III utiliza una transformación híbrida, incorporando filtraje QMF polifase de 32 bandas y Transformación de coseno discreto modificado MDCT, que procesa cada una de las 32 sub-bandas obteniéndose 384 coeficientes de salida. Se utilizan dos tamaños de ventanas para evitar pre-eco o transitorios y el cambio de ventanas se ejecuta mediante un modelo psicoacústico. Se utiliza un modelo perceptivo de alta precisión para tomar ventaja de la alta resolución de frecuencia disponible y se utiliza cuantización no uniforme de acuerdo a la codificación de Huffman.

1.4.3.5 Compresor PASC [13].- El compresor PASC (Precision Adaptive Sub-band Coding), se desarrolla para aplicarlo en el Casete compacto digital DCC (Digital Compact Cassette), el cual presenta sonido estéreo de alta calidad y velocidad de 384 Kbps, correspondiente a un factor de reducción de 0.25. Este sistema utiliza 32 sub-bandas iguales, conseguidas con filtraje QMF. Se pueden utilizar tasas de muestreo de 32, 44.1 y 48 Khz, para lo cual se obtienen sub-bandas de 500, 689 y 750 Hz y retardos de codificación de 15, 12

y 10 us respectivamente. La figura 1.4.25, muestra el diagrama de bloques de un codificador PASC, en el cual las entradas con 18 bits PCM o más, se filtran en sub-bandas produciendo muestras de 24 bits en cada sub-banda. Los datos obtenidos se codifican en bloques de punto flotante y se determina un solo factor de escala, de acuerdo a la muestra más grande del bloque.

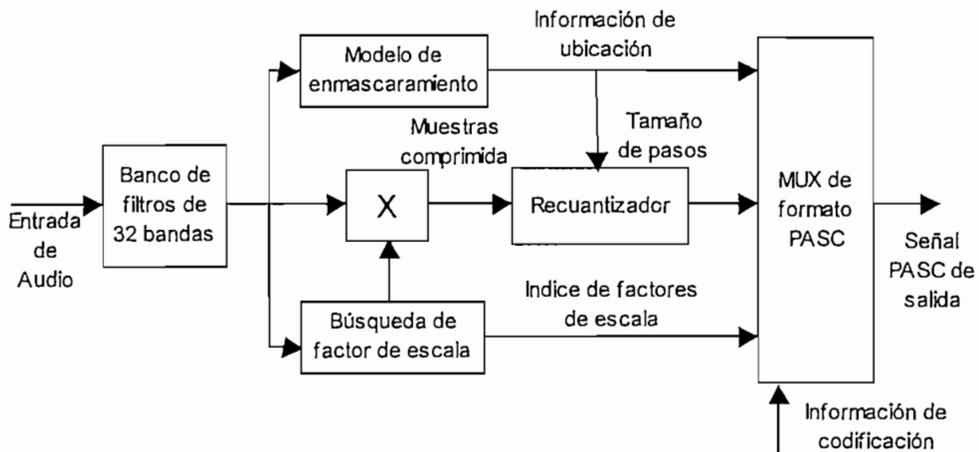


Figura 1.4.25 Diagrama de bloques de un codificador PASC

El formato del tren de datos producido por el codificador PASC (figura 1.4.26), inicia con un patrón de sincronía para identificar la fase de deserialización y una cabecera de datos que describe la tasa de muestreo y cualquier utilización de pre-énfasis. A continuación se encuentra un bloque de 32 códigos de ubicación con 4 bits, los cuales especifican la longitud de palabras utilizadas en cada sub-banda, generándose $32 \times 4 = 128$ bits para los códigos de ubicación. Seguidamente se encuentra un bloque de 32 índices de factor de escala con 6 bits, que determinan $32 \times 6 = 192$ bits como máximo, dichos índices especifican la ganancia de cada banda durante la normalización.

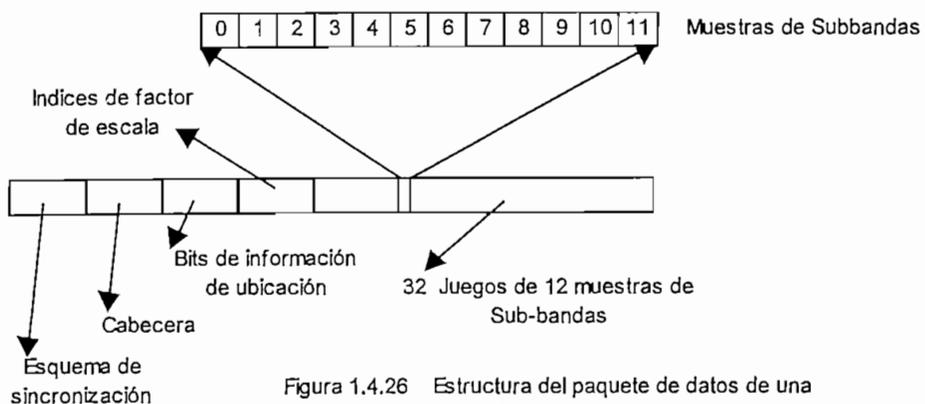


Figura 1.4.26 Estructura del paquete de datos de una codificación PASC

Por último se encuentra un bloque de 32 juegos de 12 muestras de audio, que determina $32 \times 12 = 384$ muestras de sub-bandas codificadas, se conoce además que la longitud de palabras de cada muestra varía entre bloques y que puede tener entre 0 y 15 bits. El codificador PASC debe utilizar 32 códigos de ubicación para deserializar los bloques de muestras en muestras individuales de longitud variable. Cualquiera que sea la frecuencia de muestreo utilizada, en la estructura PASC se encuentran siempre 384 periodos de muestreo de longitud.

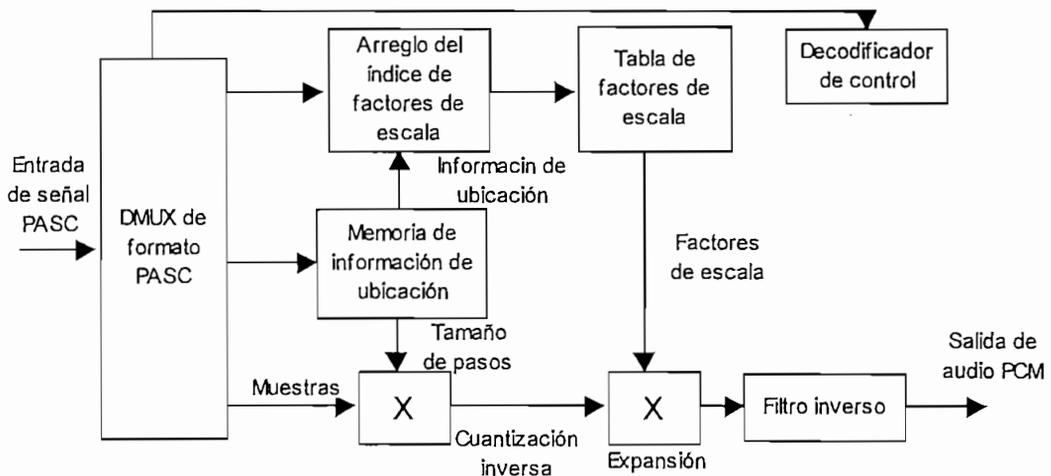


Figura 1.4.27 Diagrama de bloques de un decodificador PASC

El diagrama de bloques del decodificador de la figura 1.4.27, deserializa las muestras de longitud variable mediante el patrón de sincronía y los bits de ubicación y posteriormente se las reconstruye con 15 bits de longitud añadiendo ceros. Los índices de factor de escala, se utilizan para determinar los factores de multiplicación para recuperación del valor original de la forma de onda en cada sub-banda. Las 32 señales de las sub-bandas se unen en el espectro mediante un filtro de síntesis, que ubica cada sub-banda en el lugar correcto del espectro de audio.

1.4.3.6 Compresor ATRAC [13].- La compañía Sony desarrolla el compresor ATRAC (Adaptive TRansform Acoustic Coder) para ser utilizado en el Minidisc, en el cual se utiliza una combinación de codificación por sub - bandas y MDCT. En el diagrama de bloques de la figura 1.4.28, se observa un codificador ATRAC cuya entrada de audio digital atraviesa un filtro QMF para separación de la banda de audio en dos mitades. La mitad baja del espectro se divide nuevamente en la mitad, llevando la mitad más alta del espectro hacia una compensación de retardo. El tamaño de los bloques se selecciona independientemente en cada una de las tres bandas.

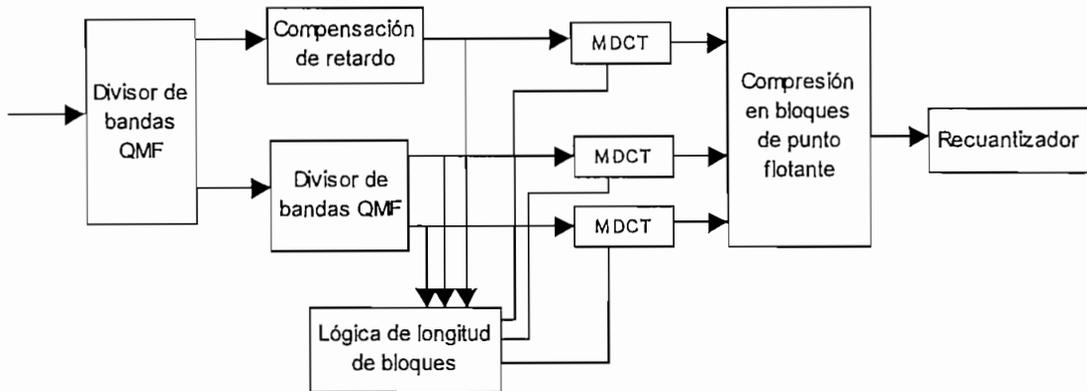


Figura 1.4.28 Diagrama de bloques de un codificador ATRAC

Cada banda de frecuencias se agrupa en bloques y cada bloque se transforma mediante MDCT. Las frecuencias obtenidas en DCT se agrupan en un total de 52 *Bins* de frecuencia, los cuales son de un ancho de banda variable, de acuerdo al ancho de las bandas críticas en el mecanismo del oído.

Los coeficientes en cada *Bin* de frecuencia, se comprimen-expanden y se recuantizan tal como en un codificador de sub-bandas. La recuantización se ejecuta en base a los bits de ubicación, utilizando modelos de enmascaramiento.

Los datos codificados incluyen especificaciones del tamaño del bloque y la longitud de las palabras de los coeficientes en cada *bin* de frecuencia.

El tren de datos en recepción, se deserializa en coeficientes de longitud variable y la duración de los bloques se determina de acuerdo a los datos codificados. Los coeficientes se utilizan para controlar la transformación inversa DCT, la cual recupera la forma de onda en el dominio del tiempo de las tres bandas iniciales que posteriormente se recombinan en el filtro de salida, recuperándose los datos de audio digital PCM.

La tasa de compresión que se consigue en el codificador ATRAC utilizado en el minidisc, cuya frecuencia de muestreo es de 44.1 Khz 16 bits PCM, es de 0.2 de la tasa original.

1.4.3.7 Compresión Dolby AC-2 [13].- Es un sistema de compresión por transformación basado en el Banco de filtros con Cancelación de sinónimos en el dominio del tiempo TDAC (Time Domain Alias Cancellation), el cual permite realizar compromisos entre retardos de codificación y tasa de bits, la figura 1.4.29 presenta el diagrama de bloques del codificador AC-2.

La señal entrante de audio, pasa a través de ventanas sobrepuestas al 50 %, luego se aplica la transformación TDAC, la cual utiliza las transformadas Seno y Coseno modificadas en

forma alternada. Los coeficientes de alta resolución de frecuencia obtenidos, se combinan selectivamente en sub-bandas, las cuales son cercanas a las sub-bandas críticas.

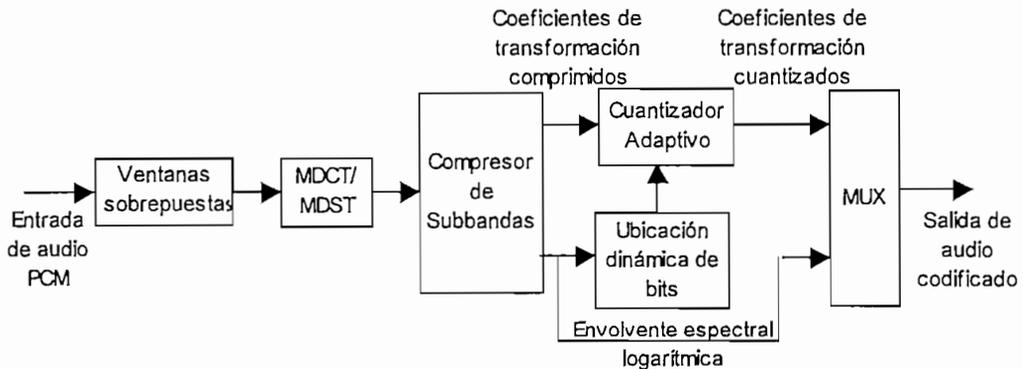


Figura 1.4.29 Diagrama de bloques de un codificador Dolby AC-2

Los coeficientes de cada sub-banda se normalizan y se expresan como Bloques de punto flotante con exponentes comunes, dichos exponentes representan una envolvente espectral logarítmica, que puede ser utilizada para manejar un modelo perceptivo que opera los bits de ubicación, mientras que la mantisa de los coeficientes se recuantiza de acuerdo a los bits de ubicación.

El receptor utiliza la envolvente espectral logarítmica, para deserializar los coeficientes en las longitudes de las palabras correctas antes de retornarlos a su notación de punto flotante, posteriormente se toma la transformada inversa seguida por una ventana sobrepuesta inversa para obtener los datos de audio PCM.

1.4.3.8 Compresión Dolby AC-3 (19).- Dolby Digital presenta la técnica de compresión perceptual de audio digital, desarrollada en 1994 para Emisión de sonido digital DBS (Digital Broadcasting Sound), primeramente incorpora sonido multicanal digital envolvente en las salas de cine, posteriormente se lleva sonido multicanal a formatos tales como discos láser, DVD (Digital Video Disc) y actualmente provee sonido digital Envolvente *Surround* junto con HDTV.

AC-3 es un codificador de múltiples canales de audio ensamblados como una sola entidad, es de alta calidad y baja complejidad. Aun cuando el algoritmo AC-3 es independiente del número de canales a codificarse, las implementaciones actuales estandarizadas por SMPTE, recomiendan una configuración de 5.1 canales, en el cual se producen tasas de bits tan bajas como 320 Kbps.

AC-3 es un codificador basado en transformación adaptiva y frecuencia lineal, el cual utiliza Bancos de filtros TDAC y permite codificar múltiples canales de audio en un solo canal digital (Figura 1.4.30).

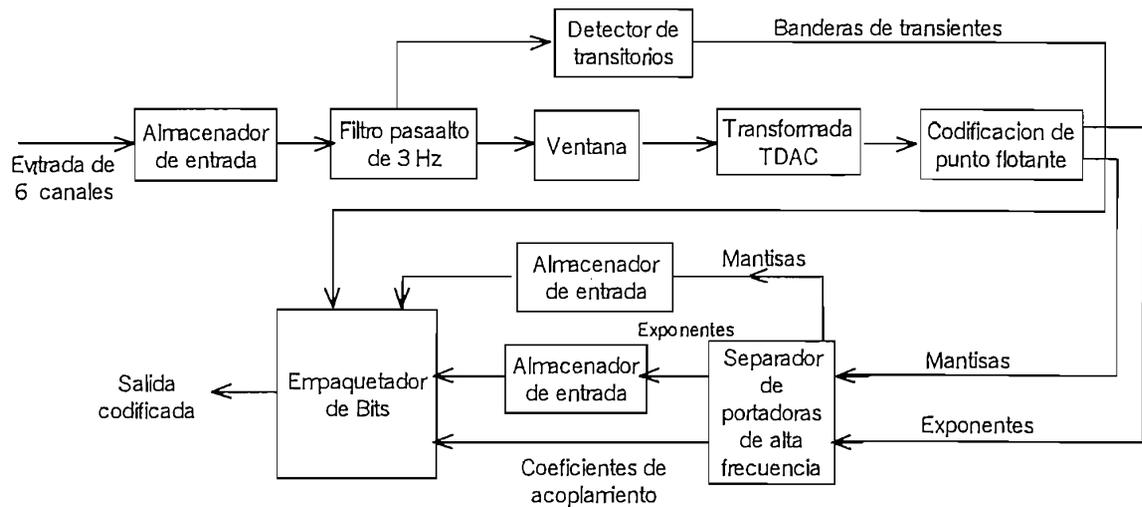


Figura 1.4.30 Codificador de AC-3

En todas estas aplicaciones, Dolby digital provee sobre 6 canales de sonido digital envolvente, con la siguiente distribución: tres canales con rango total para distribución frontal, conocidos como Izquierdo (*Left*), Centro (*Center*) y Derecho (*Right*), dos canales con rango total envolvente estéreo (*Stereo Surround*) conocidos como Envolverte Izquierdo LS (*Left Surround*) y Envolverte Derecho RS (*Right Surround*), los cuales ubican con precisión los sonidos creando un ambiente más convincente. Por último se tiene un canal para efectos especiales en bajas frecuencias LFE (*Low Frequency Effects*), los que resaltan sonidos como de temblores y retumbos.

Ya que LFE esta limitado a frecuencias bajas, no se lo considera como otro canal completo, sino que se lo incluye como fracción 0.1, dando como resultado la denominación del formato multicanal de canal de audio "5.1".

Almacenador de entrada: AC-3 es un codificador formado por bloques, en el que generalmente se almacenan 512 muestras de cada bloque por cada canal, antes de su ingreso a la codificación.

Filtraje de entrada: Las señales de entrada son individualmente pasadas por filtros pasaaltos sobre los 3 Hz para eliminar DC. La señal (*subwoofer*) es también limitada por un filtro al rededor de 120 Hz.

Detección de transitorios: La información de transitorios obtenida por un filtro pasabanda de alta frecuencia, se utiliza para ajustar el tamaño del bloque en el banco de filtros TDAC.

Banco de Filtros TDAC: La señal entrante luego de haber atravesado las etapas de filtraje, se divide en ventanas mediante un banco de filtros de análisis TDAC. La transformada TDAC es básicamente una FFT, cuya complejidad computacional con buena selectividad

espectral, facilita su implementación y tiene una excelente ejecución de señal. Los coeficientes de transformación obtenidos son tratados como una sola entidad, a excepción de los pocos coeficientes que se transmiten primero. Los filtros de análisis y síntesis TDAC, emplean una superposición del 50 % para evitar discontinuidades en los límites.

Conversión de punto flotante: En esta conversión, los coeficientes de transformación TDAC, se representan por mantisas en el rango de 0.5 a 1 y por sus correspondientes exponentes. El gran rango dinámico que se conserva en este proceso, permite alta resolución de sonido con 18-22 bits de conversión. La representación de punto flotante, permite determinar la ubicación de bits a través de los exponentes.

Recombinación de portadoras: Para codificación AC-3 con demanda promedio, se cumple generalmente que la tasa promedio de bits para múltiples canales, está dada por el producto entre la tasa necesaria para codificar un solo canal y la raíz cuadrada del número de canales. Esto implica que la mayoría de las señales multicanal pueden ser codificadas apropiadamente con la técnica de ubicación de bits. Para señales AC-3 con alta demanda, se utiliza la precombinación selectiva de las componentes portadoras de alta frecuencia, en la cual se elimina la información redundante a estas frecuencias, basándose en las propiedades psicoacústicas del oído humano.

Ubicación global de bits: El ubicador de bits de AC-3, analiza los coeficientes TDAC con respecto a su información del efecto de enmascaramiento y su relación con el umbral absoluto del oído. Para el cálculo de la precisión de cuantización (número de bits) requerida para codificar cada mantisa, tanto codificador como decodificador, ejecutan la misma rutina de ubicación de bits, sin embargo en la codificación el proceso se hace mas simple por medio de la preservación y transmisión de los cálculos intermedios, lo cual evita la necesidad de realizar los correspondientes cálculos en recepción.

Cuantización: El resultado del cálculo de la ubicación de bits, se utiliza para cuantizar los datos de la mantisa TDAC. En transmisión, en lugar de enviar los "n" bits de la mantisa, el valor se escala y desplaza para proveer centraje alrededor de cero, igual ancho y niveles de cuantización simétricos, para minimizar distorsiones y facilitar la utilización de *dither* sustractivo. En recepción se provee de un proceso compensatorio, para recuperar los valores reales de mantisa, la utilización de *dither* se indica en los bits de modo utilizados en el tren de datos de transmisión.

Empaquetamiento de datos: Los procesos hasta aquí descritos, convierten cada bloque de 6 canales en el tiempo, en una serie de arreglos y valores escalares, incluyendo exponentes TDAC y mantisas cuantizadas, información concatenada de los bits de ubicación, coeficientes de acoplamiento y banderas de *dither*, en esta etapa final del proceso de

codificación AC-3, la información es empaquetada en un solo bloque, junto con información de sincronía, cabecera de datos e información para corrección de errores.

El decodificador realiza el proceso de recuperación de los datos de audio de los seis canales en su forma original, a partir de la señal codificada AC-3, para lo cual se invierte el proceso de codificación.

El receptor mantiene sincronía con el tren de datos entrante, almacenando un bloque codificado completo antes de su decodificación. Cada bloque entrante se chequea para su consistencia interna así como también para chequeo de errores, si se detecta algún error incorregible, el codificador podría rechazar dicho bloque y remplazarlo con el último bloque correcto recibido. Este es un proceso benigno, en el cual generalmente, se repite varias veces el último bloque correcto si es necesario, antes de que el silenciamiento del decodificador se active por causa de errores extensos.

1.5 Transmisión de Televisión digital

La transmisión radio digital es la transmisión de portadoras analógicas moduladas, en forma digital entre dos o mas puntos de un sistema de comunicación, cuyo medio de transmisión es el espacio libre. En cambio, la transmisión digital es la transmisión de pulsos digitales entre dos o mas puntos de un sistema de comunicación, que requieren un elemento físico de enlace entre transmisor y receptor tales como cable coaxial o fibra óptica.

La emisión de televisión digital, puede ser realizada por cualquiera de los tipos de transmisión mencionados, pero en el presente trabajo se analizarán las formas de transmisión radio digital.

1.5.1 Modulación digital [4] [42]

"La **Capacidad de información** de un sistema de comunicación, representa el número de símbolos independientes que puede pasarse a través del sistema, en una unidad de tiempo determinada" [10]. De acuerdo a los trabajos realizados por C.E.Shannon en 1948, el límite de Shannon para la capacidad del canal de información, esta representado por la siguiente expresión:

$$C = B \log_2(1 + S/N) \text{ bps} \quad \text{Ec.1.5.1}$$

en donde se puede observar que, la capacidad de información es proporcional al ancho de banda B (Hz) y a la relación señal a ruido S/N del canal de comunicación.

En esencia, existen 3 técnicas de modulación digital utilizadas en sistemas de transmisión radio digital: modulación por desplazamiento de frecuencia FSK (Frequency Shift Keying), modulación por desplazamiento de fase PSK (Phase Shift Keying) y modulación de amplitud en cuadratura QAM (Quadrature Amplitude Modulation). En aplicaciones de emisión de televisión digital, las técnicas más utilizadas son las modulaciones M-ario PSK y M-ario QAM, en donde M representa el número de condiciones posibles con N bits, de acuerdo a la siguiente expresión:

$$N = \log_2 M \quad \text{Ec. 1.5.2}$$

En sistemas M-arios, en donde la tasa de transmisión de la señal digital sin modulación es de f_b bps, cada símbolo contiene N bits de información, por tanto, la tasa de símbolos f_s luego de la modulación está dada por:

$$f_s = f_b / N = f_b / \log_2 M \quad \text{Ec. 1.5.3}$$

La técnica de modulación en amplitud dada por la expresión 1.5.4, produce un espectro de **Doble banda lateral** DSB (Double Side Band).

$$f_{DSB}(t) = \frac{X}{2} [1 + m(t) \cos \omega_c t] \quad \text{Ec. 1.5.4}$$

La eficiencia en modulación puede ser mejorada, si se elimina la portadora ω_c , con lo cual se consigue el espectro de **Doble banda lateral con portadora suprimida** DSB-SC (Double Side Band-Suppressed Carrier) (Ec. 1.5.5).

$$f_{DSB-SC}(t) = X m(t) \cos \omega_c t \quad \text{Ec. 1.5.5}$$

Para mejorar la eficiencia de espectro, se puede recurrir a la modulación de **Banda lateral simple** SSB (Single Side Band), obteniéndose la expresión 1.5.6 en donde $m'(t)$ es la transformada de Hilbert de $m(t)$, con lo cual el ancho de banda se reduce a la mitad. Para generar este tipo de modulación, se utilizan filtros pasabanda que suprimen la banda lateral superior o inferior, dichos filtros en la práctica, se recomienda que presenten una atenuación suave a la frecuencia de corte, con lo cual se da origen a un espectro de **Banda lateral vestigial** VSB (Vestigial Side Band).

$$f_{SSB}(t) = X[m(t)\text{Cos}\omega_c t + m'(t)\text{Sen}\omega_c t] \quad \text{Ec. 1.5.6}$$

1.5.1.1 Modulación M-ario PSK.- Entre las técnicas mas utilizadas en este tipo de modulación, se encuentran las modulaciones digitales 4-PSK y 8-PSK.

Con la modulación 4-PSK, conocida como QPSK, son posibles 4 fases de salida para una sola frecuencia de portadora, que corresponden a cuatro condiciones de entrada diferentes, por tanto, los datos binarios de entrada se combinan en grupos de dos bits (dibits) antes de la modulación. En el diagrama de bloques de la figura 1.5.1 a), se observa un modulador QPSK, en el cual, cada dibit se agrupa en el conversor serial/paralelo, obteniéndose las señales I y Q con una tasa de $f_b/2$, que corresponde a la mitad de la tasa de datos original. A la salida del modulador balanceado I, se obtienen dos fases ($+\text{Sen}\omega_c t$ y $-\text{Sen}\omega_c t$), igualmente a la salida del modulador balanceado Q ($+\text{Cos}\omega_c t$ y $-\text{Cos}\omega_c t$), los cuales al ser sumados linealmente, dan lugar a 4 fases resultantes cuyo diagrama fasorial se presenta en la figura 1.5.1 b).

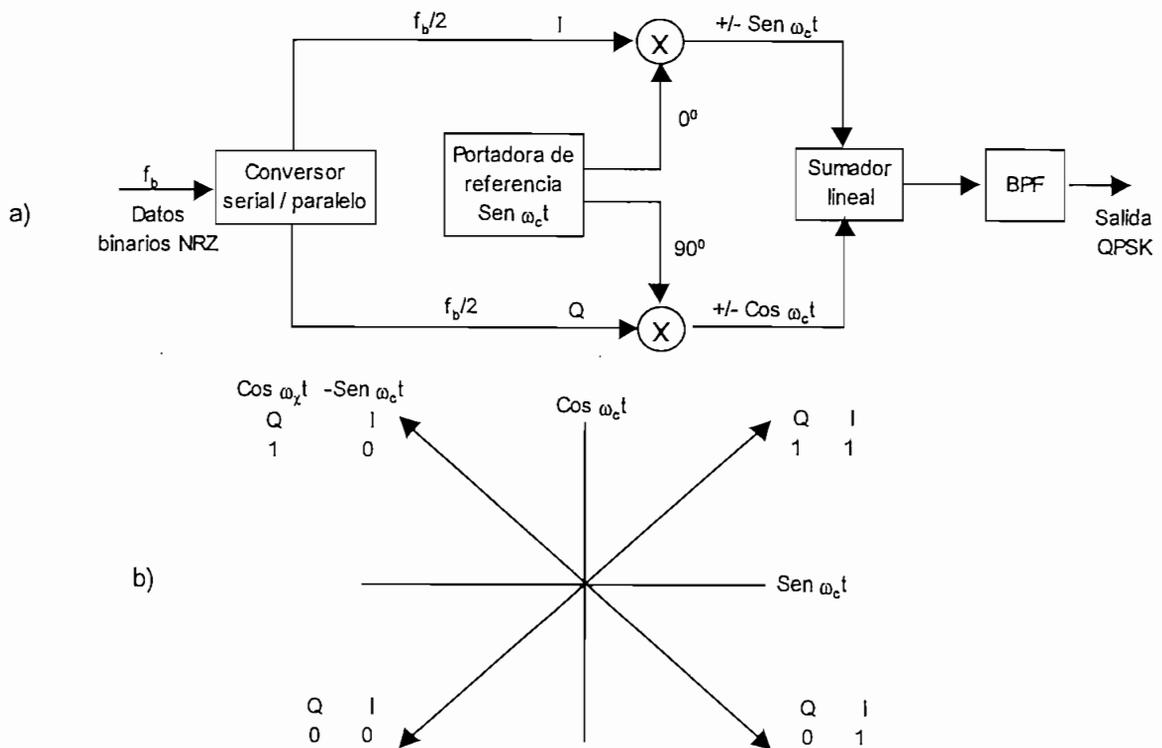


Figura 1.5.1 Modulación QPSK para transmisión radio digital

A la salida de los moduladores balanceados se obtiene la expresión: $(\text{Sen}\omega_a t)(\text{Sen}\omega_c t)$, con $\omega_a = 2\pi f_b/4$, $\omega_c = 2\pi f_c$, $f_c =$ frecuencia de la portadora, entonces:

$$f_{DSB}(t) = \frac{X}{2} \text{Cos} 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{4} \right) t - \frac{X}{2} \text{Cos} 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{4} \right) t \quad \text{Ec. 1.5.7}$$

por lo tanto, el espectro de frecuencia va desde $(f_c + f_b/4)$ hasta $(f_c - f_b/4)$, con lo cual, se observa que el mínimo ancho de banda requerido por el modulador QPSK, es de $B = f_b/2$, consiguiéndose una compresión de 2:1 del ancho de banda original.

Para la modulación 8-PSK, se utiliza el diagrama de bloques de la figura 1.5.2 a), en donde la frecuencia de bits f_b , se divide en tres trenes de bits paralelos con una frecuencia de $f_b/3$. Mediante el conversor D/A de 4 niveles, se consigue uno de cuatro niveles posibles de una señal de banda base polar, que se utiliza para modular la frecuencia portadora con doble banda lateral y portadora suprimida (DBS-SC). La figura 1.5.2 b), presenta el diagrama fasorial obtenido durante la modulación, en donde se puede observar que cada fasor es de igual magnitud y que la información de cada tritbit está contenida en la fase del vector.

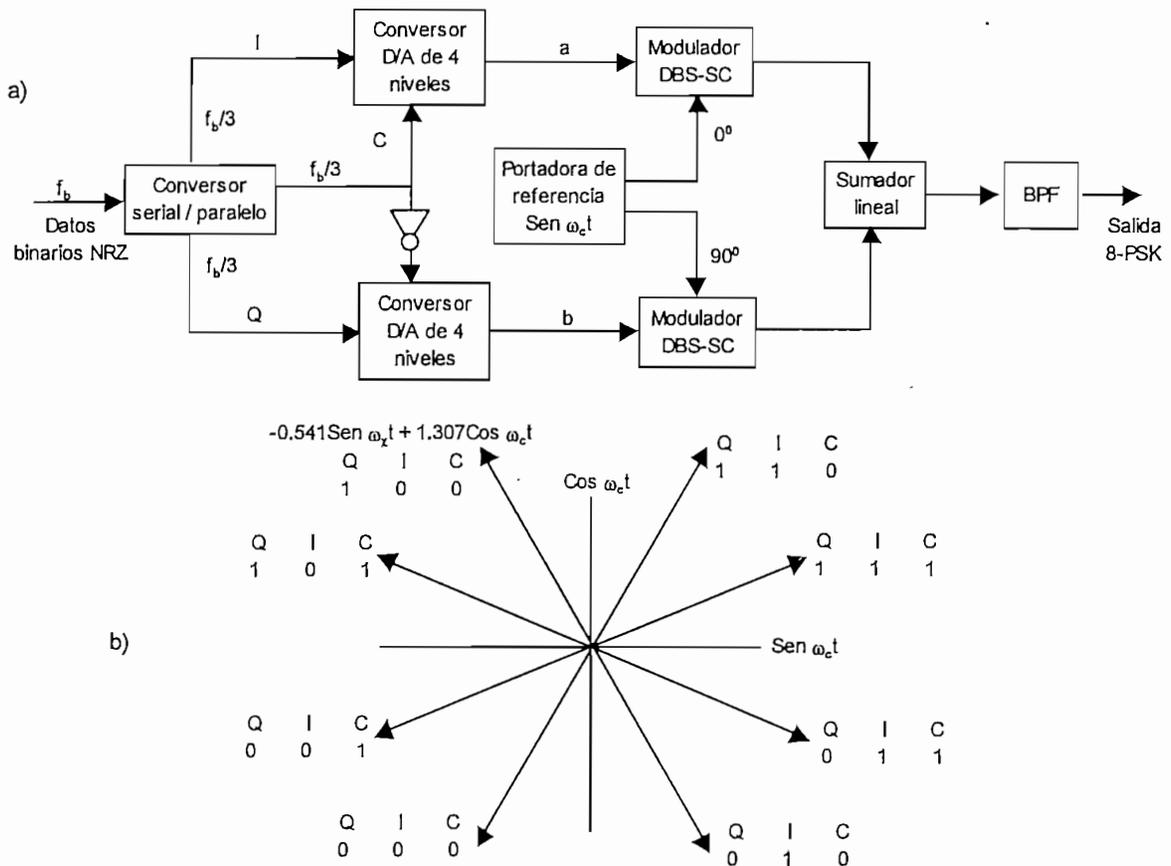


Figura 1.5.2 Modulación 8-PSK para transmisión radio digital

A la salida de los moduladores balanceados, se obtiene la expresión: $(X \text{ Sen}\omega_a t)(\text{Sen}\omega_c t)$. La frecuencia fundamental mas alta del canal I, Q y C, es de $f_b/6$, que corresponde también a la frecuencia mas alta en cualquiera de las dos señales a y b, moduladas en amplitud PAM (Pulse Amplitude Modulation), por lo tanto, se obtiene: $\omega_a = 2\pi f_b/6$, $\omega_c = 2\pi f_c$ y $X = +/- 1.307$ o $+/- 0.541$ (Ec 1.5.8).

$$f_{DSB}(t) = \frac{X}{2} \text{Cos}2\pi\left(f_c - \frac{f_b}{6}\right)t - \frac{X}{2} \text{Cos}2\pi\left(f_c + \frac{f_b}{6}\right)t \quad \text{Ec. 1.5.8}$$

El ancho de banda, va de $(f_c+f_b/6)$ hasta $(f_c-f_b/6)$, con lo cual, se observa que el mínimo ancho de banda requerido por el modulador 8-PSK, es de $B=f_b/3$, consiguiéndose una compresión de 3:1 del espectro original.

En la modulación 16-PSK, el tren de bits f_b se divide en 4 trenes paralelos con frecuencias de $f_b/4$, que es igual al mínimo ancho de banda requerido. La separación angular entre los fasores es de 22.5° , por tanto, se puede tolerar solo un rango de variación de 11.25° debido a ruido de canal, en consecuencia, no se utiliza para transmisión.

1.5.1.2 Modulación M-ario QAM.- La información digital en este tipo de modulación radio digital, se encuentra contenida tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida. Entre las técnicas mas utilizadas en este tipo de modulación se encuentran 8-QAM y 16-QAM.

La modulación 8-QAM, a diferencia de la modulación 8-PSK, no es una señal de amplitud constante, tal como se observa en el diagrama fasorial de la figura 1.5.3, el cual se obtiene con un circuito igual al presentado para la modulación 8-PSK (figura 1.5.2 a)), cuya única diferencia es que en 8-QAM, la señal C se alimenta directamente al bloque conversor D/A de 4 niveles pero sin inversión. Esta última condición hace que las amplitudes de las señales a y b, sean siempre iguales. El ancho de banda mínimo requerido por 8-QAM es $f_b/3$, igual al requerido por 8-PSK.

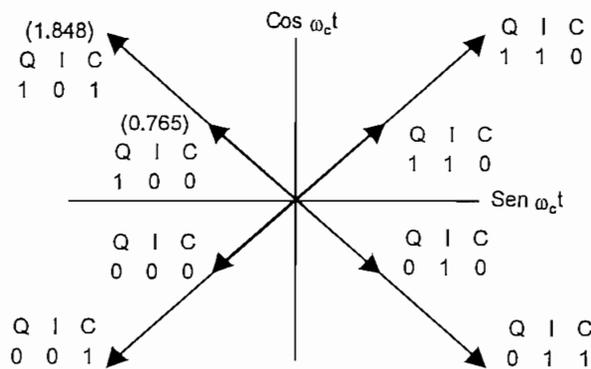


Figura 1.5.3 Diagrama fasorial en la modulación 8-QAM radio digital

1.5.2 Transmisión de Televisión digital

Uno de los mayores debates que se mantienen actualmente, es lo concerniente a la transmisión de señales digitales de televisión, es así que al respecto, se han desarrollado varias normas y formas de emitir televisión digital, entre las mas importantes se pueden mencionar:

DTTB	Digital Terrestrial Television Broadcast
ATSC	Advanced Television Systems Committee
ATM	Asynchrhonous Transfer Mode
ACTV	Advanced Compatible Television
MUSE	MUltiple sub-band Sampling Encoding
ADTV	Advance Digital Television
DT	Direct TV

1.5.2.1 Emisión Terrestre de Televisión Digital DTTB [10].- SMPTE en su desarrollo hacia la emisión de televisión digital, continúa realizando esfuerzos para presentar estándares tanto a nivel regional como internacional, los cuales se encuentran disponibles gracias a la **Emisión de televisión terrestre digital DTTB**.

En 1991, los reportes del trabajo realizado con las técnicas de compresión, mostraron una alta reducción de las tasas de bits, que podrían ser exitosamente aplicadas a señales de Alta definición HDTV y a señales de televisión digital Convencional. Los resultados de este trabajo, permiten la transmisión de alta definición HDTV, a través de un canal de banda estrecha en el rango de 15-25 Mbps y televisión digital Convencional, en el rango de 1.5-12 Mbps y mediante modulaciones digitales estandarizadas, es posible transmitir televisión digital dentro del ancho de banda existente de 6, 7 y 8 Mhz, disponibles en las bandas VHF y UHF de televisión analógica, lográndose de esta manera la digitalización total de los sistemas de transmisión de televisión. Entre la variedad de técnicas de compresión, la sintaxis MPEG-2 es la más difundida y aceptada para transmisión terrestre de señales de televisión digital.

Adicionalmente con la transmisión digital, se consigue gran mejoramiento de calidad de la señal de televisión en recepción, inclusive se logra que la potencia del transmisor sea reducida significativamente para un área de cobertura equivalente, la figura 1.5.5 presenta un sistema de transmisión terrestre DTTB.

Para entregar un servicio satisfactorio de televisión avanzada ATV (1 Gbps), se debe conseguir una tasa de bits de 18 a 20 Mbps para acomodarse en el canal de 6 Mhz, cuyo

ancho de banda útil es de 5-5.5 Mhz, el resto se utiliza como bandas de guarda para evitar interferencias adyacentes. Se advierte entonces que la eficiencia de espectro requerida, es de alrededor de $20 \text{ Mbps} / 5 \text{ Mhz} = 4 \text{ Bits/s/Hz}$, cuya transmisión puede ser manejada por las siguientes modulaciones digitales:

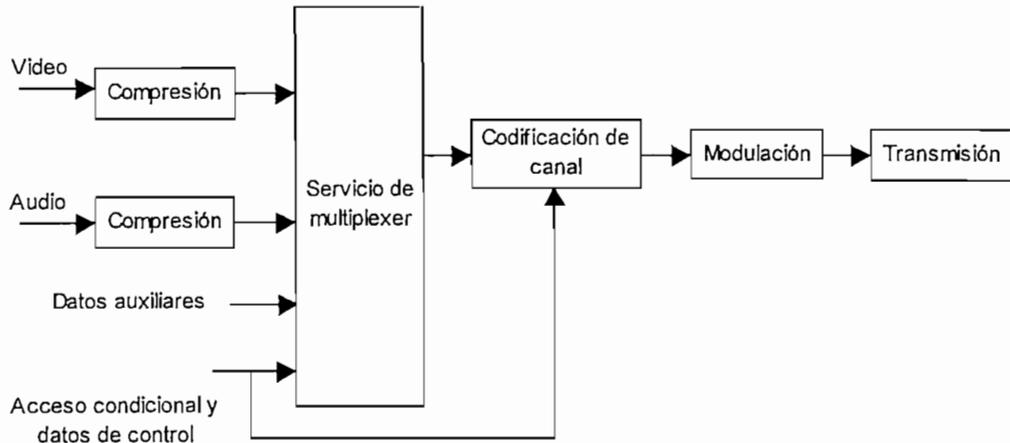


Figura 1.5.5 Diagrama de bloques de un sistema de transmisión digital terrestre de Televisión DTTB

- Modulación con desplazamiento de fase 16-PSK: La modulación 16-PSK (Phase Shift Keying) requiere altas potencias de transmisión, en consecuencia no es utilizada ya que podría causar interferencias co-canal.
- Modulación de amplitud en cuadratura 16-QAM: La modulación 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), requiere menor potencia de transmisión y tiene la misma eficiencia de espectro que en 16-PSK, siendo preferida para implementación de televisión avanzada ATV. 16-QAM es una modulación bidimensional, en donde cada componente de color I y Q, lleva modulación de datos con 2 bits por símbolo, de esta manera la velocidad de símbolos se acomoda en el ancho de banda utilizable de 5-5.5 Mhz y se transmite con doble banda lateral.
- Modulación de banda vestigial 4-VSB: La modulación 4-VSB (Vestigial Side Band) requiere potencias de transmisión pequeñas, es una modulación unidimensional en la cual cada símbolo lleva 2 bits, por lo que la tasa de símbolos está alrededor del doble de ancho de banda utilizable, la tasa de bits es la misma que en 16-QAM.
- Otra forma de modulación digital, es la Modulación de portadora única SCM (Single Carrier Modulation) alternada con Modulación multiportadora MCM (MultiCarrier Modulation), usualmente referida como Multiplexación por división de frecuencias ortogonales OFDM, las cuales se utilizan para comunicación vía satélite, radio-

microonda digital con línea de vista, modem telefónico, emisión de audio digital DAB, etc.

En un sistema de televisión avanzada ATV, el requerimiento de la tasa de error de bits BER (Bit Error Rate), para una calidad de imagen aceptable está en el orden de 10^{-9} . La situación es desfavorable cuando se requiere emisión simultánea de ATV y televisión analógica NTSC, para lo cual se debe limitar la potencia de transmisión de ATV, evitando así interferencia co-canal o con los canales adyacentes analógicos NTSC.

La combinación de bajas tasas de error BER y bajas potencias de transmisión, significa que debe ser implementada una fuerte codificación de canal para reducir los umbrales de transmisión del sistema ATV. En un sistema de codificación como este, se utiliza dos niveles de Corrección de errores progresivos FEC: un código de modulación interna y un código de corrección de errores de símbolos externo.

El código interno, utiliza Modulación con código Trellis TCM (Trellis Code Modulation), el cual combina codificación y modulación en un paso, para conseguir altas ganancias de codificación sin afectar el ancho de banda de la señal. La salida del codificador interno, entrega un BER de 10^{-3} , inaceptable en sistemas ATV. El código de corrección externo, se implementa usualmente con código Reed-Solomón R-S, mejorando la tasa de error BER hasta 10^{-9} .

1.5.2.2 Televisión Compatible Avanzada ACTV [21].- La Televisión Compatible Avanzada ACTV es entregada por el Consorcio de Investigación de Televisión Avanzada ATRC (Advanced Television Research Consortium), es el único considerado por FCC para sistemas NTSC-compatibles y que guarda compatibilidad total con los receptores de NTSC.

ACTV genera formato de imágenes con exploración progresiva 1:1, 525 líneas y frecuencia de campo de 59.94 Hz, la cual se transforma a formato entrelazado para su transmisión, mientras que en recepción se convierte nuevamente a exploración progresiva para su presentación en pantalla.

El sistema ACTV genera la señal a transmitirse a partir de tres componentes principales (Figura 1.5.6):

- La componente 1 es la señal principal NTSC
- La componente 2, es una señal modulada en cuadratura a la frecuencia de la subportadora de color F_{sc} pero con la fase invertida en los campos alternados

- La componente 3 contiene detalles de Luminancia de alta frecuencia, se encuentra en la banda de 230 - 750 KHz y se utiliza para modular en cuadratura la portadora de radiofrecuencia de la imagen para su transmisión.

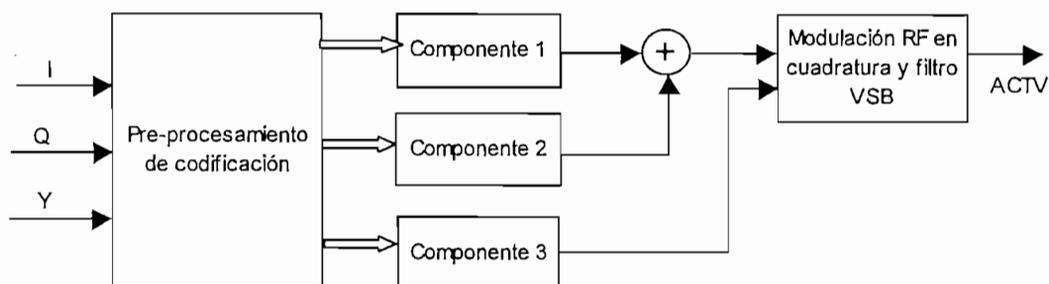


Figura 1.5.6 Diagrama de bloques de un sistema de transmisión ACTV

1.5.2.3 Codificación por Muestreo Sub-Nyquist Múltiple MUSE [21].- MUSE es una familia de sistemas utilizados para empaquetar señales HDTV de gran ancho de banda y transmitirlos a través de canales de radio-frecuencia de banda limitada.

MUSE-E es un sistema principalmente diseñado para entregar señales HDTV vía satélite en Japón, es el original y el de más alta calidad de los formatos MUSE. Su restricción de ancho de banda es consecuencia de la modulación en frecuencia utilizada en los canales (*transponders*) satelitales cuyo ancho es de aproximadamente 24 Mhz. MUSE-E utiliza un ancho de banda de 8.1 Mhz, que puede ser utilizado también en canales terrestres de 6 Mhz.

Narrow MUSE es una versión no compatible del sistema de transmisión MUSE-E de 6 Mhz, por tanto no es compatible con los receptores NTSC. Para transmisión se utiliza un esquema de multiplexación en frecuencia. MUSE-T se refiere a las aplicaciones de transmisión para interconexión satelital.

1.5.2.4 Compatibilidad de Espectro Digital DSC-HDTV [21].- Este sistema de la Corporación Zenith Electronics está basado en exploración progresiva, para lo cual se transmite un cuadro de video completo cada 1/60 de segundo, eliminando así el problema de *ruido* originado en la exploración entrelazada.

El esquema de modulación entrega 2 bits por símbolo asignados a cuatro niveles, con lo cual la tasa de transmisión requerida de 21.52 Mbps se reduce a 10.8 Msim/s. Para transmisión se utiliza la técnica de banda lateral vestigial 4-VSB, la portadora suprimida se localiza cerca del flanco inferior del canal de 6 Mhz. Este esquema de modulación permite bajas potencias de transmisión y la utilización de desplazamientos de la frecuencia de portadora de radio-frecuencia, con lo cual se mejora la interferencia co-canal.

1.5.2.5 Televisión Digital Avanzada ADTV [21].- El sistema ACTV modificado mas tarde, da como origen al sistema ADTV, en el cual se hace una aproximación completamente digital basada en técnicas de compresión avanzadas y esquemas de modulación que permiten transmisión con una benigna interferencia al existente sistema NTSC.

Los datos generados se protegen con código Reed-Solomón y el tren de bits resultante se modula utilizando la técnica denominada QAM espectralmente configurada SS-QAM, lo cual provee baja sensibilidad a la interferencia co-canal.

La emisión de televisión terrestre es un recurso limitado, por tanto, algunas tecnologías apuntan al desarrollo alternativo de recursos, tales como Redes de cable y Emisión directa vía satélite *Direct TV*. En el mercado, se ofrece al consumidor cada vez mayor cantidad de material para televisión digital, por otro lado, las entradas tradicionales como anuncios y comerciales, no son suficientes para asegurar una producción de programación. La alternativa, es la adopción del sistema pagar para ver (*pay per view*), creándose la necesidad de desarrollar técnicas de encriptación (*scrambling*) para acceso condicional, las mismas que aparecerían en tres niveles diferentes: encriptación (*scrambling*) de los componentes de programa, control de los derechos de acceso, y manejo de los derechos de acceso y actualización de las claves de autorización.

1.5.2.6 Comité de Sistemas de Televisión Avanzada ATSC [22].- Este sistema describe las características del sistema de televisión avanzada de los Estados Unidos, es un estándar de televisión digital que provee especificaciones de los parámetros del sistema y que está basado en las siguientes normas: ISO/IEC MPEG-2 Video standard, Digital Audio Compression AC-3 standard y ISO/IEC MPEG-2 System standard **{Ver Anexo a la tesis}**.

El sistema de transmisión está basado en los esquemas de modulación VSB y se proporcionan dos modos de operación: El modo de emisión terrestre que soporta la emisión de una señal ATV en un canal de 6 Mhz y el modo de datos de alta velocidad que soporta dos señales ATV en un solo canal de 6 Mhz. Ambos modos de transmisión comparten los mismos circuitos para recuperación de portadora, sincronismo y reloj, así como también los correctores de fase y ecualizadores. Ambos métodos utilizan código de Reed-Solomón para corrección de errores progresivo FEC. En el modo de transmisión terrestre durante la pre-codificación se incorpora en el código de Trellis.

1.5.2.7 Televisión directa DTV [29].- Este es un sistema de Emisión digital satelital DBS de alta potencia en la banda Ku, el cual puede entregar televisión digital comprimida en casa. La alta potencia utilizada, permite recibir la señal satelital con antenas pequeñas de aproximadamente 18 pulgadas. Todas las fuentes de video comprimido con tecnología MPEG,

se multiplexan en el dominio del tiempo TDM (Time Domain Multiplex), para formar un solo tren de bits de alta velocidad, el cual es capaz de transmitir sobre 30 Mbps o de 4 a 8 canales de televisión. El tren de datos se transmite con modulación QPSK, en donde se utiliza un código de corrección de errores progresivo FEC, que incluye código de bloques de Reed-Solomón combinado con código convolucional.

1.5.3 Detección y corrección de errores [5]

Los medios de transmisión o grabación digital generalmente son propensos a introducir errores de bits, por tal razón se han desarrollado técnicas de detección y corrección de errores, así por ejemplo: En almacenamiento magnético, la información puede sufrir deterioro debido a problemas físicos del medio magnético o problemas mecánicos de seguimiento de pista y contacto de cabezal. En grabación óptica, el haz de luz es propenso a contaminación o existencia de imperfecciones en el disco óptico. En sistemas de comunicación, se pueden producir errores debido a interferencias electromagnéticas del medio de transmisión.

En cualquier caso, se podrían producir grandes deterioros aislados conocidos como **Ráfagas de error** (*Burst errors*), así como también errores aletorios, que afectan a bits o símbolos individuales, como resultado, en recepción no se recupera la información exactamente como fue transmitida.

Los bits 0 o 1, que representan a la información transmitida, solo pueden ser correctos o incorrectos, por lo tanto una vez que se detectan los bits erróneos, solo deben invertir su estado para ser corregidos.

La corrección de errores consiste en añadir algunos bits a los datos originales, calculados a partir de los mismos datos, creándose así una **Palabra código**, a continuación se revisarán los códigos de corrección de errores utilizados en transmisión y grabación de datos en televisión digital.

1.5.3.1 Paridad.- La técnica de paridad es la más sencilla para detección de errores, consiste en añadir un bit redundante o de paridad a la palabra de datos que se desea transmitir, dicho bit se calcula de tal forma que el número de "1s" en la palabra código sea par, de esta manera si un bit resulta erróneo, en recepción se detecta dicho error pero no puede ser corregido, en cambio si dos bits resultan erróneos entonces el fallo pasará sin ser detectado. Los bits de paridad se calculan de acuerdo a la siguiente regla:

Si el número de "1s" en la palabra de datos es par, entonces el bit de paridad es "0" y si el número de "1s" en la palabra de datos es impar, entonces el bit de paridad es "1".

Si por el contrario el bit de paridad se calcula para que la palabra código presente un número impar de "1s", entonces se consigue la paridad impar, para lo cual se invierte la condición de los bits de paridad en la regla antes mencionada.

1.5.3.2 Código de redundancia cíclica CRC.- En aplicaciones más complejas como grabación o transmisión de datos, se necesita un sistema para recuperación de bits erróneos, es entonces que se utilizan los códigos cíclicos.

En este método, las palabras código se generan y comprueban algorítmicamente mediante ecuaciones y el bit o bits erróneos se localizan resolviendo dichas ecuaciones. En el siguiente ejemplo se describe un circuito de desplazamiento con realimentación conocido como **Contador en anillo trenzado**, que permite verificación de un código de redundancia cíclica CRC.

Tal como se observa en la figura 1.5.7, el circuito acepta 7 bits seriales A-G activados por reloj, los cuales son llevados secuencialmente a través de las compuertas y los desplazadores, al final del proceso los desplazadores contienen 3 expresiones diferentes, las cuales permiten realizar 3 comprobaciones de paridad del mensaje recibido.

En recepción se debe tener en cuenta que los bits A, B, C y D son los datos y los bits E, F y G son los bits redundantes, generados de la siguiente manera:

El bit E se genera para formar un número par de "1s" entre los bits A,B,C y E.

El bit F se genera para formar un número par de "1s" entre los bits B,C,D y F.

El bit G se genera para formar un número par de "1s" entre los bits A,B,D y G.

de tal forma que los 4 bits de datos y los 3 bits de verificación forman una palabra código de 7 bits.

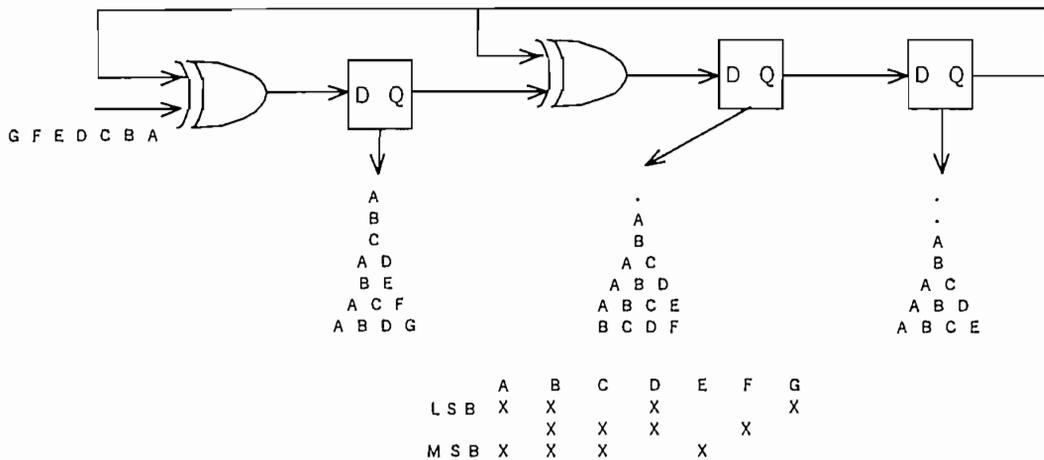


Figura 1.5.7 Circuito de verificación de paridad en un sistema de redundancia cíclica CRC

ejemplo es capaz de localizar y corregir un solo símbolo erróneo, sin importar el número de bits en error. Los dos símbolos de verificación son las soluciones a las siguientes ecuaciones:

$$A \oplus B \oplus C \oplus D \oplus E \oplus P \oplus Q = 0$$

$$a^7 A \oplus a^6 B \oplus a^5 C \oplus a^4 D \oplus a^3 E \oplus a^2 P \oplus a Q = 0$$

a = constante

En recepción se realizan dos comprobaciones para ver si se trata de una palabra código, calculando los síndromes mediante las expresiones de S_0 y S_1 , en donde las primas (') indican los símbolos recibidos.

$$S_1 = a^7 A' \oplus a^6 B' \oplus a^5 C' \oplus a^4 D' \oplus a^3 E' \oplus a^2 P' \oplus a Q'$$

$$S_0 = A' \oplus B' \oplus C' \oplus D' \oplus E' \oplus P' \oplus Q'$$

si por ejemplo, en transmisión se ha producido un error en el término D' , se puede decir que se añade un error E al valor original D, así:

$$D' = D \oplus E$$

con lo cual se encuentra que:

$$D = D' \oplus S_0$$

$$E = S_0$$

por tanto, el valor del corrector corresponde al síndrome de paridad S_0 , con lo cual el símbolo corregido se obtiene añadiendo S_0 al símbolo incorrecto.

El síndrome S_1 , es el patrón de bits de error E elevado a una potencia "k" de la constante "a", que es una función de la posición del símbolo de error en el bloque, así:

$$a^k = S_1 / S_0$$

siendo S_1 un localizador que determina, la posición del bit erróneo en el símbolo incorrecto.

CAPITULO II

Diseño del sistema de procesamiento digital de Televisión

En el Capítulo I, se estudiaron las señales de video y audio digitales así como también varios de sus estándares, de esta manera, se ha establecido un marco teórico sobre el cual se basarán los criterios de diseño para la implementación del sistema de procesamiento digital en canales de televisión. El presente capítulo, pretende presentar una serie de criterios y alternativas que deben ser tomados en cuenta, durante la implementación de sistemas de procesamiento digital en canales de televisión.

2.1 Criterios Generales de Diseño

A continuación, se analizan criterios generales importantes para el diseño de sistemas con procesamiento digital de señales de televisión, para lo cual, se tomará en cuenta ciertos criterios de diseño de sistemas analógicos, que son aplicables a los sistemas digitales. Se analizarán también criterios y alternativas de cada red dentro de la instalación, teniendo en cuenta el diagrama de bloques de la distribución de áreas existentes en instalaciones de canales de televisión (Figura 2.1.1). El objetivo del presente trabajo, se concentra en el diseño del bloque central de la instalación, correspondiente al sistema de procesamiento digital de señales de televisión, el cual puede manejar señales de video y audio digitales y/o analógicas, dependiendo del tipo de instalación.

Los estudios, son los lugares que se encargan de la generación de las señales de video y audio para emisiones de programación en vivo y pueden utilizarse también para generar material grabado. Los centros de edición, son los lugares en donde se procesan independientemente, material generalmente obtenido mediante grabación, antes de ser ingresados al sistema de procesamiento central. Los centros de post-producción, son los lugares que se encargan de dar el toque final al material que previamente ha sido grabado, mediante la creación de efectos, animaciones, inserción de caracteres, adecuaciones de audio, etc. La forma usual de transporte del material obtenido en cada una de las áreas, es por medio

de las cintas de grabación magnéticas, pero en sistemas modernos basados en servidores de video, el transporte se lo realiza mediante redes de gran ancho de banda, siendo este el método mas eficiente y transparente a la calidad de las señales de video y audio generadas.

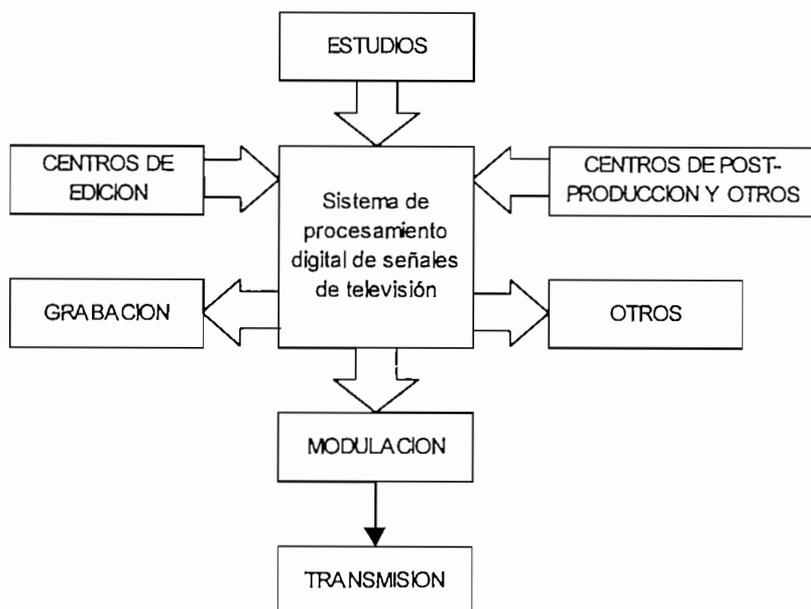


Figura 2.1.1 Distribución general de las áreas dentro de un canal de televisión

Las señales de video y audio generadas en toda la estación de televisión, convergen en el sistema de procesamiento digital, lugar en donde se obtiene el material final para ser conducido por la estación hacia sus destinos, entre los más importantes se pueden mencionar, emisión de la señal de televisión al aire y grabación de material procesado. Cada una de las áreas mencionadas, se encuentra enlazada mediante varios tipos de redes de cableado, entre las más importantes se pueden mencionar:

- Red de video: Esta red se encarga de entregar señales de video digital y/o analógico a todos los destinos de la instalación.
- Red de audio: Entrega señales de audio a todos los destinos de la instalación. Cuando el sistema maneja video y audio separados, dicha red está siempre presente en sistemas analógicos.
- Red de referencia: Dentro de las instalaciones de canales de televisión, existen un sin número de equipos de video que pueden trabajar independientemente, pero cuando se necesita interconectarlos, la red de referencia o sincronismo, permite la interacción entre ellos permitiendo sincronización entre las distintas señales de video tanto para su procesamiento como para su emisión al aire.

- Red de control: Es una red que permite la configuración, diagnóstico y monitoreo del estado de los equipos dentro de la instalación de procesamiento digital, esta red usualmente se encuentra manejada por computadora y forma parte del sistema de procesamiento digital.

La implementación de canales de televisión es una tarea que conlleva gran cantidad de criterios, los cuales dependen principalmente de la función que va a desempeñar el canal, así por ejemplo, un canal destinado solo para entretenimiento, no puede tener la misma estructura de un canal que se dedicará a noticias. En ambos casos, los criterios de diseño, su configuración, el tipo y número de equipos, facilidades, etc., son muy diferentes. De acuerdo a esto, es necesario tener muy claro básicamente, la función que realizará el canal de televisión, la tendencia de la tecnología, así como también los recursos con los que se cuenta.

El diseño de un sistema de procesamiento de televisión muchas veces se lo hace de manera aleatoria más que de forma sistemática, debido a las presiones de proveer tecnología de punta al televidente, manteniendo una programación ininterrumpida. La tarea inicia con análisis de las facilidades que debe prestar el sistema de procesamiento, para lo cual, se deben contestar las siguientes preguntas: Cuáles fuentes de señal existen ?, Qué destinos deben alimentar ?,Cuál es la distribución física de la planta ?, Cuales son las dimensiones de los equipos y donde serán ubicados?, Qué perspectivas se tomaran para un desarrollo futuro ?. El siguiente paso, es un el análisis de las necesidades del usuario. Cada área de operación debe ser examinada para determinar que señales se necesitan, cuán frecuentemente van a ser utilizadas y cual va a ser la calidad requerida. La frecuencia de utilización de dichas señales, ayudará a determinar si se conectan directamente para evitar posibles errores de operación, si se conectan a través de enrutadores para uso continuo o si se configuran paneles de interconexión para señales poco frecuentes, así como también para proveer rutas alternativas o de emergencia de la señal de televisión al aire.

Una de las medidas importantes a ser tomada en cuenta durante el diseño del sistema de procesamiento digital, es la de hacerlo re-configurable por medio de la utilización de paneles de interconexión y/o enrutadores, los cuales permiten entregar cualquier fuente de señal existente, tanto de video como de audio, a cualquier destino que lo requiera. En otras palabras, todas las fuentes de señal en la planta, son entradas al enrutador o sistema de paneles de interconexión y todos los destinos son salidas del enrutador y/o sistema de paneles de interconexión [11].

La forma más usual de procesar material grabado, principalmente en noticieros, es por medio de **Islas de edición**, en las cuales es muy común utilizar videograbadoras de cinta magnética analógica, pero actualmente es más eficiente utilizar **Editores no lineales**. La

técnica de **Edición no lineal**, nace con la digitalización de las señales de video y audio, las cuales pueden ser almacenadas en discos duros y procesadas a través de técnicas de computación. Su nombre se deriva de la no linealidad del eje de tiempo del medio de almacenamiento de los datos [8]., los cuales pueden ser accedados directamente mecanografiando el código de tiempo de una escena determinada, a diferencia de la "edición lineal" realizada en las cintas magnéticas, en las cuales una escena determinada puede ser accesada solo en forma secuencial, lo cual extiende el tiempo de edición.

En edición no lineal, las señales digitales de varias fuentes son transportadas desde el medio de almacenamiento, generalmente discos duros, hacia varias "paginas" en memoria RAM (figura 2.1.2). La edición, se ejecuta mediante un procesamiento selectivo de 2 o más trenes de datos tomados de la memoria RAM, por tanto, la naturaleza del almacenamiento digital no afecta la forma de edición, sino el tiempo de ejecución de la misma. En edición lineal en base a cintas magnéticas, cada tren de datos es proporcionado por una máquina de videocinta, cuyas cabezas de video y audio, sufren desgaste con el simple hecho de buscar los puntos de edición *Jogging*, pero en un sistema de edición no lineal, el único trabajo de dichas cabezas, es la transferencia de material hacia la estación de trabajo digital, lo cual se traduce en disminución de tiempo de edición y de desgaste del equipo de videocinta. Se denomina **Edición en línea (on line)**, cuando para ciertos propósitos, la señal de video entrante se utiliza directamente a la salida, mientras está siendo procesada, aplicando compresión suave o moderada. Por el contrario, existe la **Edición fuera de línea (off line)**, en donde se utiliza compresiones altas y la señal de entrada no está disponible a la salida durante el procesamiento.

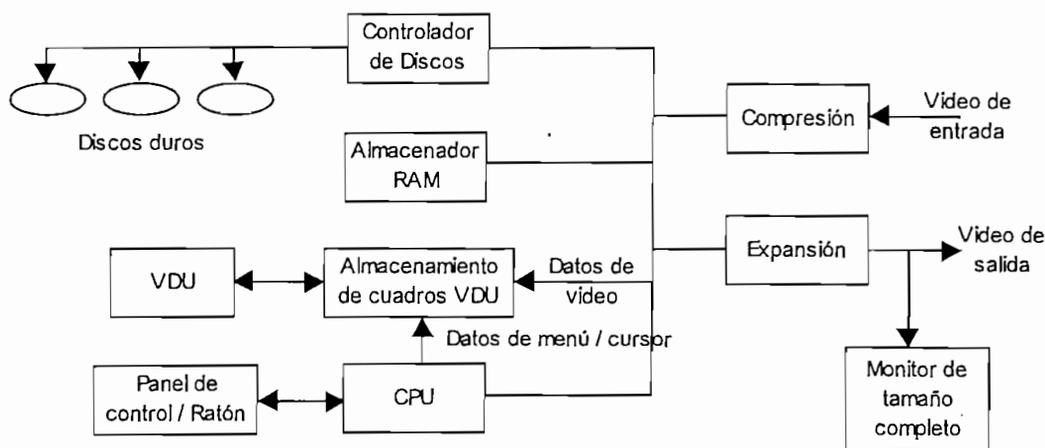


Figura 2.1.2 Sistema de edición no lineal basada en discos

Las **Estaciones de trabajo digitales (workstation)**, utilizadas principalmente en las áreas de post-producción, tienen una estructura similar a los editores no lineales (figura 2.1.2),

ya que el procesamiento de las señales de video y audio se realizan en base a computadora y su almacenamiento es en discos duros. Se provee de entradas y salidas de señales de video digital, las cuales deben tener conversores A/D y D/A opcionales para trabajar con señales analógicas. En muchas estaciones de trabajo se emplea compresión y junto a está, debe existir una lógica apropiada de codificación y decodificación.

Tanto editores no lineales como estaciones de trabajo digitales, ejecutan su tarea en base a **Listas de decisión de edición** EDL, las cuales son utilizadas para control automático de edición del material capturado de sistemas externos o almacenado internamente en discos duros. Durante la edición se pueden generar gran cantidad de información de video y audio, entonces se requiere de gran capacidad de almacenamiento y también compresión, en este caso, sería recomendable la utilización de discos magnéticos del tipo **Winchester**, debido a su alta capacidad de almacenamiento, e incluso la utilización de discos magneto-ópticos MO. Los editores digitales deben simular el proceso de localización de los puntos de edición, que se realiza en las videocaseteras, en donde cada imagen se ubica a través del control de búsqueda, para lo cual, se transfiere el área grabada necesaria hacia la memoria RAM del editor, en donde puede ser accesada a cualquier velocidad y dirección, previa la ubicación precisa de los puntos de edición, los cuales pueden ser monitoreados en ventanas asignadas a cada fuente o archivo de video. El microprocesador del editor, almacena todos los pasos necesarios para realizar la edición, creando la lista de decisiones EDL que se ejecuta automáticamente. Los puntos de edición pueden ser localizados rápidamente mecanografiando el código de tiempo de una escena determinada o a través de archivos de textos asociados también al código de tiempo. Es importante notar que mientras se realiza la edición, los archivos originales no se modifican en forma alguna, ya que se utilizan solo para lectura. Si se realiza una edición errónea, el material original no es dañado y el problema puede ser corregido en EDL. La principal ventaja de un sistema de edición basada en disco, es que gracias al acceso aleatorio, la ubicación de puntos de edición, previstas y revisiones se ejecutan instantáneamente, lo cual reduce el tiempo de edición a fracciones del tiempo que se necesita en edición con videocaseteras.

2.2 Red de Video

Cuando se considera enrutamiento de video, se debe tener en cuenta los diferentes tipos de sistemas existentes, así por ejemplo, sistemas de video analógico, sistemas de video digital y sistemas de video análogo-digital conocidos como sistemas híbridos.

2.2.1 Sistemas de video analógico [11].- Dentro de estos sistemas se pueden encontrar: sistemas de video compuesto, correspondientes a la norma NTSC y sistemas de video en componentes.

Los **sistemas de video compuesto**, se adoptan para conseguir disminución de costos, tanto en equipo como en instalación a cambio de sacrificio de calidad de señal. En sistemas de televisión modernos, se desecha este tipo de señales para procesamiento de material de programación, pero en cambio, se las utiliza solo para realizar monitoreo del sistema.

Los **sistemas de video en componentes**, se han popularizado grandemente gracias a la gran calidad de señal y al desarrollo de equipo de relativamente bajo costo y fácil manejo, que aceptan este tipo de señales.

Los criterios para diseño de sistemas de video compuesto NTSC, generalmente se aplican también para sistemas de video en componentes, la diferencia básica radica en la naturaleza misma de la señal, como es conocido, todas las imágenes de color para procesamiento electrónico, se originan en forma de los colores primarios rojo R, verde G y azul B, los cuales pueden ser convertidos opcionalmente mediante una matriz, en las componentes de luminancia Y y sus diferencias de color R-Y y B-Y. Los sistemas en componentes manejan las señales G/Y, R/R-Y y B/B-Y, a través de tres vías de interconexión. La señal de luminancia Y, muy parecida a una señal convencional NTSC, tiene niveles de 1 Vpp y lleva información de sincronismo, pero no tiene información de color ni tampoco subportadora de color (*burst*). Las señales R-Y y B-Y, contienen información de color con niveles de +/- 350 mV, no llevan sincronismo y son bipolares. La característica bipolar de las señales de diferencia de color, deben ser preservadas a lo largo del sistema, así como el nivel de negro en la luminancia debe permanecer tan cerca como sea posible a 0 Vdc. La ganancia de los tres canales de información debe mantenerse en los niveles precisos para preservar el balance de colores y evitar errores en dichas ganancias o desplazamientos en niveles DC, que dan como resultado errores de color en la imagen final. Ya que el sistema maneja señales monocromáticas, la sincronía del sistema no es tan crítica como en los sistemas NTSC, sin embargo, la diferencia de tiempo entre cada componente debe ser mantenida tan pequeña como sea posible, una forma de lograrlo es interconectar utilizando ternas de cables de igual longitud.

2.2.2 Sistemas de video digital.- Los primeros equipos creados con tecnología digital, fueron desarrollados entre los años 70 y 80, los cuales se diseñaron para manejar señales analógicas, por tal razón, no admitían ni tampoco generaban salidas digitales, pero en cambio probaron ser soluciones muy superiores a las analógicas. A medida que se desarrollaba la tecnología, crecía el interés en la interconexión de video digital, de allí que el apareamiento de las primeras Videograbadoras digitales DVTR (Digital Video Tape Recorder),

creó la necesidad de interconexión y a partir de entonces los diseñadores incorporaron puertos de entrada / salida digitales en sus productos.

En países en donde se desarrolla la tecnología, la transmisión digital es un hecho, tal es el caso de Japón y Estados Unidos, en donde ya se está emitiendo televisión digital. Las señales de audio, vídeo y datos auxiliares, luego de haber sido procesados en el dominio digital, son multiplexados en un solo tren de datos seriales, los cuales se adaptan para la emisión por medio de una modulación digital determinada.

Los sistemas de procesamiento digital, son más fuertes que los sistemas de procesamiento analógico ante el ruido, intermodulación de canal (*crosstalk*), intermodulación de color (*crosscolor*), ruido periódico (*hum*), mientras que las variaciones de ganancia, errores de respuesta de frecuencia, *jitter*, inestabilidades de fase, son problemas analógicos que no afectan a las señales digitales, sino cuando alcanzan altos niveles [7]. El manejo de señales digitales, permite que la ganancia, fase y respuesta de frecuencia sean 100 % estables. En las etapas de distribución y enrutamiento no existe un verdadero procesamiento, por lo tanto las señales digitales no sufren degradación alguna y a diferencia de las señales analógicas, no existen problemas de retardo de grupo, distorsiones de línea o campo, distorsiones de fase o ganancia diferencial [20]. Las longitudes extensas de cable, son las principales causantes de distorsión de la señal, pero ventajosamente, la mayoría de equipos digitales, están provistos de alguna forma de ecualización y regeneración en todas sus entradas para compensación.

Cuando se diseña un sistema de video digital, se debe tener en cuenta las provisiones necesarias para manejar audio sincrónico o asincrónico, tal como lo indica uno de los estándares propuestos por SMPTE en su formato de audio AES/EBU. Se tiene **Audio sincrónico** cuando se guarda sincronía con el video, tal como sucede en la salida de una videograbadora digital DVTR. Específicamente, el término sincrónico, se refiere al aseguramiento de reloj entre las frecuencias de muestreo de audio y vídeo. En ciertas aplicaciones, las señales de video y audio son fuentes correlacionadas y es preferible que se mantengan juntas para tratarlas como un solo tren de datos digitales (Figura 2.2.1). Este sistema no contempla la separación de video y audio, por tanto se debe tener presente que los dispositivos de procesamiento digital no eliminan audio y datos insertados de la señal de video. El estándar de SMPTE, también permite **audio asincrónico** para aplicaciones de audio no relacionado al vídeo, que al ser extraídos en recepción se utilizan con otros fines. Actualmente este tipo de audio se utiliza muy poco, sin embargo, en el mercado se pueden encontrar equipos que manejan los dos tipos de audio.

El advenimiento de la televisión avanzada ATV y la televisión de alta definición HDTV, generan velocidades que están sobre 1 Gbps, lo cual presenta dificultades de manejo que llevan a considerar la utilización de formatos de compresión, incluso dentro de la planta. Se

podrían aplicar técnicas de compresión suaves, tal que permitan obtener tasas de 270 a 360 Mbps, con lo cual, el enrutamiento serial y almacenamiento de 1Gbps, podrían ser realizados a menor costo.

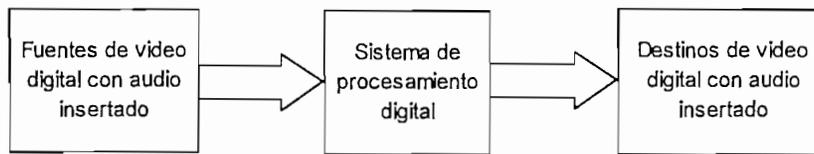


Figura 2.2.1 Sistema de procesamiento digital con audio sincrónico

2.2.3 Sistemas de video analógico-digital (Híbrido).- Este tipo de sistemas son los más utilizados en nuestro medio, ya que permiten realizar una transición paulatina, desde sistemas de video analógico a sistemas de video digital, es decir, pueden manejar tanto señales de video analógicas como digitales y de esta manera pueden también aceptar y procesar cualquier formato para su emisión al aire, condición necesaria en vista de la variedad de formatos existentes. La presente tesis considera el análisis de un sistema de tales características, dedicado a la emisión de programación variada, cuyo modelo debe permitir flexibilidad y versatilidad para combinar los distintos objetivos dentro de una misma estación, también debe permitir acoplamiento con los equipos que han venido funcionando hasta antes de la transición, así como ofrecer perspectivas futuras en cuanto a expansión y tecnología. El caso más general en instalaciones de televisión, es el mejoramiento y expansión de sistemas existentes, en los cuales se pueden utilizar los mismos equipos que venían funcionando hasta el momento de la transición. Se plantea entonces, la necesidad de adoptar un sistema de video análogo-digital, en el cual, equipos analógicos puedan ser acoplados al nuevo sistema digital. Por otra parte, en nuestro país no existe emisión de señales de televisión digital y su advenimiento no es a corto plazo, mas aún cuando la diversidad de estándares dentro del mercado de equipos digitales de televisión, está haciendo que las compañías emisoras de televisión se detengan en su transición total, en espera de un esclarecimiento de la tendencia de la tecnología actual. Razón por la que se considera un sistema de procesamiento de video digital, pero conservando la etapa de transmisión en la forma tradicional analógica [11].

Suponiendo un sistema de televisión con procesamiento de video analógico instalado, se podría conseguir un sistema de procesamiento digital considerando lo siguiente: instalar un enrutador digital que prácticamente no necesita mantenimiento, instalar un conmutador de estudio digital que podría controlar a su vez al enrutador digital, instalar un generador de efectos digital que daría gran posibilidad de usar los nuevos y variados efectos digitales, con lo cual, prácticamente se consigue un sistema de procesamiento digital que podría acoplarse

mediante conversores A/D y D/A, con todas las fuentes de video analógicas, que por su cantidad y variedad son más difíciles de reemplazar en su totalidad. Este ejemplo, permite que partiendo de un sistema basado en enrutadores y conmutadores digitales, se pueda paulatinamente ir a un sistema completamente digital, cambiando las fuentes analógicas y eliminando conversores A/D y D/A cada vez. Tal es el caso del sistema presentado en la figura 2.2.2, en el cual se aprovechan por completo las ventajas de largos procesamientos digitales.

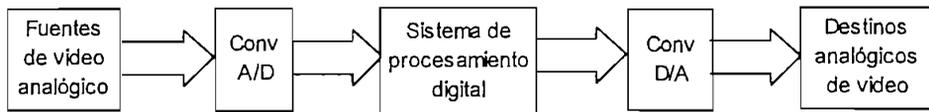


Figura 2.2.2 Sistema de video A / D con procesamiento completamente digital

Uno de los métodos modernos para distribución de cualquier tipo de señales, es el enrutamiento por medio de matrices o puntos de cruce (*crosspoint*), tanto en forma horizontal (filas) como en forma vertical (columnas), dicha función la desempeñan los equipos denominados **Enrutadores**, los cuales son necesarios en la instalación de grandes sistemas y cuyos criterios de implementación se aplican igualmente para enrutadores de video, audio o datos. Una alternativa más económica, es la instalación de varias botoneras en paralelo, las cuales permiten una conmutación manual y producen una salida determinada, de una serie de señales conectadas a sus entradas, con lo cual, se logra crear una matriz para alimentar varios destinos.

Los sistemas de enrutamiento, están formados por dos tipos de bloques en su constitución física, Módulos y Estructuras [20]. Cada **Estructura** puede construirse con módulos analógicos o digitales exclusivamente o combinaciones entre ellos. Las señales que ingresan a una estructura, se presentan primeramente a los **Módulos de entrada**, en donde se acondicionan y amplifican para ser conducidas a los **Módulos de puntos de cruce** (*Crosspoint*). Cada módulo de punto de cruce, es un arreglo de N entradas por M salidas que distribuyen señales a los **Módulos de salida** de la estructura. Por muchos años, para realizar expansión en el número de salidas de la estructura, se interconectaba varios enrutadores con cables coaxiales externos que imponían limitaciones tanto operativas como de sincronización. En sistemas modernos la expansión se puede realizar, alrededor de estructuras centrales que incorporan compensación interna de tiempo. En dichos sistemas, las interconexiones y la compensación de tiempo se realiza dentro de la misma estructura, permitiendo una sincronización completamente uniforme. Para realizar expansiones simples a la entrada del sistema de enrutamiento, se conecta en cascada las salidas de una estructura matricial sobre otra, obviamente esto crea problemas de retardo de tiempo, ya que las señales que ingresan a

la primera estructura matricial, están fuera de tiempo con las señales que ingresan directamente a la segunda estructura. Para superar este problema, es necesario utilizar una estructura matricial secundaria, en la cual ingresen las mismas señales de la estructura matricial primaria simultáneamente.

El sistema de control del sistema de enrutamiento, debe ser capaz de re-programación por parte del usuario, para controlar cada estructura matricial separadamente o en combinación con otras, dentro de la misma estructura o en otras. Si se da la suficiente inteligencia al sistema de control, se puede transformar la función de una sola estructura matricial, en dos o más matrices pequeñas. Esta configuración es muy eficiente para sistemas en expansión, ya que permite instalar matrices de enrutamiento de video digital y analógico, dentro de la misma estructura matricial, con capacidad de ser programadas para actuar independientemente. Una estructura matricial puede contener módulos tanto de audio como vídeo, de tal manera que se podrían programar bloques completamente independientes para el manejo de entradas y salidas, tanto de vídeo y audio analógicos o digitales. La configuración de los enrutadores es muy variada y solo depende de las necesidades inmediatas y futuras del sistema que se está diseñando. Un sistema en expansión, podría iniciar con una estructura matricial que satisfaga las necesidades inmediatas, dejando capacidad para añadir o cambiar módulos en el futuro. Una estructura matricial puede ser dividida en **Matrices virtuales**, así por ejemplo, una estructura matricial de video en componentes analógicas de 96 x 96, se podría reconfigurar como tres matrices virtuales de 32 x 32, cada una enrutando las tres componentes Y, B-Y y R-Y (RGB), que pueden ser manejadas mediante un solo nivel de control, asegurando que cada componente sea conmutada simultáneamente. Un enrutador con capacidad de matrices virtuales, permite asignar nombres a las entradas y/o salidas físicas de manera no uniforme, a través de todas las estructuras matriciales, es decir, control sobre las entradas de vídeo y audio en forma independiente.

La implementación de sistemas de procesamiento de televisión en general, se basa principalmente en sistemas de enrutamiento, los cuales presentan gran variedad de configuración en el número de entradas y salidas. De acuerdo a esto, se debe realizar un análisis de la demanda de fuentes, actual, y de la proyección futura para la elección adecuada de la configuración del sistema de enrutamiento. A continuación se presentan varios ejemplos de sistemas de enrutamiento, utilizados para diferentes aplicaciones dentro de los sistemas de procesamiento en canales de televisión.

En un sistema de video análogo-digital, como se mencionó anteriormente, se necesita un conversor A/D por cada fuente de señal para su acoplamiento al sistema de procesamiento digital, encareciendo el sistema. Una opción más económica, puede obtenerse a través de la

implementación de la figura 2.2.3, en donde las señales analógicas que se deben introducir al sistema de procesamiento digital, se enrutan analógicamente a los convertores A / D.

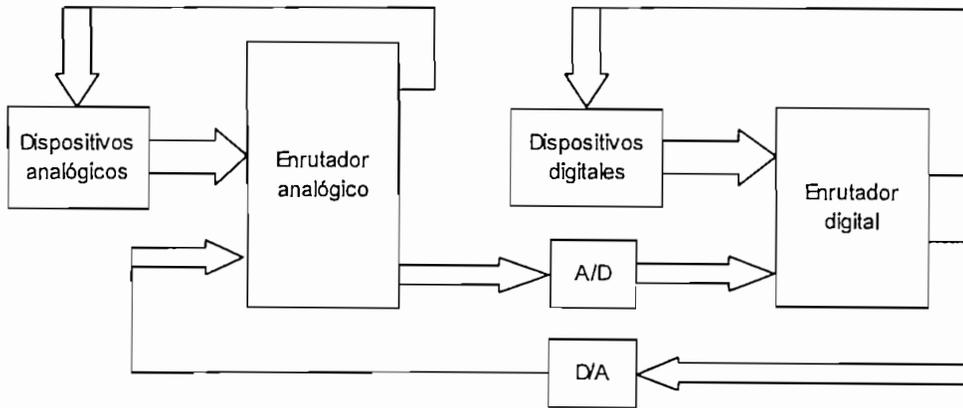


Figura 2.2.3 Sistema de enrutamiento híbrido con selección para conversión A / D y D / A

El siguiente ejemplo (Figura 2.2.4), presenta una opción de bajo costo para ejecutar una expansión sin interrupción (*online*), cuya configuración de 128 x 192 puede ser expandida a 128 x 256. La expansión se la realiza de forma sencilla añadiendo módulos de punto de cruce de 128 x 64 en la matriz de video # 2.

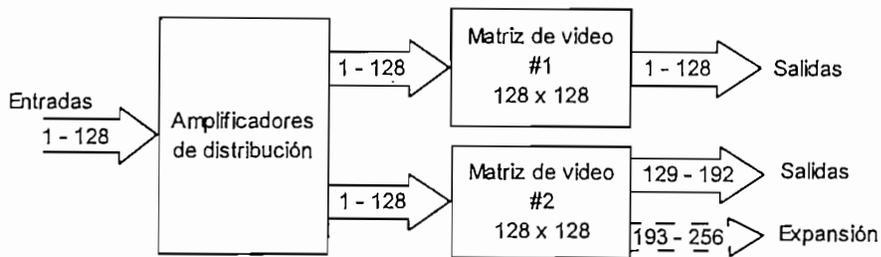


Figura 2.2.4 Ejemplo de un sistema de enrutamiento de video en expansión ininterrumpida *online*

La figura 2.2.5, presenta el sistema de 128 x 192 completamente expandido a 256 x 256, para lo cual se incrementan las matrices de video # 3 y # 4, módulos de distribución y módulos de conmutación secundaria.

Las **Líneas dedicadas** son longitudes de cable que unen dos paneles de interconexión, permitiendo que las señales de video y audio, sean enviadas a otro sitio distante del sistema de procesamiento. De acuerdo a esto, la línea dedicada se convierte en un enlace entre la salida de una matriz y la entrada a otra, cuyo propósito es permitir a los usuarios de la matriz secundaria, ubicada en áreas distintas de la planta, tener acceso a fuentes de la matriz primaria. Entre algunas ventajas y desventajas de este tipo de interconexión, se pueden mencionar:

- Se consigue minimización el tamaño del sistema, en donde ciertas fuentes son rara vez utilizadas en ciertos destinos
- Configuración del sistema para permitir conversión entre formatos
- Si no existen suficientes líneas dedicadas para suministrar el número de señales requeridas, entonces las señales adicionales no pueden ser entregadas, por lo tanto, están bloqueadas
- El control por programa para manejar líneas dedicadas, no puede realizarse para un número inadecuado de dichas líneas
- Se requiere de inteligencia para asignación arbitraria de líneas dedicadas, cuando el número de entradas desde el enrutador primario, exceda el número de líneas dedicadas alimentando al enrutador secundario

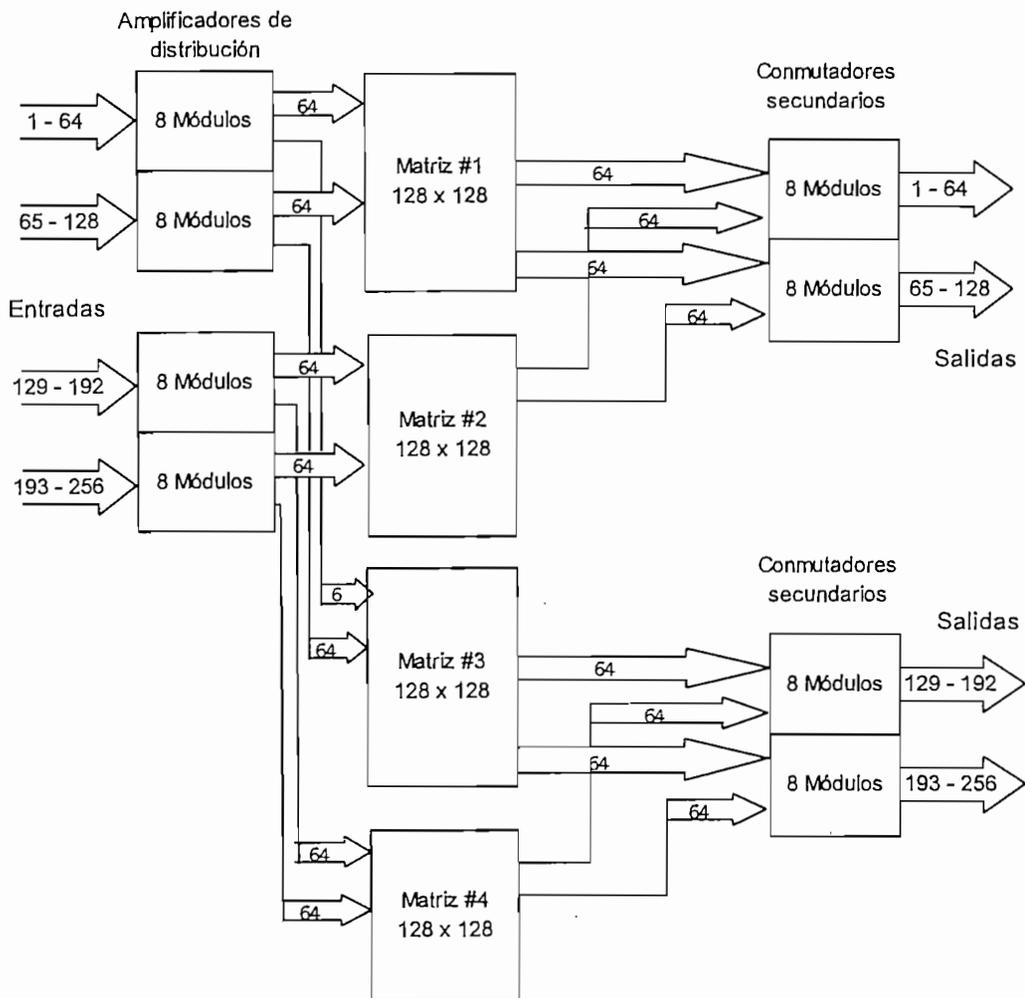


Figura 2.2.5 Sistema de enrutamiento de 128 x 192 completamente expandido a 256 x 256

En la implementación de una estación de televisión, es necesario contar con un sistema alternativo para emisión de señales, dicho sistema lo constituye el **Sistema de emergencia**

(stand by). Esta facilidad del sistema de procesamiento, es indispensable en vista de que la programación de televisión, no puede suspenderse por períodos extensos de tiempo, debido a fallas en el sistema de procesamiento principal. El sistema de emergencia debe tener la capacidad de emitir la señal de televisión poco tiempo después de haberse detectado la falla. En un sistema de procesamiento completamente digital, el sistema de emergencia sería constituido también digitalmente, pero en sistemas análogo-digitales, por facilidad, se podría implementar en el dominio analógico. En cualquier caso, una forma común de realizar la conmutación entre el sistema principal y el de emergencia, es por medio de paneles de interconexión, los cuales proveen permanentemente las señales de video y audio de emergencia, que se interconectarían con las vías de salida al aire, anulando al sistema principal y evitando cortes extensos en la programación. Otra de las ventajas de instalar sistemas de emergencia se la encuentra en sistemas de procesamiento que se encuentran en constante expansión, los cuales necesitan realizar cambios, sin provocar interrupciones de programación, más aun cuando la operación del canal es continua durante las 24 horas del día.

En ciertos sistemas de televisión en expansión, se puede encontrar un sistema de enrutamiento análogo-digital, en el cual se maneja video digital y analógico, tal como el sistema utilizado en las instalaciones de Ecuavisa canal 8 (figura 2.2.6).

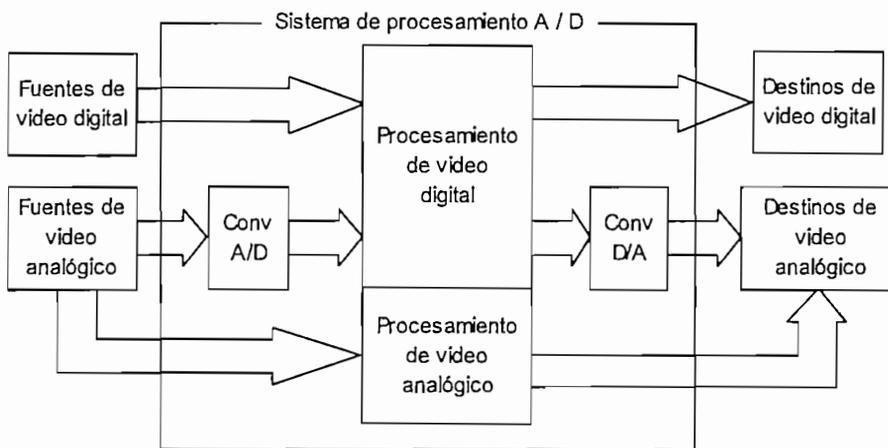


Figura 2.2.6 Sistema de procesamiento de video utilizado en la implementación de Ecuavisa Canal 8

En este sistema, todas las fuentes generan señales de video analógicas compuestas y en componentes, las cuales ingresan a conversores A / D, antes de su ingreso al sistema de procesamiento digital, que se encuentra constituido por los siguientes dispositivos: Enrutador de video, Conmutador de estudio, Conmutador maestro y Generador de efectos digitales. Para la instalación se requieren conversores A / D que sean de buena calidad, por tal razón, se contempla la utilización de conversores de señales de video en componentes a señales de video serial digital, según la Recomendación 601, y 10 bits de cuantización. La utilización de

estos conversores A / D, lleva a la necesidad de incluir conversores analógicos de video analógico compuesto a video analógico en componentes. El enrutador tiene la capacidad de manejar video analógico y digital y puede ser re-configurado a voluntad por un sistema de control externo. La mayor parte de las señales digitales se envían a los conmutadores de estudio y de control maestro, en donde se procesan y se incorporan efectos digitales para finalmente ser conducidos a los conversores digitales analógicos, para su distribución a los diferentes destinos analógicos, incluyendo su emisión al aire. El enrutamiento analógico, provee principalmente la capacidad para realizar monitoreo técnico y para generar la señal de emergencia del sistema, que puede ser manejado manualmente o automáticamente.

2.3 Red de Audio [20]

Al igual que ocurría con los sistemas de video, existen varios sistemas de audio: sistemas analógicos, sistemas digitales y sistemas análogo-digitales, cuyos criterios de enrutamiento de señal son muy similares a los que se analizaron para el enrutamiento de señales de video.

2.3.1 Sistemas de audio analógico.- Estos sistemas son los más utilizados en nuestro medio y operan siempre en forma separada de las señales de video, cuya forma de operación trae consigo algunas ventajas y desventajas, como las que se mencionan a continuación:

- Es posible el enrutamiento separado de video y audio
- No se requieren multiplexores, ni demultiplexores para extracción de audio
- Cada señal de audio, requiere una entrada matricial adicional para conmutación
- Existe riesgo en el enrutamiento de vídeo, sin su fuente de audio
- El sistema de cableado es más complicado
- Se requieren más paneles de interconexión

Las señales de audio analógico se conducen a través de cables balanceados, constituidos por tres conductores, en donde la señal de audio se entrega por los polos positivo y negativo, mientras que la tierra se constituye en un apantallamiento contra interferencias del medio. Estos sistemas pueden funcionar en forma monofónica o estéreo y el nivel de señal generalmente se mantiene en 0 VU (+4 dbm).

2.3.2 Sistemas de audio digital.- Estos sistemas al manejar señales digitales de audio, conservan las mismas ventajas y propiedades que se mencionaron para las señales de video digital. Las señales de audio digital pueden manejarse junto con la señal de video en forma insertada, esta forma de operación presenta las siguientes ventajas y desventajas:

- Se requiere una sola matriz para enrutamiento de video y audio
- Se mantiene facilidad de interfaz con videograbadoras digitales DVTR y otros equipos que incorporan audio insertado
- Se obtiene gran simplificación de cableado e interconexión
- Se requieren multiplexadores y demultiplexadores
- El audio insertado se aplica solo a señales de audio digital
- El audio analógico requiere conversión a digital, antes de ser insertado
- El vídeo analógico debe ser convertido a digital antes de la inserción de audio

Según la experiencia de los diseñadores de equipos de televisión, se desprende que cuando los sistemas de procesamiento son grandes, es preferible un sistema de enrutamiento con audio insertado, en tanto que para sistemas pequeños, se debe realizar un estudio tanto operativo como económico para determinar que tipo de sistema utilizar, ya que se puede optar por sistemas que manejen audio digital separado.

El sistema mas sencillo de procesamiento digital con audio separado, se puede observar en el diagrama de bloques de la figura 2.3.1, en el cual, el enrutador de video digital puede manejar también enrutamiento de audio digital o en su defecto, se puede utilizar un enrutador para audio digital AES/EBU.

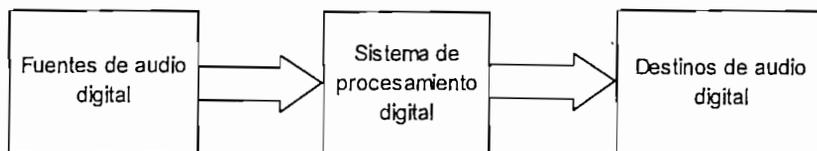


Figura 2.3.1 Sistema de procesamiento digital de audio

La figura 2.3.2, presenta una alternativa para reinserción de audio digital, en donde el enrutador adicional de audio AES/EBU, permite reinserter cualquier señal de audio extraído, sobre señales de video determinados. Las señales de audio pueden ser conmutadas en pares, pero no individualmente.

Una variación del sistema de enrutamiento de video digital con audio insertado, puede ser necesaria para extraer el audio de una fuente de video e insertarlo en otra diferente, esta tarea se la puede realizar por medio de la configuración del sistema de la figura 2.3.3, en donde

las señales de video y audio insertado de dos o más pares, pueden ser intercambiados sin necesidad de enrutadores adicionales.

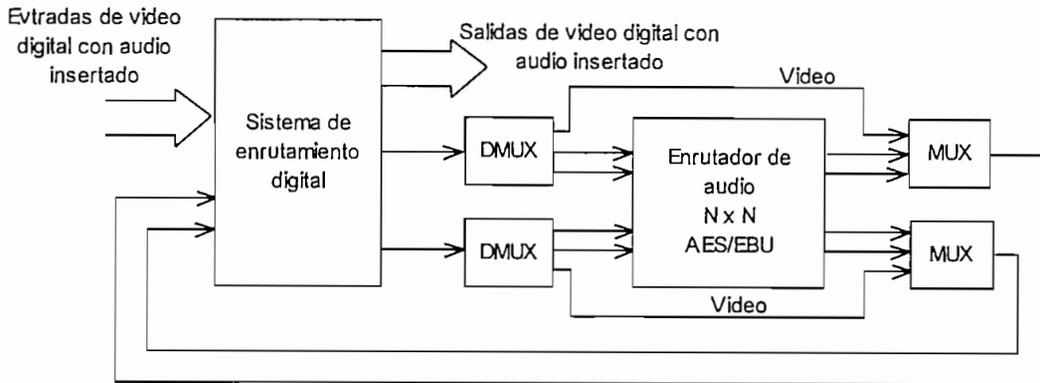


Figura 2.3.2 Sistema de enrutamiento digital con enrutador adicional de audio AES / EBU para reinserción

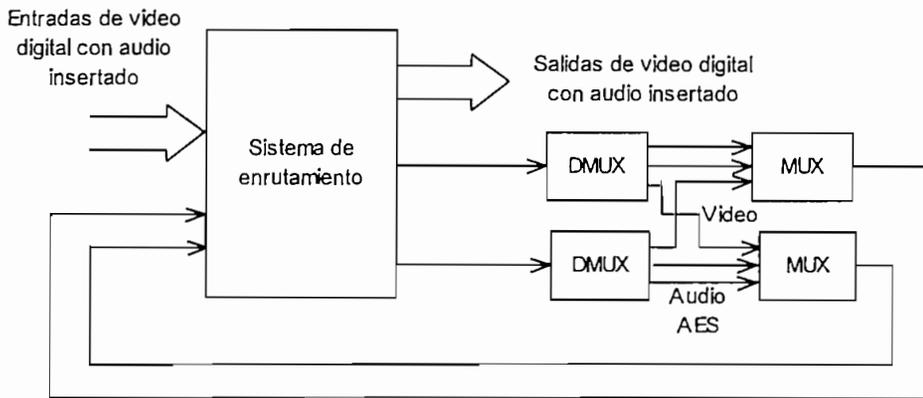


Figura 2.3.3 Sistema de enrutamiento con reinserción de audio digital

2.3.3 Sistemas de audio analógico-digital.- Estos sistemas son utilizados por instalaciones de televisión que se encuentran en transición, en donde se exige cada vez mayor calidad sonora. En el ejemplo de la figura 2.3.4, se presenta un sistema de procesamiento digital de video serial, que permite inserción y extracción de audio digital AES / EBU, previa una conversión A/D de la señal de audio analógico, por medio de la utilización de multiplexores y demultiplexores respectivamente.

La figura 2.3.5, presenta un sistema muy flexible, pero que requiere mayor implementación, en este caso, las señales de audio insertado son conmutadas como canales analógicos individuales.

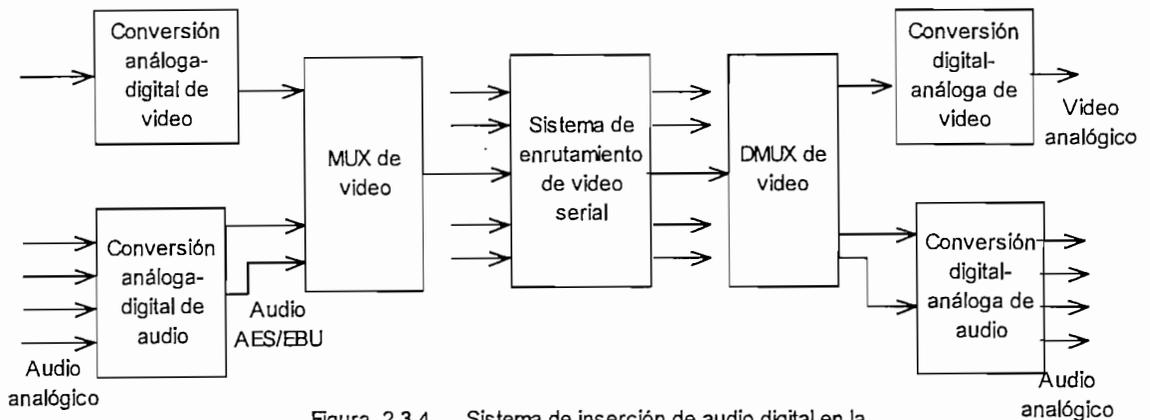


Figura 2.3.4 Sistema de inserción de audio digital en la señal de video serial

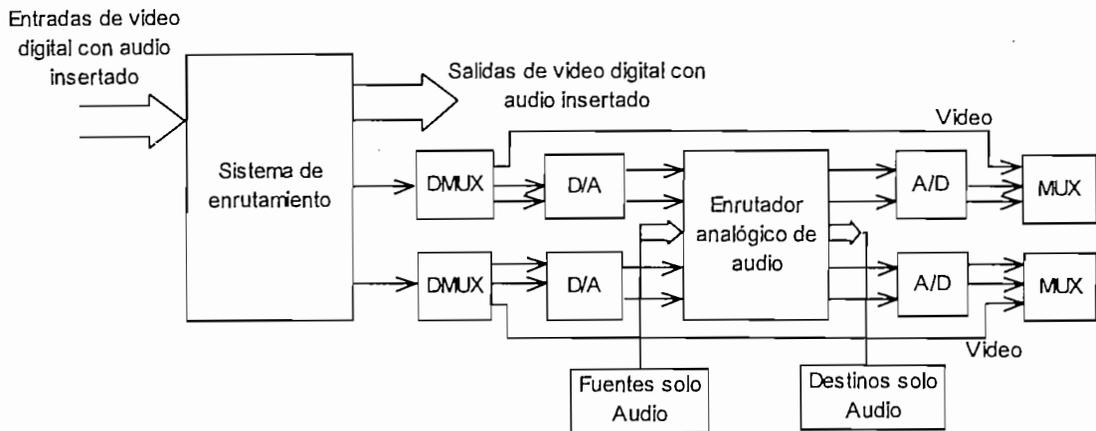


Figura 2.3.5 Sistema de enrutamiento digital con enrutador adicional de audio analógico para reinsertión

En este tipo de sistemas, la señal de audio se maneja independientemente de la señal de video, por lo tanto, existe un sistema completamente independiente que se encarga de la edición y adecuación de la señal de audio antes de su emisión al aire. La red de audio es más simple, en comparación que la red de video, en este caso, todas las fuentes de audio ingresan al enrutador para ser entregadas a sus destinos, enrutamiento que se lo puede realizar independientemente o junto con una señal de video determinada. El enrutador entrega las señales de audio necesarias para emisión al aire, para realizar el monitoreo técnico, para grabación, para el sistema de emergencia, etc.

En la red de audio utilizada en Ecuavisa Canal 8, no se contempla el manejo de audio digital, por lo tanto, se requiere una red separada que maneje audio estéreo balanceado. El

enrutamiento de la señal de audio, se lo realiza a través de la misma estructura de enrutamiento de video, de acuerdo a la distribución de la figura 2.3.6.

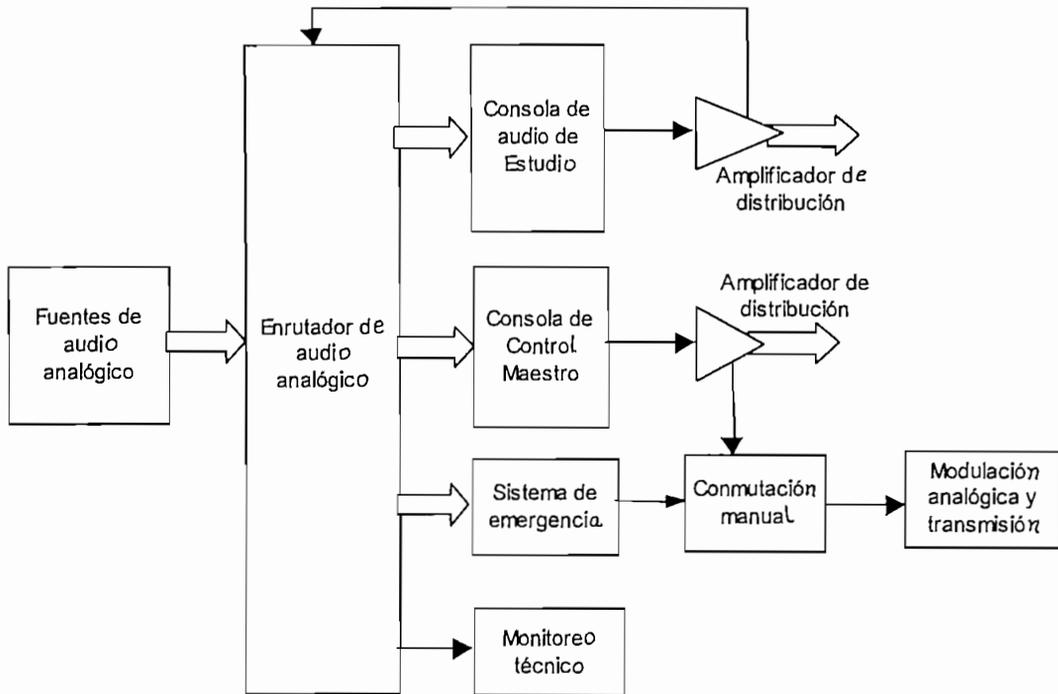


Figura 2.3.6 Sistema de enrutamiento de audio analógico utilizado en la instalación de Canal 8 Ecuavisa

2.4 Red de Referencia

Uno de los criterios más importantes que debe ser tomado en cuenta para el diseño de sistemas de procesamiento analógico y/o digital, es la sincronización de la planta, es decir, el sistema debe ser diseñado de tal manera que la integridad de los pulsos de sincronismo sea conservada. Cuando las señales de video se combinan, sea en mezclas, barridos o generación de efectos especiales, la relación de sincronía relativa entre las señales debe ser mantenida cuidadosamente. La integridad de los pulsos de sincronismo se asegura a través de la utilización de un generador de pulsos de sincronismo maestro, el cual genera sincronía para todas las señales de video en la planta. Dicho generador, en la mayoría de casos utiliza osciladores de cristal de alta estabilidad, los cuales garantizan la relación entre las sincronías horizontal, vertical y de color [11].

Como regla general, se establece que mientras más flexible es el sistema, más dificultosa es la sincronía entre equipos. Una práctica estándar, es diseñar el sistema de procesamiento con un **Punto de tiempo cero**, en el cual, el tiempo de cada fuente de la planta se ajusta para que esté sincronizado. Dicho punto usualmente se ubica en la salida del enrutador de video o en la salida del panel de interconexión. El mayor tiempo de retardo se crea cuando las señales pasan a través de conmutadores de estudio, una forma de compensar este tiempo, es retardando cada una de las fuentes por una cantidad igual al retardo de estudio, pero la mejor alternativa, es colocar **Sincronizadores de cuadro** a la salida de los conmutadores de estudio.

Los requerimientos de sincronización, nacen del hecho de que una señal de video es un tren serial de información analógica, el cual se utiliza para reconstruir una imagen electrónicamente. La información de sincronía horizontal, permite el trazo de cada línea de imagen sobre la pantalla de televisión, en exacta sincronía con la generación de la imagen original en la cámara de video. La información de sincronía vertical, permite señalar el fin de cada campo de video en el proceso de reconstrucción. La información de sincronía de color, en forma de un paquete de oscilación (*burst*) de subportadora en cada línea, permite asegurar que el color en cada punto de la pantalla sea reproducido con precisión. En los estudios de televisión, los dispositivos encargados de generar las señales de referencia son los **Generadores de sincronismo**.

Cuando el sistema de televisión a color NTSC fue desarrollado, la frecuencia de la subportadora de color fue elegida como un múltiplo impar de la mitad de la frecuencia de exploración de líneas existentes en el sistema de televisión en blanco y negro, con el fin de que los picos de subportadora ocurrieran en posiciones alternadas de la exploración de líneas adyacentes, de esta manera se minimiza la visibilidad de la subportadora en receptores monocromáticos. El multiplicador que finalmente fue elegido es $455 / 2 = 227.5$, factor que constituye el número de ciclos de subportadora por cada exploración de línea y que genera 227.5×525 ciclos de subportadora por cada cuadro, es decir, 119437.5 ciclos. El medio ciclo extra de subportadora, significa que toma dos cuadros (4 campos) para repetir la **Estructura de color CF (Color Framing)**. Cuando una cinta de video analógico se edita, la máquina debe asegurar que la continuidad de la estructura de color se mantenga, de lo contrario, se producirá un desplazamiento horizontal notorio, en la señal de video, justo en el punto de edición. Muchas videocaseteras incorporan circuitos para igualar la estructura de color de la señal grabada en la cinta, con aquella proporcionada por la referencia externa. Cuando cintas que han sido grabadas en otras instalaciones, se incorporan a diferentes sistemas para edición, la fase **Subportadora / horizontal SC / H** de la señal en la cinta, debe igualar o ajustarse a la fase SC / H de la planta, por esta razón, se ha establecido un estándar ampliamente utilizado,

que define la fase correcta o cero, a la coincidencia del 50% del flanco delantero del sincronismo horizontal, con el cruce por cero de la subportadora de color.

El control de sincronía de la planta, lleva a la necesidad de contar con aparatos de medida, tales como monitores de forma de onda, vectorscopios y analizadores digitales, que además permitirán realizar chequeos rutinarios de calidad de las señales de vídeo generadas en la planta. La mayoría de problemas que se presentan en los sistemas de procesamiento de canales de televisión, tienen que ver con un control pobre o ausencia de control de las señales de sincronía, las cuales deben ser chequeadas constantemente, para evitar problemas de este tipo. En instalaciones grandes, se debe realizar un análisis cuidadoso de los requerimientos de alineamiento de tiempo en cada área individual de operación de la planta, esta información junto con un claro entendimiento de las capacidades del equipo, pueden ser utilizados para el planeamiento de la sincronía de toda la planta. Los estudios son las áreas más importantes dentro de la planta, en los que se combinan varias fuentes de vídeo a través de los conmutadores de estudio. A continuación, se presentan delineamientos para conseguir la sincronía de las fuentes manejadas por estos dispositivos.

Se deben identificar aquellas fuentes que no tienen ajustes de sincronía o aquellas que son limitadas en su rango, para posteriormente, mediante líneas de retardo o amplificadores de distribución con retardo, proceder a igualar los tiempos de todas las fuentes identificadas previamente, con la fuente más retrasada del grupo de fuentes. El siguiente paso es elegir la fuente que servirá como referencia al sistema, usualmente el generador de sincronismo, el mismo que alimenta a todo el sistema y con respecto al cual, se igualan en tiempo todas las fuentes. Todos los ajustes de tiempo se los realiza con respecto al punto de tiempo cero, comparando cada fuente de señal en la planta, en los sistemas de medición externamente referenciados, para garantizar precisión en los ajustes de sincronía. Si la planta está formada por múltiples estudios, los procedimientos delineados anteriormente deben repetirse por cada estudio, a la vez se debe cuidar que aquellas fuentes que alimentan más de un estudio, sean interconectadas con cables de igual longitud, de lo contrario, sería imposible guardar sincronía en todos los estudios. El **Control maestro**, generalmente considerado como otro estudio, se diseña de acuerdo a los procedimientos delineados para la sincronización de estudios, tomando en cuenta que los retardos de tiempo introducidos en cada señal que ingresa al conmutador maestro y que son el resultado del procesamiento en los distintos estudios de la planta, sean compensados mediante resincronización a la salida de cada estudio.

Cuando se utilizan sistemas de enrutamiento, es buena práctica diseñar la planta tomando como punto de tiempo cero, la salida de los enrutadores, de tal manera que se podría dedicar una de las salidas del conmutador de enrutamiento, para monitoreo en los dispositivos de medición, creando un punto muy importante dentro de la planta conocido como **Control**

Técnico o control de calidad del sistema, en donde se puede observar y comparar los niveles de señal y los retardos de tiempo introducidos.

En ciertos casos en donde el retardo de vídeo es grande, se produce una diferencia significativa de tiempo entre vídeo y audio, situación que requiere también la introducción de líneas de retardo para audio, con el fin de garantizar una **Sincronía de voz** (*lip sync*) precisa.

La mayoría de conmutadores de vídeo digital, poseen una ventana de sincronía de entrada, dentro de la cual se espera que estén todas las señales. Se proveen ajustes manuales y en algunos casos automáticos, para sincronía precisa de las señales para los procesos internos que ejecutan los dispositivos digitales.

El procesamiento digital de señales, introduce tiempos más largos de retardo que los sistemas de procesamiento analógico, así por ejemplo, un conmutador analógico de estudio sofisticado puede producir retardos de 500 a 600 ns, comparados con su equivalente digital, que puede producir retardos de una o más líneas de vídeo. Para tratar con retardos de esta magnitud, el diseñador de sistemas necesitará líneas de retardo mucho más grandes. Los dispositivos de efectos digitales de video pueden introducir retardos tan grandes como campos y cuadros de vídeo, dichos retardos crean pérdida de sincronía de voz (*lip sync*), en este caso, el cuidado que se debe tener es mayor, debido a los extensos procesos de retardo que deben aplicarse a las señales de audio.

Existen tres categorías de compensación de tiempo a la entrada de equipos de vídeo digital [7]:

- Equipo digital con compensación automática de tiempo en la entrada: En este caso, las señales deben caer en el rango de compensación automática, que generalmente está alrededor de una línea horizontal. Los ajustes de tiempo automático, actualmente no pueden ser aplicados a un tren de datos serial debido a su alta frecuencia digital, por lo tanto, se realiza previamente una conversión a formato paralelo
- Equipo digital sin compensación automática de tiempo en la entrada: En este caso, se debe cuidar que todas las señales estén en tiempo al momento de ingresar al equipo. La recomendación RP 168 de SMPTE, define una ventana de 10 us en una línea específica, en la cual se debe realizar la conmutación vertical de video. El área de conmutación del campo uno, se encuentra en las líneas 10 para sistemas de 525 líneas y 6 para sistemas de 625 líneas, mientras que la conmutación del campo dos, se encuentra en las líneas 273 para 525 líneas y 319 para 625 líneas. Según esta recomendación, se dispone de algunos microsegundos dentro de la ventana, para realizar la compensación de tiempo
- Conversores D/A sin compensación automática de tiempo en la entrada: Este es el caso mas difícil, ya que se requiere de la misma precisión de los sistema analógicos,

es decir, en el rango de los nanosegundos. Condición necesaria si las señales de los conversores D / A van a ser alimentados a conmutadores analógicos

De acuerdo al caso, se necesitan dispositivos de retardo de tiempo, tanto de líneas como de cuadros, para satisfacer los requerimientos de sincronización. Se observa además que los mayores problemas en el retardo de video-audio, se presentan cuando se procesan las dos señales por vías separadas y desaparecen cuando se utilizan señales de vídeo digital con audio insertado. Todas las videograboras digitales DVTR actuales, aceptan solo audio sincrónico, razón por la que los conversores A/D de audio, deben ser alimentados con una señal de referencia asegurada al sincronismo de la planta.

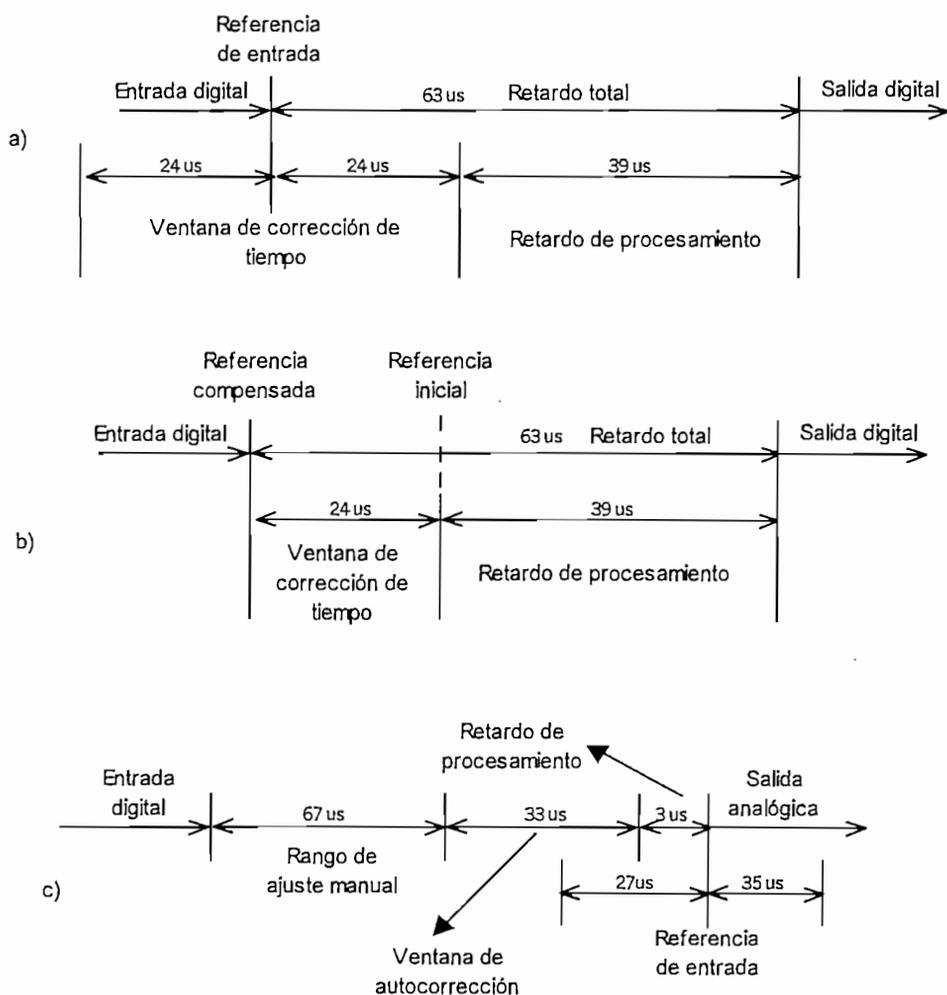


Figura 2.4.1 Diagrama de tiempos de un conmutador de estudio digital

El período de transición entre los sistemas analógicos actuales y la implementación de sistemas digitales, presentan desafíos interesantes, tal es el caso de la sincronización. Para la mayoría de aplicaciones, la referencia de tiempo de entrada al conmutador de estudio está

relacionada con todas las señales de entrada, esto da como resultado una ventana de autocorrección de tiempo simétrica para las señales de entrada, tal como se observa en el diagrama de la figura 2.4.1 a), correspondiente al diagrama de tiempos de un conmutador de estudio digital determinado [20]. El retardo total y la ventana de autocorrección de tiempo varían según la marca y el modelo de cada conmutador de estudio. En ciertas aplicaciones, puede ser ventajoso compensar la diferencia de entrada, de tal manera que la ventana de auto corrección de tiempo sea asimétrica y que el retardo del conmutador de estudio sea de una línea (Figura 2.4.1 b)). Existen también conversores D/A con compensación de tiempo en la entrada, los cuales proporcionan gran ventaja si las salidas van a ser conectadas a conmutadores de producción, la figura 2.4.1 c) presenta como ejemplo, la compensación de tiempo automática y manual que poseen ciertos conversores D/A.

En sistemas grandes, generalmente se producen retardos entre estudios del orden de líneas de vídeo, que en algunas ocasiones alcanzan hasta algunos cuadros de vídeo, para estos casos, los fabricantes han desarrollado dispositivos de retardo de múltiples líneas y cuadros. La figura 2.4.2, presenta un ejemplo de interconexión entre equipos, en donde se produce un retardo considerable de la señal en un sistema de vídeo análogo-digital compuesto.

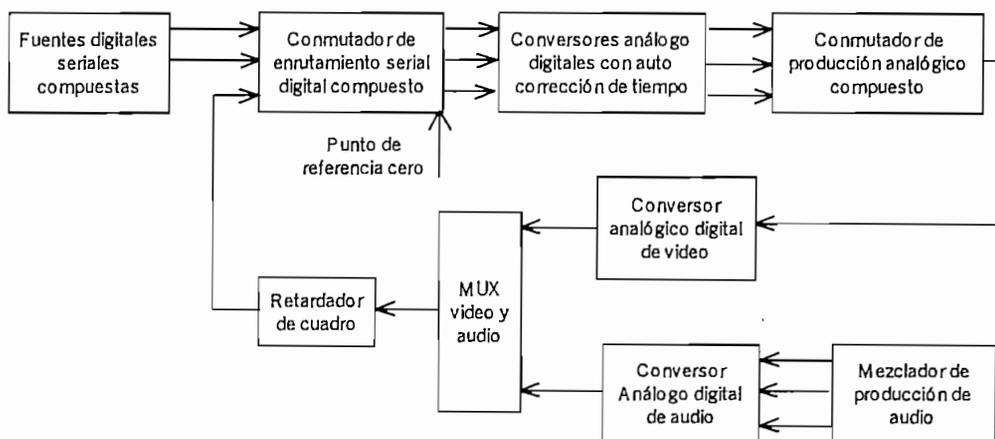


Figura 2.4.2 Sistema con retardador de cuadro para compensaciones grandes de tiempo

Para conseguir sincronización en instalaciones con multiestudios, en el sitio elegido como punto de referencia cero, se añade un retardo a aquel producido en el conmutador de estudio hasta conseguir un retardo completo de la estructura de color CF, es decir, dos cuadros en NTSC y un cuadro en sistemas de componentes. En estos casos, se debe considerar el retardo de audio producido, para lo cual antes de introducir el retardo, se puede realizar multiplexación de audio y vídeo, de esta manera se evita los retardos vídeo-audio posteriores, en su paso por el sistema de procesamiento. Se debe cuidar que la señal de vídeo con audio

insertado no pase a través de equipos que se diseñan para trabajar solo con vídeo, tal como procesadores de vídeo, conmutadores de estudio y dispositivos de efectos digitales, ya que estos eliminan los datos insertados.

En sistemas de procesamiento digital en donde vídeo y audio se procesan por caminos separados, se puede utilizar dispositivos de retardo de audio, tal como lo presenta la figura 2.4.3:

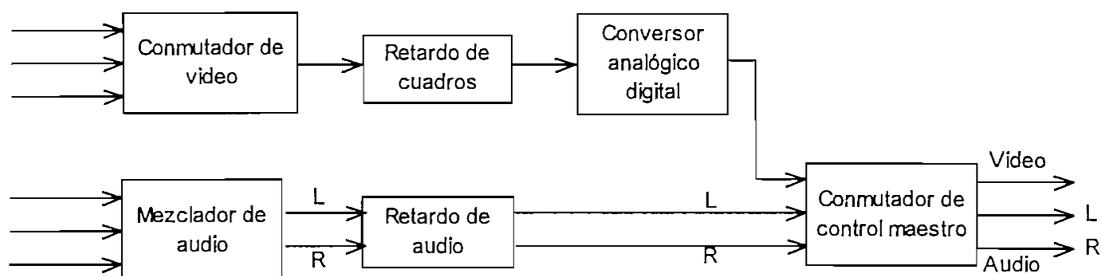


Figura 2.4.3 Sistema con retardo en vídeo y audio

El sistema de procesamiento digital de Ecuavisa canal 8, se puede manejar con una red de sincronismo bastante sencilla, ya que la instalación no implica grandes distancias ni tampoco multiestudios. Se toma como punto de referencia cero, el generador de sincronismo principal de la planta, cuya salida se distribuye a través de amplificadores de distribución hacia todo el sistema de procesamiento digital. Este generador de sincronía está respaldado por un generador de emergencia, que conmuta automáticamente cuando falla el generador de sincronía principal (figura 2.4.4).

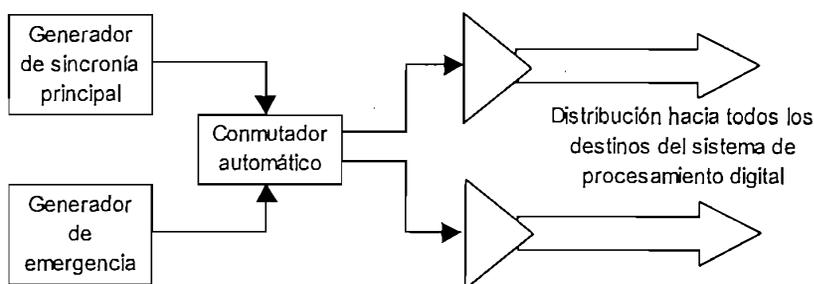


Figura 2.4.4 Red de referencia utilizada en las instalaciones de Ecuavisa canal 8

2.5 Red de Control

La operación manual de las líneas dedicadas, es una función intuitiva, en la que el operador decide si un determinado enrutamiento tiene prioridad sobre la asignación actual. En equipos modernos, se proveen programas adecuados para manejar dichas asignaciones,

basándose en procesos de decisión, cuyo funcionamiento apropiado debe seguir ciertas reglas que tratan de emular algunos de los procesos para toma de decisiones que realiza intuitivamente un operador, así por ejemplo, se podría determinar cuales señales específicas serán añadidas o quitadas, durante un periodo de tiempo, por un sistema de asignación externa que sigue dichas reglas con precisión [20].

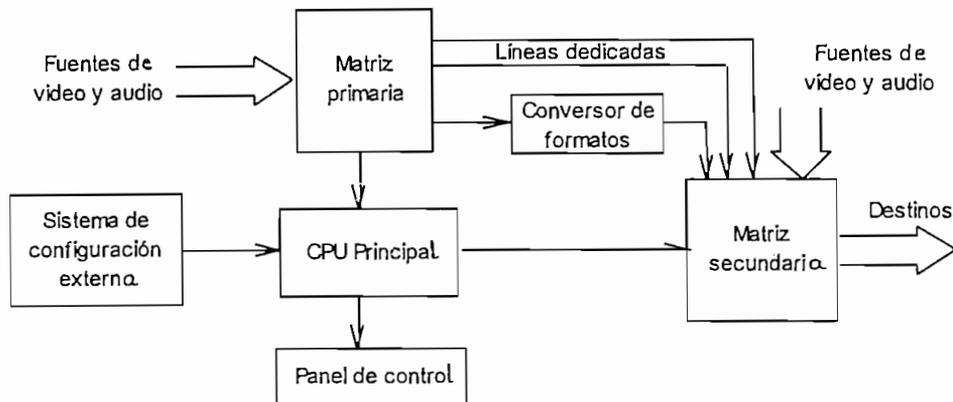


Figura 2.5.1 Sistema de control con manejo de líneas dedicadas

La figura 2.5.1, presenta un ejemplo de sistemas con manejo de líneas dedicadas, en un medio controlado por programa (*software*) ejecutado por computadoras de control externas.

Una forma de evitar conflictos entre líneas dedicadas, es esquematizar la asignación de señales a cada línea dedicada en la central de automatización o sistema de asignación, generalmente controlada a través de puertos de comunicación serial o redes de área local LAN. Las líneas dedicadas son esquematizadas y asignadas, por medio de sistemas diseñados por cada fabricante o por sistemas de configuración externa, los cuales permiten al usuario definir, cuales de las salidas del enrutador van a ser utilizadas como líneas dedicadas, pudiendo ser aleatoriamente añadidas o quitadas según se requiera. Durante la configuración de líneas dedicadas, el usuario determina si el acceso a una línea será reservado, lo cual identifica a dicha línea para uso dedicado por un usuario específico en la matriz secundaria, cuyo acceso puede estar protegido por palabras claves. Entre las reglas principales para la configuración de las líneas dedicadas se pueden mencionar:

- El mínimo número de líneas dedicadas es cero
- El máximo número de líneas dedicadas es igual al máximo número de salidas de la matriz primaria o al máximo número de entradas en la matriz secundaria, dependiendo de cual sea la más pequeña
- Una línea dedicada puede ser reservada para un destino determinado
- El máximo número de reservaciones es igual al máximo número de líneas dedicadas

- Líneas dedicadas reservadas pueden ser utilizadas solo por destinos reservados
- Las reservaciones pueden ser quitadas, cambiadas o puestas por el sistema de configuración

Las líneas dedicadas que no están reservadas, están disponibles en una operación, el primero que llegar es el primero que se sirve FCFS (First Come-First Served), lo cual significa que cualquier destino que accese primero una línea dedicada, tiene uso exclusivo de ella, hasta que dicho destino libere la línea, esta función se define por el usuario por medio del sistema de configuración. Las líneas dedicadas permiten al usuario de una matriz secundaria, acceder fuentes de una matriz primaria, esto significa que dos asignaciones de punto de cruce son conmutadas con una sola operación, para lo cual, el sistema de control determina si la fuente está disponible. Si es así, el sistema de control conmuta la fuente hacia el destino por la línea dedicada designada en la matriz primaria y conmuta a la línea dedicada entrante a su destino requerido en la matriz secundaria, de lo contrario, el panel de control recibe una señal de ocupado y no ejecuta la asignación. Otra alternativa de operación es el bloqueo, en la cual la asignación de una fuente no está disponible, esto significa que el acceso ha sido negado y se recibe un mensaje de línea ocupada. En algunas ocasiones, se desea excluir una fuente de ser enrutada hacia ciertos destinos, esta función también puede ser programada a través del sistema de configuración. El programa para manejo de líneas dedicadas, tiene gran importancia en el manejo eficaz de sistemas que dispongan de múltiples enrutadores, pudiendo llegar a ser una herramienta poderosa en la integración del sistema. En sistemas grandes y complejos, la responsabilidad del manejo de líneas dedicadas puede ser delegada a la red de control externa LAN, la cual manipula la administración total de los recursos y quizá la automatización completa de las facilidades del sistema.

En la práctica, se necesita instalar en la red de control equipos pertenecientes a distintos fabricantes, así como también, equipos de procesamiento digital como estaciones de trabajo (workstations) y para garantizar el trabajo armónico de los mismos se necesita su comunicación e interconexión. Esta tarea puede constituirse en un problema, ya que no existe aún una norma que permita la interacción entre ellos. Si bien es cierto que los fabricantes concuerdan en la importancia de la red LAN para control, cada fabricante parece desarrollar su propia perspectiva y no guardan uniformidad en cuanto a equipos y programas utilizados para las redes, con lo cual, se alejan cada vez más de una solución unificada al asunto (23). Actualmente se está tratando de desarrollar una norma para unificar las formas de comunicación y evitar el fenómeno de incompatibilidad de las computadoras, por el cual en un determinado momento, es difícil hacer interactuar todos los elementos entre sí. Por tal razón, los fabricantes se ven obligados a desarrollar dispositivos de control adicionales que lleven

memorias almacenadas con los protocolos más utilizados, es entonces cuando se necesita verificar si determinados equipos pueden interactuar entre sí. Es así que por ejemplo, la compañía Sony está promoviendo su Interfaz de datos seriales digitales SDDI (Serial Digital Data Interface) y Philips BTS junto con Panasonic proponen la Interfaz digital serial comprimida CSDI (Comprise Serial Digital Interface). Por otro lado Discrete Logic propone los protocolos Stone y Wire para administración de datos en redes, así como también la Interfaz paralela de alto rendimiento) HIPPI, ideal para las estaciones de trabajo digitales de efectos visuales. Quantel propone también su protocolo de red OPEN de 100 Mbps. Hewlett-Packard, Avid, Panasonic, Accom, Tektronix y Discrete Logic han escogido Fibre Channel por su velocidad entre 800 Mbps y 1 Gbps. La confusión radica en que los protocolos Stone, Wire, HIPPI, Fibre Channel, Ethernet, etc., son redes que permiten interconectar equipos mediante topología de red bidireccional, mientras que SDDI y CSDI son solo protocolos para enviar con rapidez archivos digitales comprimidos, lo cual lo realizan a través de la Interfaz serial digital SDI (Serial Digital Interface). El único punto clave hasta el momento y en el que concuerdan los diferentes fabricantes, es la efectividad de la interfaz SDI estandarizada por SMPTE y que fue revisada con anterioridad. Se reconoce que la SDI no presenta errores y que maneja sin problemas las velocidades de 270 y 360 Mbps de video serial digital, por lo tanto, los enrutadores comandados por computadora pueden manejar sin ningún problema tanto señales SDDI como CSDI.

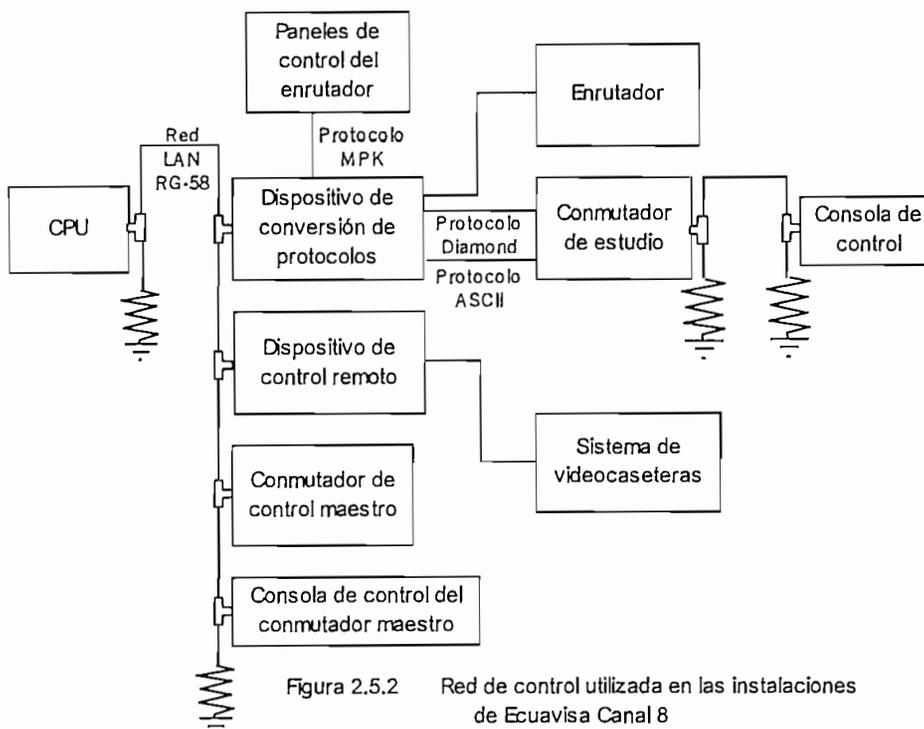


Figura 2.5.2 Red de control utilizada en las instalaciones de Ecuavisa Canal 8

Mientras los fabricantes se ponen de acuerdo en cuanto a los protocolos de control, en los sistemas de procesamiento digital se utilizan dispositivos traductores de protocolos, por medio de los cuales se pueden interconectar equipos de diferente tipo y marca, tal es el caso del sistema presentado en la figura 2.5.2, utilizado en las instalaciones de Ecuavisa canal 8. En esta red, se utiliza un traductor de protocolos que toma la comunicación de red, manejada a través de la red LAN de control y la convierte al idioma que los equipos pueden entender. El dispositivo de control remoto, puede trabajar directamente con el protocolo de la red LAN, para manejar por control remoto a las máquinas conectadas al mismo. El conmutador de estudio y su consola de control también pueden trabajar directamente con el protocolo de la red LAN. Esta configuración es muy particular y resulta en virtud de los equipos que intervienen en la implementación.

2.5.1 Red de área local de video V-LAN (24).- De acuerdo a la discusión anterior, V-LAN parece ser la solución a la inconveniencia de incompatibilidad. V-LAN es un Programa de protocolo (*Software Protocol*), que provee confiabilidad, control con precisión de cuadro y sincronización de equipos de vídeo con calidad profesional e industrial, permitiendo que cualquier tipo de computadora, controle y sincronice la mayoría de grabadoras de cinta, grabadores de disco duro, conmutadores de vídeo y mezcladores de audio, a través de una red de área local LAN. V-LAN permite a un solo usuario, dentro de una instalación de video, realizar edición, animación, automatización, control remoto, codificación, decodificación, digitalización, etc., utilizando los mismos dispositivos para todas las aplicaciones. Todos los módulos actuales de V-LAN, ofrecen programas para manejo de dispositivos que pueden ser bajados y cargados al sistema, permitiendo al usuario estar actualizado a los cambios de programa de los dispositivos a través del tiempo. La red V-LAN es considerada y aceptada como estándar para sincronización y control de varios y múltiples dispositivos tanto reales (VTR, conmutadores, etc.) como virtuales (grabadores de disco duro, servidores de video, etc.). La utilización de los protocolos de control básicos de V-LAN, permite al usuario la habilidad de controlar y sincronizar sobre 31 dispositivos, por cada puerto serial en cualquier plataforma de computación.

La red V-LAN es extremadamente flexible, permitiendo que un dispositivo pueda ser controlado durante edición, permitiendo exactitud de los puntos de entrada y salida seleccionados en la secuencia de video, aun a través de terminales no inteligentes. No existe desconfianza o restricciones de tiempo y la simplicidad del protocolo, sumada a la sincronización de tiempo de línea sofisticada del sistema, permite la utilización de V-LAN en gran variedad de situaciones. La información de tiempo maestro se extrae de la referencia suministrada al transmisor de V-LAN. En eventos en donde la sincronización es crítica, el

transmisor provee pulsos de tiempo a la red V-LAN basados en la información de las estructuras de color extraídas. Cada receptor de V-LAN podrá independientemente asegurar que el dispositivo asignado, encuentre los puntos de entrada deseados en edición al instante correcto de tiempo. Básicamente, la red V-LAN actúa como policía de tráfico y provee la información de "que", "cuando" y "donde" a cualquier receptor o nodo seleccionado. La operación de V-LAN no está restringida solo a uso local, sino que puede ser utilizada a través de módem o protocolos de Internet TCP/IP, para controlar dispositivos externos, incluso alrededor del mundo.

Entre las primeras aplicaciones que se dio a V-LAN, fue la inserción de comerciales y sistemas con retardo de tiempo. Las aplicaciones actuales proveen el medio para sincronizar, controlar y ejercer control remoto de múltiples dispositivos, en una sola facilidad de vídeo. El próximo desafío es la sincronización y control de dispositivos en múltiples instalaciones remotas. La versión V-LAN 5.0 presentada en la convención NAB 1997, cubre esta última alternativa y al igual que todas las versiones anteriores, la versión 5.0 guarda compatibilidad total hacia abajo. V-LAN 5.0 contiene nuevas características, tal como un juego de **Comandos absolutos**, cuya utilización requiere que cada estación remota, así como el sistema de control maestro de V-LAN, tengan acceso a un lector de código de tiempo SMPTE, sincronizado al tiempo del día. Cada instalación de V-LAN cuenta con una computadora, cuyo puerto serial RS-232 va conectado al transmisor de V-LAN, por medio de cable coaxial RG-59 (50 Ω) y cada receptor va conectado al remoto de su dispositivo destino.

Los programas integrados VIP (V-LAN Integrated Programs) para V-LAN, presentan varios programas de aplicación que pueden ser integrados como un todo o añadidos uno a la vez en etapas, de acuerdo a los requerimientos específicos del usuario. VIP lleva la red V-LAN a un alto nivel, provee centralización y control total de dispositivos para gran variedad de situaciones, integra además control de dispositivos tradicionales como videocaseteras, conmutadores, enrutadores, mezcladores, etc., así como también, dispositivos virtuales como grabadores de disco duro y provee medios para enlazar múltiples dispositivos a múltiples destinos, dentro de cualquier elemento de tiempo específico. Cualquier módulo VIP compatible, sin considerar fabricantes, incorpora a la industria Redes de control V-LAN y opera bajo una plataforma PC con Windows 3.11, Windows 95 o Windows NT. De esta forma, las facilidades de vídeo pueden integrar todas las funciones de control de todos los dispositivos, utilizando un criterio estándar de interfaz de usuario y control, con lo cual, una estación de emisión de televisión podría ser automatizada por la décima parte del costo de cualquier otro método.

2.6 Criterios para interconexión

Todo equipo de video se diseña para ser interconectado con cable coaxial de impedancia característica nominal de 75Ω . Una conexión simple o punto a punto entre dos equipos, requiere interconectar fuente y destino a través de cable coaxial de 75Ω , cuidando que el destino se encuentre acoplado con 75Ω .

Cuando se necesita distribuir la señal de una sola fuente a más de un destino, se puede utilizar la configuración que se presenta en la figura 2.6.1, esta es una conexión pasiva, en la que se conecta una fuente de 75Ω de salida, a un equipo destino en el cual, en lugar de terminarlo con una carga de 75Ω , se realiza una **Conexión en lazo** (*loop through*) hacia otro equipo destino, de esta manera, se puede conectar varios equipos en serie, sin olvidar acoplar el último equipo de la cadena con una carga de 75Ω [7]. Esta conexión trabaja bien si se garantizan: terminaciones de 75Ω correctas, longitudes cortas de cable coaxial y número de lazos no muy alto, un descuido en cualquiera de estas condiciones, llevaría a tener problemas en la respuesta de frecuencia y en casos severos, se crearían reflexiones.

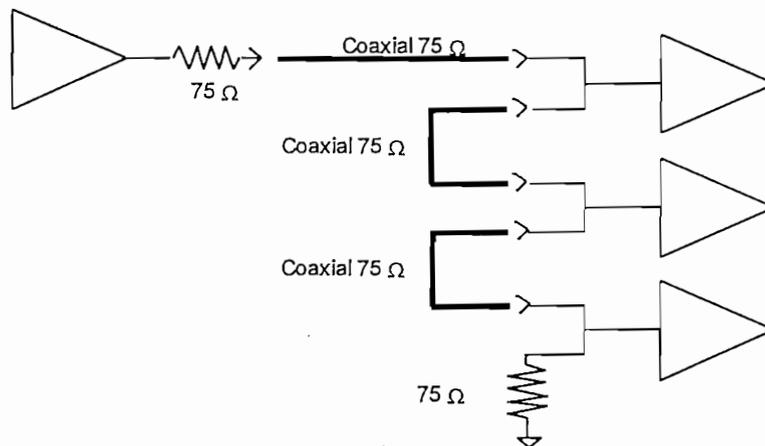


Figura 2.6.1 Conexión en lazo entre equipos de video

Otra alternativa es distribuir señales de video utilizando elementos activos, tal como amplificadores de distribución o enrutadores, los cuales conducen a una conexión punto a punto. Los amplificadores de distribución, son dispositivos básicos en la construcción de cualquier sistema de video, su principal función es la de permitir, a partir de una sola fuente de señal, distribuir o alimentar múltiples destinos sin pérdida aparente, estos dispositivos están disponibles tanto para señales de video como de audio.

La figura 2.6.2, presenta el diagrama de bloques de un amplificador de distribución, en cuya etapa de entrada se encuentra un amplificador de alta impedancia, que permite realizar una conexión en lazo de la señal entrante. En dispositivos de alta calidad, dicha etapa utiliza

amplificadores diferenciales para combatir el ruido periódico (*hum*) en modo común y ruido generado en los lazos de tierra. La etapa de acondicionamiento es opcional en los amplificadores de distribución y depende de las necesidades del sistema, generalmente en dicha etapa se puede encontrar: circuitos de ganancia de banda ancha, circuitos de ecualización activa y también amplificadores con retardo. La última etapa es un amplificador de baja impedancia de salida, que debe ser acoplado por la impedancia característica del cable de transmisión y la carga al final del cable de interconexión.

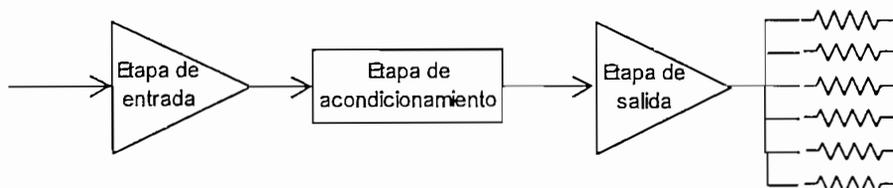


Figura 2.6.2 Diagrama de bloques de un amplificador de distribución de video

Los amplificadores regenerativos digitales, recuperan los datos de la señal entrante y la retransmiten con una forma de onda limpia, por medio de una fuente de reloj estable, esta regeneración permite mayor protección de la señal digital respecto de la degradación analógica.

Un cable coaxial, es una línea de transmisión en la que se pueden producir atenuación y retardo de tiempo, los cuales deben ser considerados especialmente en tramos extensos. Afortunadamente, se han desarrollado equipos con compensación interna, en sus etapas de entrada, en donde se encuentran amplificadores diferenciales que permiten eliminar los efectos en modo común de ciclaje y ruido y también etapas de sujeción (*Clamp*) para supresión de ruido periódico (*hum*). Cuando una línea de transmisión no produce ondas reflejadas, se denomina línea no resonante o plana, pero cuando existen ondas reflejadas se dice que la línea está sin acoplar [4]. De acuerdo a esto, se puede definir el coeficiente de reflexión " γ " de la línea, como la relación de la señal reflejada sobre la señal incidente, en donde, E_r = Voltaje reflejado, I_r = Corriente Reflejada, E_i = Voltaje incidente. I_i = Corriente incidente.

$$\gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{I_r}{I_i}$$

Se puede observar que el peor caso, es cuando $\gamma = 1$, lo cual causaría que la señal reflejada sea igual a la señal incidente, mientras que el caso ideal sería si $\gamma = 0$, es decir la señal reflejada es 0. En una línea desacoplada, existen ondas electromagnéticas que viajan en direcciones opuestas, las mismas que establecen un patrón de interferencia conocido como **Onda estacionaria** SWR, que matemáticamente se define como la relación del voltaje máximo

al voltaje mínimo o la corriente máxima a la corriente mínima de una onda estacionaria en la línea de transmisión, de acuerdo a la expresión:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{E_i + E_r}{E_i - E_r}$$
$$SWR = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma}$$

se puede observar que si $\gamma = 1$ (peor caso), entonces SWR tiende al infinito y si $\gamma = 0$ (caso ideal), entonces SWR es igual a 1. Se puede expresar también el coeficiente de reflexión en función de la relación de ondas estacionarias:

$$\gamma = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

Cuando la carga es puramente resistiva, como sucede en sistemas de televisión, la relación de ondas estacionarias puede ser expresada como :

$$SWR = \frac{Z_L}{Z_0}$$

Z_0 = Impedancia característica de la línea de transmisión.

Z_L = Impedancia de la carga.

Considerando la última expresión y conociendo que el caso ideal se produce cuando $SWR = 1$, se puede concluir que una línea se encuentra acoplada cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea de transmisión. En consecuencia, variaciones en la impedancia de carga producen desacoplamiento de la línea de transmisión, originando pérdidas por retorno, es decir, ondas reflejadas que dan origen a los siguientes problemas:

- No se alcanza a disipar toda la potencia incidente sobre la carga
- Cuando el desacoplamiento es grave, puede producirse una SWR de alto voltaje, lo cual deterioraría el dieléctrico que aísla los conductores
- Las reflexiones y re-reflexiones causan más pérdidas de potencia
- Las reflexiones causan imágenes reflejadas
- El desacople causa interferencias de ruido

- Las peores condiciones de desacoplamiento, se producen en situaciones de circuito abierto y corto circuito ($\gamma = 1$), lo cual debe ser manejado con cuidado en el instante de energizar equipos delicados

Las pérdidas por retorno, debido a la generación de ondas reflejadas, se producen en las siguientes situaciones: cada vez que se hace una conexión desde o hacia una línea de transmisión, empate o unión de dos líneas separadas, utilización indistinta de conectores BNC de 75 o 50 Ω , cualquier imperfección en la línea de transmisión. En cualquier caso, se encuentran discontinuidades que pueden calentarse, irradiar energía y disipar potencia. Cabe anotar que los paneles de interconexión son sitios potenciales para la generación de ondas reflejadas. La mayoría de problemas generados en la instalación de sistemas de televisión, son consecuencia de la mala interconexión por medio de cable coaxial entre equipos. Todo cable presenta pérdidas en alta frecuencia, es decir, disminución de calidad de la imagen, especialmente en interconexiones extensas. Cuando se trabaja con señales de video analógico, los cables coaxiales relativamente no producen pérdidas en el rango de frecuencias que van desde DC (baja frecuencia), hasta alrededor de 10 Mhz, pero en instalaciones que manejan video serial digital, las pérdidas pueden ser mayores debido a las altas tasas de bits que se manejan.

En instalaciones de video analógico, era muy común utilizar conectores BNC con impedancias características de 50 Ω o 75 Ω indistintamente, lo cual puede ser aceptable ya que las frecuencias de transmisión generan longitudes de onda mucho más grandes que la longitud del conector BNC. Esta conexión causa desacoplamiento de impedancias entre el cable coaxial que tiene una impedancia característica de 75 Ω y el receptor, pero que afortunadamente no produce consecuencias significativas a las frecuencias de trabajo de video analógico. La frecuencia de trabajo de señales seriales digitales, generan longitudes de onda muy cortas, por lo tanto, se debe cuidar que la impedancia del conector utilizado, sea la correcta. Se recomienda entonces en lo posible cuidar el acoplamiento del sistema utilizando cables coaxiales, conectores, uniones y paneles de interconexión, con impedancias características de 75 Ω . Las malas terminaciones de las conexiones de lazo pasivo, son otra causa para generación de pérdidas por retorno, por tal razón, en la mayoría de receptores digitales se eliminan los conectores en lazo (*loop through*), creando terminaciones internas automáticas de 75 Ω , lo cual reduce notablemente las señales reflejadas. En algunos dispositivos digitales, se puede disponer de conexiones en lazo activo, las cuales proveen aislamiento entre entrada y salida, además son circuitos simples que proveen regeneración de la señal de entrada, similar a los conformadores de reloj (*reclocking*). Se debe tener cuidado

con los lazos de conexión activa, ya que cuando el dispositivo se apaga, tanto la terminación interna como la conexión activa se rompen. Se debe tener en cuenta también, que los dispositivos digitales con múltiples salidas, poseen etapas activas por cada salida, razón por la que el monitoreo técnico de una salida determinada para su evaluación, no implica que todas las salidas tengan la misma calidad, tal como sucede en las salidas pasivas de algunos dispositivos analógicos.

Los equipos digitales especifican tolerancias máximas ante señales reflejadas, lo cual proporciona un rango permisible para trabajar con desacoplamientos, por esta razón el mismo cableado existente en instalaciones analógicas se puede utilizar en el sistema digital, vigilando y eliminando en lo posible las discontinuidades y dedicando especial atención a los paneles de interconexión, en donde se concentra variedad de cables, conectores y cables de interconexión. El estándar para señales seriales digitales, especifica que las pérdidas por retorno deben ser de 15 dB para frecuencias sobre los 270 Mhz.

En cuanto a las interconexiones de audio para aplicaciones profesionales, se trabaja con audio analógico estéreo balanceado, se utilizan conectores XLR, cables entrelazados y protegidos con mallas a tierra. Cuando se inició el trabajo con audio serial digital, se asumió que los conectores y cables utilizados para audio analógico, podían ser utilizados también para audio digital, pero las investigaciones de AES / EBU recomendaron la utilización de este tipo de cables solo hasta longitudes de 100 m, debido principalmente, al mayor ancho de banda necesario para manejo de señales digitales de audio. Las altas frecuencias de las señales AES / EBU, ya no pueden viajar por cables entrelazados, debido a la atenuación que se produce, por lo tanto, existe una gran tendencia de la industria hacia la utilización de cable coaxial de 75 Ω desbalanceado con conectores BNC, en distancias mayores a 100 m y niveles de voltaje de 1 Vpp, características que son similares a las utilizadas para video serial digital.

En el mercado se encuentran disponibles enrutadores análogos de banda ancha, los cuales pueden ser utilizados para encaminar señales digitales seriales, en tal caso, se debe tener en cuenta la velocidad de bits requerido en el sistema y se debe restringir la longitud de los cables de interconexión a distancias cortas, debido a la respuesta incorrecta de los equipos análogos a altas frecuencias.

CAPITULO III

Estudio técnico - económico de los equipos necesarios en implementación

En el capítulo anterior, se realizó un análisis de varios tipos de sistemas, estructuras y principales criterios de diseño, para implementación de sistemas de procesamiento digital en canales de televisión. En el presente capítulo, se analizarán criterios técnico-económicos de los equipos que se necesitan para satisfacer las necesidades de un sistema de procesamiento digital, para canales de televisión que se encuentran en plena transición A / D y que puedan adaptarse a las necesidades básicas de nuestro medio. Para tal objetivo, se hace referencia a determinados sistemas de procesamiento digital que fueron presentados en el capítulo II, a los cuales se hará referencia para el estudio técnico de equipos y su posterior comparación de costos, tomando en cuenta a los fabricantes de más renombre en el medio de la televisión.

3.1 Formatos de grabación digital de señales de Televisión

Una vez que se han establecido varios estándares para las señales digitales de televisión, es necesario contar con formas de almacenamiento digital, tanto para archivo como para procesamiento dentro de una instalación de televisión. Por otro lado, los cambios y desarrollos en el campo de la televisión son tan rápidos en nuestra época, que en el lapso de pocos meses, se podría quedar retrasado en la tecnología, tal es el caso de la variedad de formatos existentes para grabación digital de señales de Televisión. Hasta la fecha, la forma más popular de almacenar grandes cantidades de información de televisión analógica, ha sido la grabación sobre cintas magnéticas. Sin perder esta tradición, se ha elegido este mismo medio de almacenamiento para grabación del material de televisión digital. Existen otros medios de almacenamiento digital, como por ejemplo; Discos de Video Digital DVD (Digital Video Disc) y Discos Duros de Computadora DDR (Digital Disc Rom), cuyo mayor problema es su baja densidad de almacenamiento. Esta es la razón principal por la cual se siguen utilizando

aún cintas magnéticas para grabación, las que permiten gran capacidad de almacenamiento, en relativamente pequeños casetes y bajo costo (26) (31).

En general, el almacenamiento de información sobre cintas magnéticas, está basado en la denominada **Arquitectura de exploración helicoidal**, en donde la cinta se enhebra alrededor de un tambor o cilindro de exploración, de tal manera que se crea una inclinación cinta-tambor formando parte de una helicoidal que produce pistas (*tracks*) de información inclinadas.

Dentro del mercado de televisión, se pueden encontrar formatos para grabación de video digital, que van desde un nivel comercial (consumidor), con costos relativamente bajos, hasta niveles de alta calidad (Profesional), con costos muy elevados. En nuestro país, no se ha alcanzado aún el nivel profesional en su plenitud, debido al factor económico, pero se ha logrado entrar en un nivel medio, correspondiente a los formatos semi-profesionales, que son los mas utilizados actualmente para grabación de video, entre los cuales se pueden mencionar:

- Video Digital Comercial DV
- Betacam SX
- Digital-S

3.1.1 Video Digital comercial DV (Digital Video) (27).- DV es un formato de grabación digital comercial en base a cintas magnéticas, sobre el cual se basan los formatos de grabación digital semi-profesional desarrollados por dos de los principales competidores en el mercado de video. Tal es el caso de la Compañía Sony que presenta su formato **DV-CAM** y la Compañía Panasonic con su formato **DVC-PRO**.

DV se desarrolla para grabación de video digital serial, en el cual se especifica las dimensiones representadas en la figura 3.1.1, para casetes DV estándar. Este casete es compacto y permite hasta 4.5 horas de grabación. Se especifica también dimensiones para un casete DV pequeño de 56 x 49 x 12.2 mm, que permite una hora de grabación. El ancho de la cinta es de 16.35 mm (1/4 de pulgada) y la velocidad en modo de reproducción-grabación normal, es de 18.81 mm por segundo. Una nueva característica de este formato es la memoria RAM MIC incorporada al casete, la cual permite almacenar sobre 16 Mbits de información.

DV utiliza arquitectura de grabación helicoidal, la misma que genera pistas de 9 grados de inclinación, requiere por lo menos dos cabezas de grabación sobre un tambor de exploración que rota a 9000 revoluciones por minuto. El ancho de la pista grabada es de 10 micrómetros con 35 mm de largo y longitud activa de 33 mm. El formato DV no contempla una pista convencional de control para mantener el alineamiento de la cabeza con la pista, en su lugar se insertan tonos piloto en las pistas de datos a diferentes frecuencias, que varían la velocidad del motor de arrastre de cinta (*capstan*) para el alineamiento.

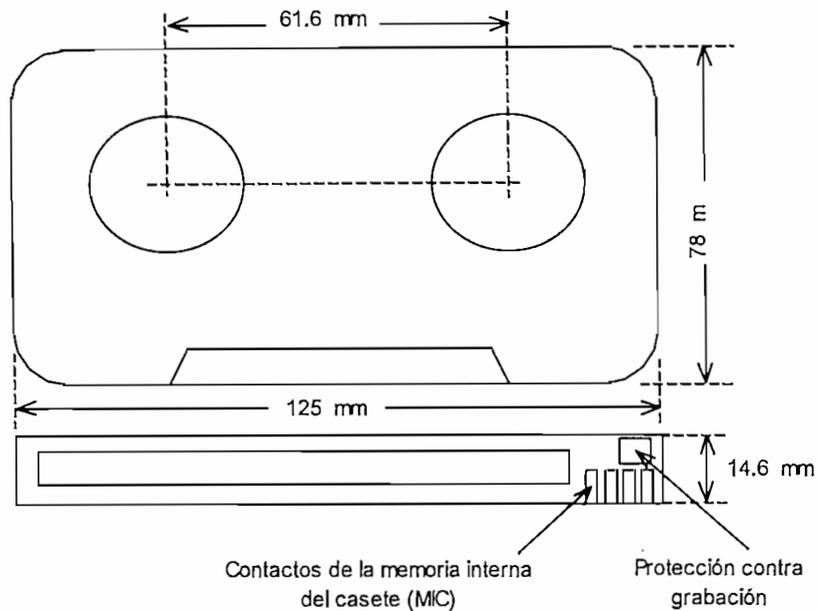


Figura 3.1.1 Casete estándar para grabación de video digital DV (4.5 Horas)

Adicionalmente a las pistas helicoidales, la especificación de DV contempla dos pistas lineales opcionales hacia los flancos externos de la cinta (figura 3.1.2). La distribución básica de esta figura, puede ser utilizada en variedad de aplicaciones de audio y vídeo, así por ejemplo, cuando los sectores de vídeo y audio se combinan en uno solo para realizar compresión MPEG-2 de audio y vídeo. Para sistemas de vídeo NTSC, se utilizan 10 pistas por cada cuadro de vídeo y 12 en sistema PAL.

El sector ITI, contiene información sobre el estado de las pistas y trabaja en lugar de una pista convencional de control de alineamiento durante la edición por inserción de vídeo, ya que los tonos piloto de alineamiento no están accesibles durante la sobre-escritura en la región de inserción.

El sector de audio, contiene tanto datos de audio como datos auxiliares Aaux, DV acomoda 2 canales estéreo de 12 bits y 32 Khz de frecuencia de muestreo o un canal con 16 bits a frecuencia de muestreo de 48, 44.1 o 32 Khz.

El sector de vídeo, contiene tanto datos de vídeo como datos auxiliares. La información de vídeo se comprime al rededor de 5 :1 y dependiendo de la cantidad de movimiento, se utiliza compresión DCT. Los datos auxiliares incluyen tiempo y fecha de grabación, apertura de la lente, velocidad de obturador, balance de color y otros datos de la configuración de operación (*setting*) de la cámara.

El sector de subcódigo almacena variedad de información, la mas importante es el código de tiempo TC, que se encuentra formado por bloques muy cortos de datos, para maximizar la

probabilidad de su recuperación durante la función de búsqueda de imágenes. La información adicional que puede ser almacenada en el sector de subcódigo incluye:

- Títulos, tabla de contenidos, capítulos y partes de cintas pre-grabadas
- Identificación de programas para el usuario de cintas grabadas
- Teletexto
- Subtítulos y textos en múltiples lenguajes
- Titulación reservada (*Closed captioning*) en varios lenguajes

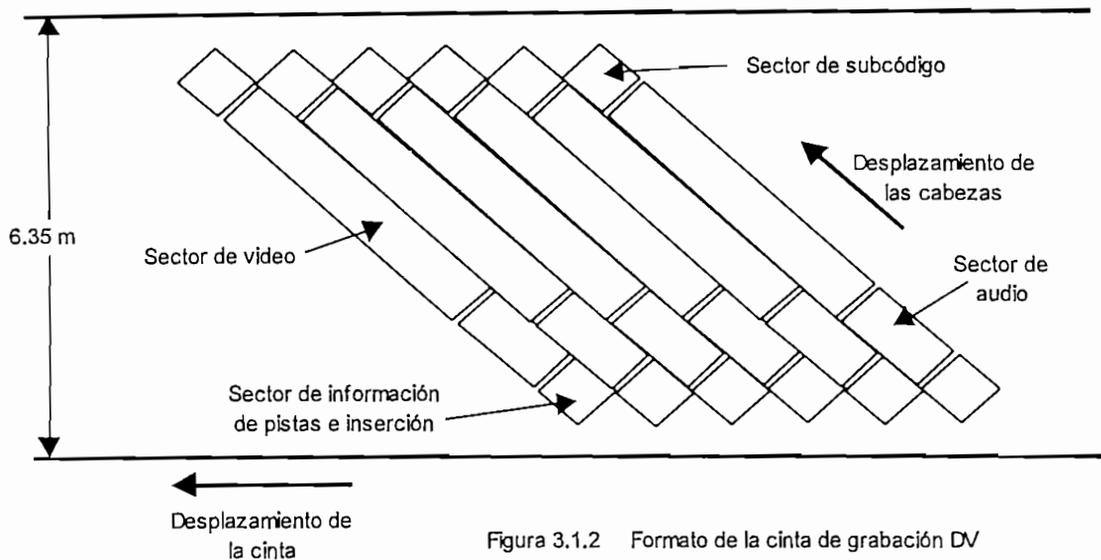


Figura 3.1.2 Formato de la cinta de grabación DV

El formato DV contempla 10 pistas por cada cuadro de vídeo, cada pista contiene 138 bloques de datos con 76 bytes de 8 bits de vídeo efectivo y considerando que la frecuencia de cuadros es de 29.97 para sistemas NTSC, se obtiene: Tasa de bits = $10 \times 138 \times 76 \times 8 \times 29.97 = 25.146$ Mbps. Esta velocidad corresponde al estándar especificado para DV de 25 Mbps. DV realiza detección y corrección de errores utilizando codificación de Reed-Solomón.

3.1.2 Betacam SX (28).- Este es un formato desarrollado por la Compañía Sony para satisfacer requerimientos de sistemas modernos, en donde se incorporan conceptos de trabajo con redes de datos. Su formato está basado en vídeo en componentes con muestreo 4:2:2 y mantiene compatibilidad con el equipo Betacam analógico existente.

La idea de máquinas híbridas, es otra de las características que se incorporan en este formato, nace con la necesidad de satisfacer los requerimientos tanto en sistemas no lineales como en el mundo de las cintas de vídeo, para lo cual se introducen equipos de grabación que incorporan cintas de vídeo digital y grabación digital en discos duros.

El formato utiliza un sistema de compresión de vídeo digital MPEG-2, a Perfil principal y Nivel principal MP & ML (Main Profile & Main Level). La señal de vídeo comprimido junto con 4

canales de audio sin compresión y datos de control, constituyen el formato SX que se plasma sobre una cinta magnética de ½ pulgada. Como se mencionó en el primer capítulo, se observa que el sistema de compresión MPEG-2 4:2:2 MP & ML, cumple con las siguientes especificaciones:

- Vídeo en componentes: muestreo 4:2:2
- Estructura de pixeles: 720 x 48 (NTSC)
- Tasa de bits: menor a 15 Mbps

El sistema SX híbrido, baja información de la cinta de video SX y la almacena en los discos duros HDD incorporados, hasta 4 veces la velocidad en reproducción normal, además provee resolución completa y edición no lineal basada en discos. Se tiene también alta velocidad de multiplexación de datos de entrada y salida, a través de interfaces SDDI serial de datos digitales. Puede reproducir cintas de vídeo analógico de ½ pulgada, tal como Betacam convencional y de ejecución superior SP, las mismas que pueden ser digitalizadas en tiempo real sobre los discos duros.

El tren de datos que entrega la interfaz SDDI, representa datos comprimidos y se utiliza para entregar señales codificadas sobre 4 veces su velocidad normal, incluso puede trabajar con enrutadores o equipo de conmutación y comparte las mismas características mecánicas, eléctricas y de sintaxis de sincronización, de la interfaz SDI, tal como la define la recomendación SMPTE 259M.

El sistema de reproducción de cintas, utiliza 2 juegos de cabezas estacionarias rotatorias, las cuales permiten la recuperación de la señal RF de la cinta, aun en situaciones de deformidades extremas de las pistas, lo cual se consigue haciendo que la cabeza de reproducción sea más ancha que la pista y que la segunda cabeza esté desplazada hacia un lado, la cual leerá la parte deformada de la pista, este sistema elimina la necesidad de incluir rastreos dinámicos (*Dinamic tracking*) sofisticados.

Las cintas SX pueden ser reproducidas a 4 veces la velocidad de reproducción normal, lo cual se consigue incrementando la velocidad de la cinta y utilizando 4 juegos de cabezas de reproducción, consiguiéndose que la velocidad de la cabeza se mantenga constante en 74.925 Hz para sistemas de 525 / 59.94 líneas.

Las cintas magnéticas para grabación digital, tienen un costo equivalente de los casetes actuales de cinta de óxido. Los casetes tienen 2 tamaños, el S que almacena sobre los 60 minutos y el L sobre 184 minutos. El equipo incorpora 2 discos duros HDD que proveen 90 minutos de grabación, con capacidad de expansión a 6.4 horas con discos adicionales, a través del puerto SCSI-2 de la máquina.

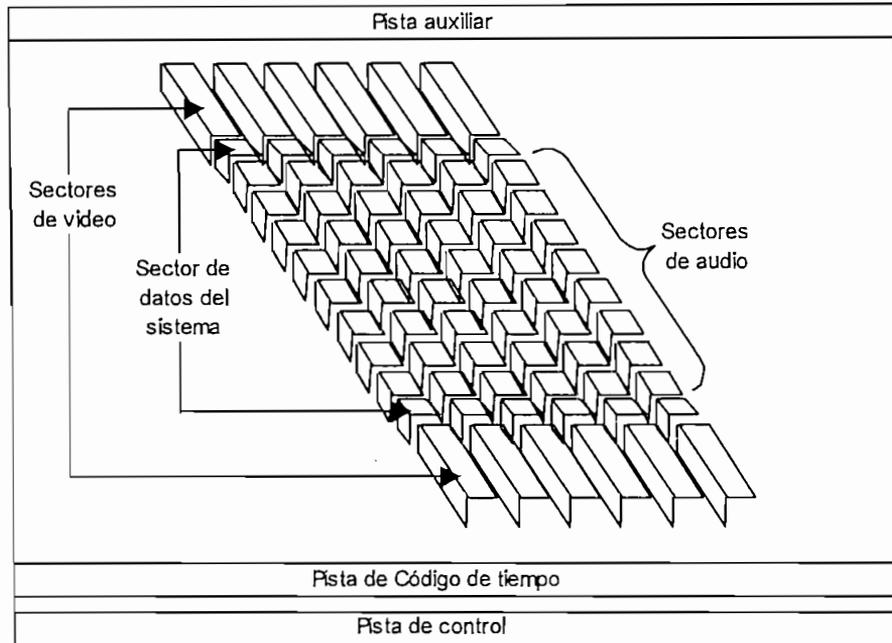


Figura 3.1.3 Formato de grabación de cintas Betacam SX

3.1.3 Digital-S (30).- Este formato desarrollado por la compañía JVC, se diseña para grabación de vídeo digital en componentes, muestreo 4:2:2 y 8 bits de cuantización, sobre cintas magnéticas de partículas de metal de 1/2 pulgada. Este formato entrega una calidad de imagen superior a los formatos analógicos, inclusive mayor que cualquier formato digital en componentes con muestreo 4 :1 :1.

Digital-S utiliza la técnica de compresión DCT con intra-cuadros, que permite una compresión de 3.3 :1 generando una tasa de bits de 50 Mbps. Una de las características mas interesantes del sistema Digital-S, es la función de **Pre-lectura** (*pre read*), la cual permite una configuración A/B roll con solo dos videocaseteras, en lugar de las tradicionales tres máquinas. La grabación de audio se la realiza en dos canales PCM de 16 bits y frecuencia de muestreo de 48 Khz. La figura 3.1.4 presenta la distribución de pistas sobre la cinta magnética.

Para una exploración precisa de las pistas de video, se provee de una pista lineal de control y también un sistema de servo para alineación automática, basadas en señales de control insertadas en las pistas helicoidales. Un cuadro de video está formado por diez pistas helicoidales de 20 um de ancho. La señal de audio se graba en dos pistas lineales de audio (dos sectores para los dos canales de audio en las pistas helicoidales) y se reserva la sección de subcódigo (*sub-code*) para utilización del usuario, en la cual se podría grabar cualquier información localizada en el intervalo de borrado vertical, se tiene además las siguientes características:

- Velocidad de la cinta: 57.7 mm/s
- Velocidad de rotación del tambor: 4.500 rps
- Velocidad de escritura: 14.5 m/s
- Ancho de pistas helicoidales: 20mm
- Pistas por cuadro de video: 10 (NTSC) y 12 (PAL)
- Ancho de pistas lineales de audio: 0.35 mm
- Ancho de pista de control: 0.75 mm
- Tiempo de grabación: 104 minutos
- Búsqueda de imágenes a +/- 32 veces la velocidad normal
- Cámara lenta a +/- 1/3 de la velocidad normal.
- Diámetro de las cabezas: 62 mm
- Respuesta de frecuencia: 20 Hz.a 20 KHz
- Rango dinámico > 90 dB a 1 KHz
- Distorsión < 1% a 1 KHz
- Crosstalk < -75 dB a 1 KHz

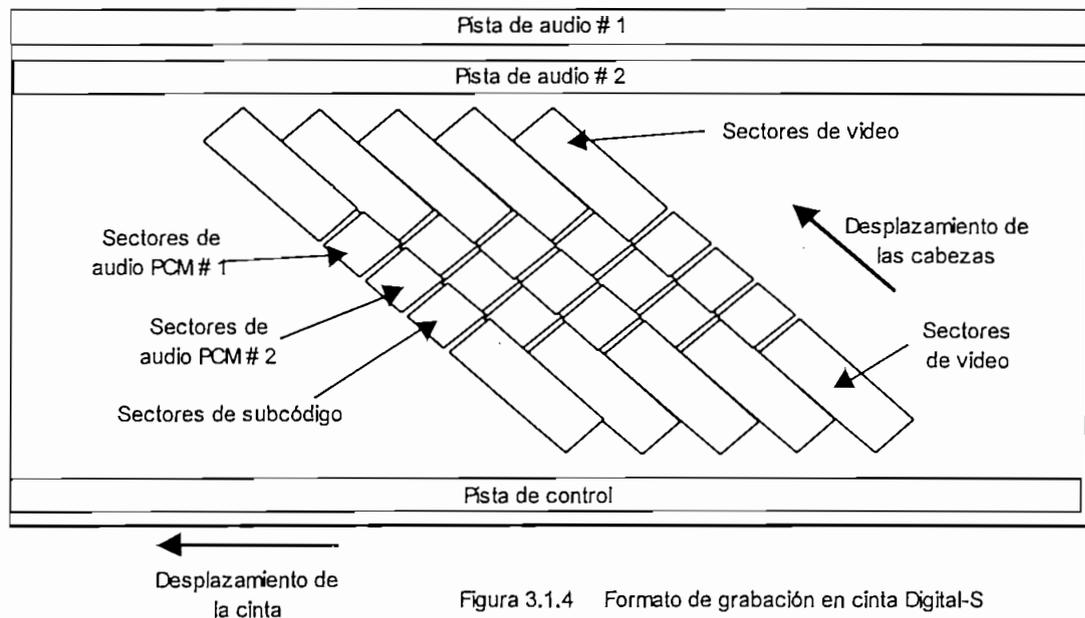


Figura 3.1.4 Formato de grabación en cinta Digital-S

Se provee también de un sistema robusto para detección y corrección de errores, así como también un sistema de reproducción en cámara lenta y avance rápido.

La función de pre-lectura se ejecuta por medio de la lectura de datos de la cinta, antes de que estos sean borrados de la misma, para esto, los datos leídos se combinan con los datos proporcionados por la máquina del sistema A/B roll y se envían hacia la máquina grabadora

3.2 Cámaras de Video Digital [11]

Las cámaras de video digital, permiten almacenar la información digitalmente, eliminando la edición lineal inherente a los formatos de grabación analógica y por tanto mejora la calidad en procesamiento, esta es una de las principales ventajas frente a las cámaras analógicas. Al momento de elegir una cámara de video, intervienen una serie de criterios que permiten determinar el tipo de cámara, su alcance visual, sus características técnicas, etc, cuyos criterios se mencionan a continuación:

Con respecto al juego de lentes, entre las características más importantes se pueden encontrar: el **Alcance visual** que permite determinar el máximo acercamiento de la imagen, la **Regulación de foco** que permite variar la distancia focal del juego de lentes para conseguir una imagen enfocada en el sitio de incidencia de luz del sistema, el **Sistema de iris** que permite regular la cantidad de luz que ingresa al sistema electrónico, tanto en forma manual como en forma automática. Estas funciones de los juegos de lentes, permiten adecuar la señal de luz entrante, para ser presentados a un juego de prismas que separan la luz incidente en los tres colores básicos y que posteriormente se convierten en señales eléctricas por medio de foto-sensores.

Las cámaras de video de alta calidad actuales, utilizan tres **Dispositivos de Carga Acoplada CCD** (Charge Coupled Device) para captura de imágenes. Estos dispositivos foto-eléctricos generan las tres señales básicas pertenecientes a los colores primarios R, G y B en forma analógica y posteriormente se las convierte al dominio digital. En general, las cámaras de video se basan en la separación de la luz incidente, que lleva información de la escena original, en tres imágenes básicas correspondientes a los tres colores primarios Rojo (*Red*), Azul (*Blue*) y Verde (*Green*), las mismas que a través de los conversores foto-eléctricos de imagen, se convierten en las tres señales eléctricas que corresponden a dichas imágenes. Los CCD están constituidos por un gran número de elementos discretos de imagen o píxeles, dispuestos en un arreglo ortogonal bi-dimensional que determina la resolución de la cámara, cada píxel acumula una carga directamente proporcional al único nivel de luz que lo estimula, por tanto, el CCD se convierte en una gran colección de muestras electrónicas discretas de la imagen. La señal de salida del CCD, es muy parecida a la señal de salida de los tubos de imagen, como si fuera muestreada a la correspondiente frecuencia. El muestreo se realiza en el dominio óptico, es por tal razón que la limitación en el ancho de banda, determinada por el teorema de Nyquist, debe efectuarse en el dominio óptico. Para evitar que se produzca sinónimos de frecuencia (*aliasing*), se utiliza un filtro óptico que atenúa las altas frecuencias. El CCD es un dispositivo que se encarga de realizar los siguientes procesos :

- Captura de imagen mediante la acumulación de cargas en proporción directa a la luz incidente sobre un arreglo de celdas de imagen que se encuentran directamente expuestas a la luz
- Desplazamiento de las cargas desde el arreglo de celdas de imagen hacia un arreglo igual de celdas de almacenamiento, las cuales se encuentran cuidadosamente protegidas de la luz incidente. La transferencia se la realiza a alta velocidad durante cada intervalo de borrado vertical
- Almacenamiento de nueva información, una vez vacío el arreglo de celdas de imagen, durante el próximo periodo de campo activo y desplazamiento de la señal guardada en las celdas, para crear la señal de video de salida del CCD.

Una vez que la imagen se ha convertido en señales eléctricas, necesita atravesar una serie de circuitos, antes de estar disponible para procesamiento, entre los principales circuitos se pueden mencionar:

- Corrector de errores provocados por el juego de lentes y el sistema óptico de separación de colores
- Corrector de la temperatura de color de iluminación de la escena
- Compresión del rango dinámico
- Incremento del detalle de la imagen por medio de mejoradores de imagen
- Introducción de pre-corrección de Gamma, para corrección de los defectos de exploración en los tubos de imagen
- Sistema de codificación que transforma las señales básicas RGB en un sistema NTSC compuesto o en componentes y que define el formato de salida de video analógica
- Generación de señales de tiempo para el control de disparo interno de la cámara
- Generación de los voltajes requeridos para la operación de las diferentes partes de la cámara

La producción en el campo ha sufrido cambios graduales, desde la operación con cámaras y grabadoras de cintas de video en forma separada, hasta la introducción de las cámaras aditables, en donde la grabadora de cinta se incorpora a la cámara, surgiendo de esta manera las cámaras grabadoras (*camcorder*). Este tipo de cámaras presentan al operador mayor flexibilidad tanto para trabajo de campo como en estudio, ya que es posible intercambiar la grabadora de cinta por un acoplador de control remoto, que permite monitorear la cámara a través de cables de cámara y manipular sus principales parámetros desde sitios alejados.

3.3 Enrutadores

En la sección 2.2, se pudo mencionar algunas de las aplicaciones de las estructuras de enrutamiento, que como se recordará, son dispositivos que permiten encaminar las distintas señales hacia los destinos que las requieren. Estos dispositivos permiten eliminar, parcial o totalmente, la necesidad de instalar paneles de interconexión, que son dispositivos que permiten realizar la función de los enrutadores pero en forma manual. Con la desaparición de estos paneles, se logra eliminar uno de los puntos más débiles dentro de las instalaciones de televisión, ya que la manipulación y el paso del tiempo producían defectos serios en las señales.

Una de las principales características por definir al momento de elegir un enrutador, es el tipo de señal a manejarse dentro de la estructura, ya que enrutadores modernos pueden conducir tanto señales de video, audio como datos digitales y/o analógicos. Se necesita realizar también una definición del formato digital de las señales de vídeo y audio, lo cual incide directamente en el ancho de banda máximo que puede manejar el enrutador.

Una vez determinado el número de fuentes y destinos del sistema de procesamiento, se debe iniciar el análisis de la capacidad máxima a la que puede llegar la estructura de enrutamiento, para dejar cierto margen para expansiones futuras, así como también determinación de la configuración de cada módulo de entrada y salida, es decir, su capacidad de re-configuración mediante incremento o cambio de módulos dentro de la misma estructura de enrutamiento.

Los sistemas de enrutamiento modernos, permiten su operación por medio de paneles de control externos, que se encargan de la asignación de fuentes y destinos. Dichos paneles, generalmente operados por Técnicos de control, permiten realizar un monitoreo de todas las señales entrantes a la estructura de enrutamiento, para evaluación y detección de fallas. Además, se puede buscar la integración con otros dispositivos del sistema de procesamiento digital a través de redes de control LAN, por medio de las cuales y con la utilización de computadoras de configuración, se podría re-estructurar el enrutador para su reajuste a las necesidades de operación del sistema de procesamiento digital.

La mayoría de enrutadores tienen sistemas de control basados en microprocesadores. Los paneles de control se comunican con el enrutador a través de cables multipar o coaxial. Un reciente avance en la capacidad de los sistemas de control, ha sido posible a través de las memorias de escritura con borrado eléctrico EEPROM, las cuales se incorporan al equipo y pueden ser programadas, borradas y re-programadas dentro de los mismos enrutadores. Para esta operación, los enrutadores se cargan con programas *software* directamente en el enrutador, a través de pórticos especialmente diseñados, con ayuda de una computadora

externa, o a través de la red LAN. Dichos programas pueden ser actualizados fácilmente con versiones de *software* mas avanzados, los cuales son proporcionados por los fabricantes y que podrían incluso estar disponibles vía internet [11].

Se necesitan puertos seriales de propósito general o puertos dedicados, para brindar flexibilidad de manejo del enrutador, función que permitiría que otros dispositivos del sistema de procesamiento digital, puedan manejar al equipo sin necesidad de recurrir a los paneles de control

Finalmente, se deben analizar las especificaciones de los enrutadores en cuanto a niveles máximos y mínimos de entrada y salida de las señales, impedancias de acoplamiento, pérdidas por retorno, capacidad de ecualización automática para diferentes longitudes de cable, capacidad de auto-conformación de la señal de reloj, tolerancia máxima a inestabilidades de reloj *Jitter*, puertos adicionales para brindar mayor flexibilidad de funcionamiento, tal como puertos RS-232, RS-422, GPI, etc.,.

3.4 Conmutadores de Estudio

Los conmutadores de estudio, generalmente designados como mezcladores tanto para señales de video y como de audio, permiten realizar la mezcla entre distintas señales de video para producir una combinación determinada. En conmutadores de estudio modernos, esta mezcla puede realizarse insertando efectos digitales novedosos, a mas de los tradicionales que se generaban en conmutadores analógicos, tales como: bordes, barridos, disolvencias, inserción de caracteres, relleno de imágenes (*keying*), etc.

En general, en mezcladores de video y audio analógicos, los controles de parámetros se colocaban cerca de los circuitos, por razones de funcionalidad, de tal manera que se necesitaba un botón de control por cada variable analógica, lo cual daba como resultado paneles de control de dimensiones físicas grandes. En mezcladores digitales, todos los filtros se controlan con solo variar valores de coeficientes, ya que el control se lo realiza a través de parámetros digitales, siendo posible emplear controles asignables de manera que solo se necesita un conjunto de controles de filtrado y de ecualización, cuyos ajustes se dirigen a cualquier canal elegido por el operador. Esta opción del procesamiento digital, requiere que las consolas de control incluyan monitores de video para visualización de asignación y de valores de los parámetros [5].

El control de procesos en los mezcladores, se lleva a cabo mediante programas (*software*) que se cargan inicialmente en las memorias re-programables del equipo, lo cual permite que la configuración de la mesa de control pueda cambiarse a voluntad. El operador

del equipo, mediante el monitor de vídeo puede configurar la mesa y sus controles, de acuerdo a sus necesidades y almacenarla en las memorias internas o en discos magnéticos a manera de archivos de computadora, de esta manera, las condiciones de trabajo pueden ser fácilmente recuperables, cuando se han cambiado por alguna razón operativa.

Otra de las posibilidades del procesamiento en el dominio digital, es la capacidad de compensación automática y control individual del tiempo de retardo de cada señal de entrada, lo cual permite compensar el tiempo de llegada al conmutador de cada fuente digital.

Existe una variedad bastante grande en cuanto a conmutadores de estudio, por tal razón primeramente se debe establecer el tipo de aplicación que se dará al equipo, dependiendo de esto, se elegiría un conmutador de estudio sencillo o uno mas complejo. Entre la principales opciones que se encuentran en los conmutadores y que brindan buena flexibilidad al sistema, se pueden mencionar las siguientes:

- Flexibilidad en cuanto a la construcción del sistema por medio de tarjetas de expansión permitiendo incrementar el número de entradas y salidas
- Disponibilidad de un número determinado de niveles de mezcla con un grupo de controles para rellenado (*keying*) en cada nivel, esta opción brinda facilidades al operador de dirigir varias tareas al mismo tiempo con la misma consola de control
- Facilidad para monitoreo de la mezcla de señales y sus efectos durante las funciones de prevista y programa
- Capacidad de utilización de las entradas sin restricción, en donde cada fuente puede ser utilizada como fondo (*background*), como señal para rellenado (*keying*) en todos los niveles de mezcla
- Disponibilidad de salidas auxiliares para aplicaciones especiales tales como: integración con un generador de efectos digitales de vídeo, prevista de las fuentes de entrada, monitoreo técnico, puertos para integración de dispositivos externos, por medio de los cuales se lograría configuraciones interesantes, como asignación de fuentes desde el enrutador hacia el conmutador de estudio
- Disponibilidad de interfaces dedicadas para diagnóstico técnico del equipo, interfaces para interconexión con dispositivos en la red de control, interfaces para realizar la función de señalización de fuentes (*tally*), etc.
- Características y facilidades del panel de control tales como: distribución de teclas y comandos, facilidad de operación e identificación, re-configuración mediante paneles auxiliares, capacidad de almacenamiento de las configuraciones del panel de control en memorias internas o en discos magnéticos (*floppy discs*), etc.

Continuando con la elección del conmutador de estudio adecuado, se deberían analizar las especificaciones técnicas del equipo. Entre las más importantes se pueden mencionar:

- Definición del formato de video digital a utilizarse, frecuencia de muestreo, velocidad del tren de bits y número de bits de cuantización. Niveles de video, impedancias y niveles de DC
- Capacidad de procesamiento de vídeo serial digital con aspecto 4:3 y 16:9 y con los estándares 525 líneas / 60Hz. y 625 líneas / 50Hz
- Especificaciones de carga interna de 75Ω y ecualización para compensación de longitudes de cable en las entradas de las señales digitales
- Especificaciones del rango o ventana de compensación de tiempo automático para corrección de retardos de las fuentes entrantes con respecto a la señal de referencia
- Disponibilidad de entrada para sincronización externa, niveles, impedancia de entrada y especificaciones de DC
- Especificaciones de ruido en modo común a la entrada, pérdidas de retorno en las entradas y salidas de vídeo y de la señal de referencia
- Especificaciones de voltaje, corriente y características de todos los puertos seriales y paralelos de la unidad electrónica, tales como entradas-salidas de propósito general GPI, puertos de servicio, puertos de control remoto, puerto del panel de control, puertos de señalización, etc.

A mas de toda la información anterior, se necesita también datos de las especificaciones de potencia y dimensiones físicas, tales como:

- Especificaciones de la fuente de alimentación, voltajes de línea, frecuencia, consumo de potencia, consumo del panel de control, prevenciones para aterrizaje del equipo
- Especificaciones de temperatura ambiente y temperatura interna de operación de la electrónica y del panel de control
- Recomendaciones de ventilación de la electrónica, humedad relativa, compatibilidad electromagnética
- Dimensiones de la electrónica y del panel de control, espacios para ventilación, peso de la electrónica y del panel de control

3.5 Conmutadores de Control Maestro

Los conmutadores de control maestro, son básicamente similares a los conmutadores de estudio, pero diseñados para cumplir una función específica, como es la selección y mezcla de señales de video y audio, a ser emitidos directamente al aire. El conmutador maestro es quién da presencia a la imagen de la estación de televisión al exterior, por lo tanto, se debe realizar una selección cuidadosa tanto de calidad como de los efectos disponibles que se aplican con cada transición o corte comercial. Entre las diferentes características de funcionalidad, se pueden mencionar las siguientes:

- Disponibilidad de las fuentes necesarias para brindar completa flexibilidad en emisión de las señales al aire o en su defecto, capacidad de gobierno del conmutador del sistema de procesamiento para elección automática de la fuente adecuada, tanto de vídeo como de audio
- Posibilidad de realizar control remoto y revisión de las videocaseteras dedicadas a la reproducción continua del material emitido por la estación de televisión, así como también, chequeo de cada una de las fuentes que se encuentran disponibles a la entrada del conmutador de control maestro
- Capacidad para realizar separación entre audio y vídeo, función muy necesaria en ciertas aplicaciones
- Posibilidad de control de niveles de audio y conmutación del tipo de audio presente en el conmutador, es decir, audio estéreo, monofónico izquierdo o monofónico derecho, intercambio de canales e inversión de fase
- Capacidad de adaptación a cambios en los estándares de las señal de televisión, es decir, capacidad de manejo de señal serial digital compuesta o en componentes, señal de vídeo analógico, señal de audio analógico o digital, señales con aspecto 4:3 y 16:9
- Posibilidad de integración al sistema de control, por medio del cual se puede re-configurar fácilmente y permitir el manejo del sistema de enrutamiento como un solo ente para asignación de fuentes de video o audio
- Posibilidad de puertos seriales o paralelos, que permitan la función de auto diagnóstico, señalización de fuentes, control remoto de máquinas y registro de las acciones de operación (*Logging*)
- Capacidad de integración con el enrutador del sistema de procesamiento digital, función clave que permite disponer de todas las fuentes de vídeo y audio que se generan en la planta, en cualquier instante para su emisión al aire

- Capacidad para manejar en forma remota las máquinas destinadas para la emisión de la continuidad permanente de la estación y junto con esto, posibilidad de chequeo del material en interno antes de su emisión

Entre las principales especificaciones de los conmutadores de control maestro se pueden encontrar:

- Definición del formato de la señal de vídeo y de audio, lo cual determina el ancho de banda del equipo, que maneja señales tanto señales analógicas como digitales simultáneamente, sea audio o vídeo
- Especificaciones de los niveles de entrada de las señales de vídeo y audio, impedancias de acoplamiento, número de bits de cuantización, rango de la ventana de tiempo para compensación de retardo para longitudes de cable
- Especificación del formato de la señal de audio, niveles de entrada, rechazo de modo común, niveles de salida e impedancia de carga
- Especificaciones de interferencia entre canales (*crosstalk*), relación señal a ruido S/N, etc.
- Especificaciones de consumo de potencia, tanto de la electrónica como del panel de control y dimensiones físicas
- Capacidad de operación con fuentes redundantes para proveer operación ininterrumpida
- Especificaciones de temperatura ambiente y de operación.

3.6 Sistema de control [20]

El sistema de control es una facilidad del sistema de procesamiento digital, diseñado para integrar dispositivos de diverso tipo y marca, para que puedan interactuar entre sí, sin restricción o problemas de compatibilidad. Dentro de este sistema se contempla también la posibilidad de ejercer control remoto de los diversos equipos incorporados a dicho sistema, lo cual en determinadas condiciones permitiría la automatización total o parcial del sistema. Para este propósito, cada fabricante desarrolla acopladores para intercomunicación, que tienen almacenados protocolos de comunicación de las marcas mas conocidas. El corazón de este sistema de control, lo constituye un servidor de red LAN, que es una computadora de propósito

general, tal como se presentó en la sección 2.5. Para incorporar un sistema de control al sistema de procesamiento digital, se debe tomar en cuenta los siguientes criterios:

- Capacidad de expansión para incrementar tanto cantidad como diversidad de dispositivos a través de los dispositivos acopladores de protocolos, denominados también interfaces del sistema de control
- Tipo de red y su arquitectura
- Especificaciones de los cables de interconexión, longitud máxima, necesidad de repetidores para longitudes grandes, impedancia característica, número máximo de nodos, velocidad máxima de los datos
- Tarjeta de red y software para configuración
- Especificaciones mínimas de la computadora central para soportar el software de la red
- Especificaciones del procesador y velocidad de la unidad de procesamiento central
- Especificaciones de todas las interfaces de control y de los paneles de control utilizados en la red de control
- Capacidad de ejercer control remoto de videocaseteras y dispositivos de video, a través de los puertos de control más comunes utilizados por dichas máquinas, las cuales incluyen los controles RS-422 y RS-232
- Capacidad de ejercer control remoto del conmutador de enrutamiento, para lo cual se cuenta con una variedad de protocolos de control, que utilizan conectores tipo "D" de 9 pines y en cada caso, se especifica las velocidades de transmisión que van desde 4.8, 9.6, 19.2, 38.4 Kbps y la longitud máxima de cable que puede ser utilizado. Entre los protocolos más utilizados se pueden mencionar:

Protocolo :	Fabricante:
• A2645	Alpha image
• D-2000/D-2166	Datatek
• ESbus	Nvision y Pro_bel
• 20-Ten/Horizon	Grass Valley Group
• PURS	Sony
• Party line (UDI-1B)	Utah Scientific
• AVS-1B (PL-320)	Utah Scientific
• Party line	Philips BTS

- Capacidad de puntos de monitoreo de estado (*status*) en pantallas de los conmutadores de enrutamiento y máquinas de video, en las que se puede escoger el tipo de

información a presentarse tales como: estado de los conmutadores, estado de las máquinas (Play, Stop, etc), estado de asignación de paneles de máquinas, estado de la relación de las máquinas con los paneles de control, hora y fecha del sistema, estado de la tarjeta del sistema de control, fuente de tiempo de la tarjeta de control, mensaje de la tarjeta del control

- Integración del sistema de procesamiento con el conmutador de control maestro y conexión con un sistema de automatización
- Se utilizará una computadora de propósito general que pueda soportar el programa *software* de control, para configuración y manejo del sistema de control de todos los dispositivos digitales incorporados a la red de control LAN

3.7 Generador de efectos digitales

Los generadores de efectos digitales de video DVE (Digital Video Effects), son dispositivos que han alcanzado gran potencial en cuanto a generación de novedosos efectos gracias a la tecnología digital, entre los mas populares se pueden mencionar: mezcla, barridos, desvanecimientos, pixelizaciones, mosaicos, deslizamientos, paginaciones, sobreimposiciones de varias imágenes, trabajo con máscaras, pantallas divididas, efectos en tercera dimensión, cualquier tipo de modificación de los parámetros de video para conseguir una imagen determinada, etc. La mayor ventaja de estos dispositivos, es la transparencia y nitidez que se logra en el producto final, lo cual contrasta grandemente con los generadores de efectos analógicos.

Los generadores de efectos digitales utilizados en un sistema de procesamiento digital, generalmente se utilizan en conjunto con el conmutador de estudio, ya que los trabajos de post-producción requieren de este tipo de efectos. Los DVEs son equipos que no necesitan ninguna configuración complicada, simplemente exigen un número de entradas de video determinadas, generalmente de dos a cuatro y una señal de referencia para sincronía. Su salida puede ser re-alimentada a la entrada del conmutador de estudio, para conseguir mayor versatilidad del producto final. Estos dispositivos pueden ser utilizados también en centros de edición o de post-producción.

Finalmente se necesitan las especificaciones del formato de la señal de video que va a manejar, tales como: niveles requeridos de señal, pérdidas por retorno, impedancias de carga, consumo de potencia, rangos de temperatura y sus dimensiones físicas.

3.8 Conversores A / D y D / A

Los conversores A / D y D / A, permiten el enlace entre el mundo analógico y el mundo digital, estos conversores generalmente son diseñados a nivel de tarjetas, las cuales se acomodan dentro de estructuras (*frames*) o bandejas. Generalmente, cada fabricante ofrece tarjetas de diferentes tipos y funciones, tales como: conversores A/D y D/A de video, conversores A/D y D/A de audio, conversores de formatos de video analógico o digital, conversores de formatos de audio digital, etc., que pueden ser acomodados en una misma bandeja, lo cual es útil para ahorro de espacio, pero en cambio debe realizarse una identificación cuidadosa de cada opción en implementación.

Se debe definir principalmente que tipo de señal analógica se está manejando, tanto de vídeo como de audio y cual es el formato digital que se requiere para ingresar al sistema de procesamiento. La conversión A / D, analizada en la sección 1.2, debe ser cuidadosamente manejada, ya que como se mencionó antes, los niveles de video y de audio entrantes a los conversores, deben cumplir con los niveles especificados de lo contrario, se generarían defectos en la señal digital que se mantendrían a lo largo de todo el procesamiento digital, sin posibilidad de ser corregidos.

Entre las principales especificaciones técnicas se pueden mencionar: niveles de la señal analógica, niveles de la señal digital, impedancias características, pérdidas por retorno, capacidad de realizar conexiones en lazo activas o pasivas, número de salidas disponibles.

3.9 Mezcladores de audio

Los mezcladores de audio son dispositivos que permiten la combinación entre las diferentes señales de audio conectadas a sus entradas. La mezcla puede ser realizada incorporando efectos sonoros, ejecutando control de niveles para evitar saturación y adecuaciones en las señales para entregarlos a grabadoras de estudio o para emisión al aire.

En general, los mezcladores de audio están constituidos por módulos o canales, que corresponden a cada señal de audio entrante. Entre los módulos más importantes se pueden mencionar: **Módulos de entrada**, que adecuan niveles, respuesta de frecuencia y determinadas propiedades, a cada señal de audio entrante y las encaminan a través del sistema de procesamiento. **Módulos de salida principal**, que permiten entregar el audio resultante para grabación o emisión al aire. **Módulos de salida secundarios**, que permiten

separar el procesamiento y ejercerlo sobre ciertas señales de entrada que se asignan en el mezclador.

Entre las principales características y especificaciones de los mezcladores se pueden mencionar: tipo de audio que se va a manejar, formatos de la señal digital de audio y compatibilidad con otros, capacidad de extracción de audio analógico, capacidad de procesar diferentes frecuencias de muestreo, respuesta de frecuencia, niveles de señal a ruido S/N, niveles de interferencia co-canal, rangos de ecualización, impedancias y niveles de entrada y salida, número de entradas y salidas.

3.10 Interconexión

La Interfaz Serial Digital SDI (Serial Digital Interface), es el puerto mediante el cual se extrae las señales de vídeo digital compuesto o en componentes. La velocidad que maneja esta interfaz es de 270 Mbps, correspondiente a la recomendación CCIR 601 [8]. La figura 3.10.1 presenta la longitud de cable que puede ser utilizada con la interfaz SDI, en la cual se observa que a partir de cierta longitud, aproximadamente 380 m, se produce una ruptura o aumento excesivo de errores. Mientras que la tabla 3.10.1, presenta las longitudes de cable recomendadas para diferentes formatos de la señal de vídeo serial digital.

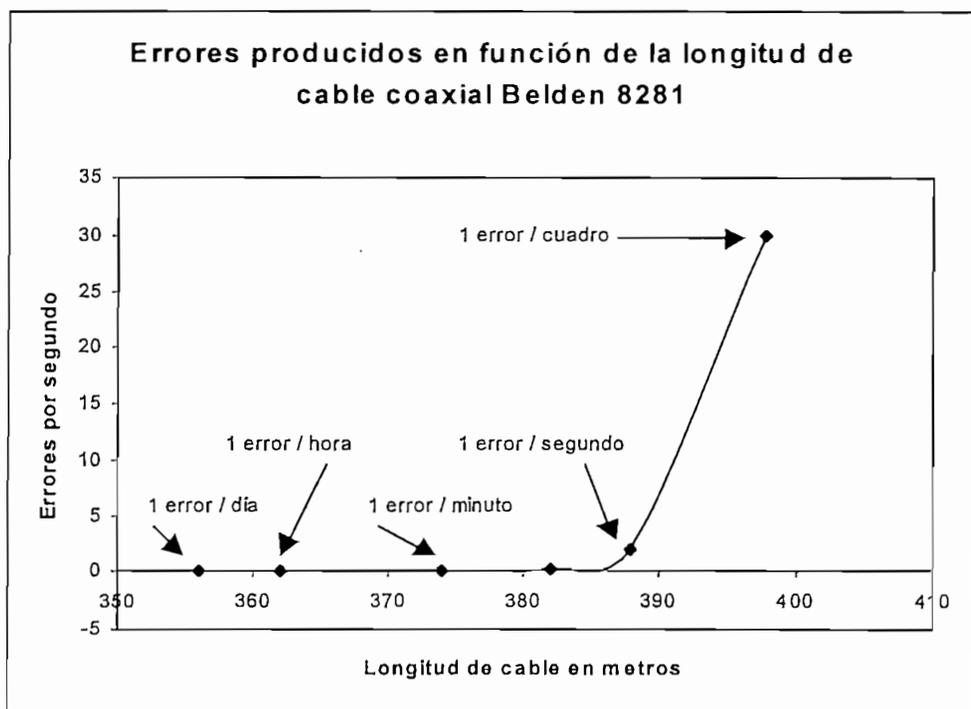


Figura 3.10.1

Se dispone de una amplia variedad de cables para la interconexión de video de alta calidad, uno de los mas utilizados es el cable **Belden 8281** de doble blindaje y 75Ω de impedancia característica. Diseñado específicamente para video, provee un buen balance entre las pérdidas y su tamaño físico, además protege a la señal de video contra las interferencias del medio [11]. El cable coaxial RG 59 es otro tipo comúnmente utilizado, también presenta 75Ω de impedancia característica, pero es de simple blindaje, por lo tanto, es más vulnerable a interferencias del medio pero en cambio es más económico.

Sistema	Frecuencia de datos (Mhz)	Frecuencia fundamental (Mhz)	Longitud de ruptura (m)	Longitud recomendada (m)
NTSC	143	71.5	400	320
PAL	177	88.5	360	290
Componentes Rec. 601	270	135	290	230
Componente 16:9	360	180	210	170

Tabla 3.10.1

Los paneles de interconexión para señales digitales, debido a su diseño y construcción, permiten trabajar con frecuencias muy altas, que van aproximadamente desde cero hasta alrededor de 600 Mhz. Esta característica permite que sean utilizados indistintamente con video serial digital, audio serial digital, vídeo analógico compuesto y vídeo analógico en componentes. Con el fin de evitar al máximo pérdidas por retorno y disminuir la señal reflejada DSWR, los paneles de interconexión tienen auto terminaciones de 75Ω , se permite el paso directo de señal cuando no existen cables de interconexión y poseen micro-conmutadores que aseguran el corte de un camino de señal cuando se introducen cables de interconexión.

Los cables de interconexión son cables coaxiales de 75Ω de impedancia característica con conectores también de 75Ω , que deben presentar acoplamiento de muy alta calidad en el rango de 0 a 600 Mhz. En cuanto a las terminaciones de vídeo de 75Ω , todas las señales que llegan deben ser disipadas completamente, pero cuando el acoplamiento no es perfecto, parte de esta energía se refleja, produciendo un valor pobre de SWR, especialmente en altas frecuencias.

La tabla 3.10.2, presenta un resumen de los equipos necesarios para la implementación de un sistema de procesamiento digital básico, cuyos costos han sido determinados para las marcas SONY y VIDEOTEK, dentro de los Estados Unidos. Para equipos similares en otras marcas, dichos costos permanecen aproximadamente en un +/- 10 % de los mencionados.

Los equipos que han sido tomados en cuenta en este presupuesto, permiten obtener buenas condiciones de calidad en nuestro medio, pero según los estándares internacionales, esta calidad aún no permite conseguir programación para exportación.

Para este ejemplo de implementación, se contempla el manejo de señales seriales digitales SDI de acuerdo a la recomendación 601 y 10 bits de cuantización, tomando en cuenta el sistema de la figura 2.2.2 para video y el sistema de la figura 2.3.1 para audio, además se incluye un multiplexor de video/audio para una futura transmisión digital vía microondas hacia el transmisor y su posible emisión radio digital.

Descripción:	Marca:	Modelo:	(Dólares)
Cámara de video digital para estudio: resolución 800 líneas, sistema de transmisión por Triax	Sony	DXC-D30 CA-TX7	23.425
Control remoto para cámara de estudio	Sony	CCU-TX7	7.150
Enrutador de video digital: conmutación de 32 entradas x 32 salidas de video serial digital SDI, manejo de líneas dedicadas, capacidad de conversión a 256 x 256	Sony	DVS- V3232	30.998
Enrutador de audio digital: conmutación de 32 entradas x 32 salidas de audio digital AES/EBU	Sony	DVS- A3232	25.392
Conmutador de estudio: 36 entradas de video serial digital SDI, capacidad para control del enrutador	Sony	DVS-7250	165.933
Conmutador de control maestro: 12 entradas de video serial digital SDI, emisión digital multicanal, capacidad para audio insertado	Sony	DVS- M1000	62.084
Generador de efectos digitales: efectos no lineales 2D y 3D, 2 canales de video serial digital SDI	Sony	DME-3000	72.880
Conversor A/D de video: conversor de video en componentes analógicas a video serial 4:2:2, capacidad de manejo de EDH	Sony	BKPF- 101CB	2.912
Conversor A/D de audio: conversor de audio analógico estéreo a audio AES/EBU, 20 bits de cuantización y frecuencia de muestreo 48 Khz	Sony	BKPF-201	1.483
Conversor D/A de video: Conversor de video serial 4:2:2 a video en componentes analógicas, capacidad de manejo de EDH	Sony	BKPF- 102CB	2.363
Conversor D/A de audio: conversor de audio AES/EBU a audio analógico estéreo	Sony	BKPF-202	1.319
Mezclador de audio: 24 entradas de audio configurables, módulos de conversión A/D incorporados	Sony	DMX- B4016	50.000
Multiplexador de video/audio: insertador de audio AES/EBU en video serial digital 4:2:2	Sony	BKPF-205	3.490
Sincronizador de cuadro: monitoreo y regeneración EDH	Videotek	VDP-8601	2.495
Generador de sincronismo: generación de señales de prueba digitales y audio insertado	Videotek	VSG-204D	4.800
Equipo de medición digital: superposición para chequeo de retardos, chequeo de EDH	Videotek	TVM-821D	4.125
Cable de cámara triaxial	Videotek		465
TOTAL			461.314

Tabla 3.10.2

CAPITULO IV

Conclusiones y recomendaciones

4.1 Mediciones y pruebas

En el sistema de televisión analógico que ha existido por mas de 30 años, el monitoreo para encontrar problemas y calificar una señal ha sido ampliamente investigado, incluso se han desarrollado ciertas señales de prueba (*test*) para calificación y chequeo del comportamiento de los equipos. Se ha llegado a conocer tanto las señales de video y audio analógicos, que los ingenieros de televisión, con solo analizar la señal en un monitor de video especializado, obtienen la suficiente información para diagnosticar un problema determinado. La situación es muy diferente cuando se trata de televisión digital, en donde se manejan trenes de datos digitales y codificados con protocolos complejos, que hacen imposible aplicar los mismos criterios.

En sistemas análogo/digitales, es necesaria la utilización de aparatos de medición que acepten tanto señales de video analógicas como digitales. El monitoreo que se puede ejercer sobre tales señales es muy crítico e influye directamente, sobre la calidad de la señal que está siendo procesada para su emisión y/o grabación. Otro requerimiento importante, es la capacidad de monitoreo en servicio (*online*), para lo cual, los dispositivos de medición deben proporcionar información al operador acerca de la señal digital, durante la emisión de programas, así como también fuera de servicio (*offline*).

Los sistemas de televisión modernos, pueden estar manejando variedad de señales tanto de video como de audio. Esta variedad, crea la necesidad de implementar etapas de monitoreo técnico que puedan detectar problemas en los diferentes tipos de señal. Para cubrir estos requerimientos y dependiendo del tipo de sistema, se ve la necesidad de instalar etapas de medición de parámetros de señales analógicas, medición de parámetros de señales seriales

digitales sin compresión y medición de parámetros de señales seriales digitales con compresión.

4.1.1 Medición de parámetros de señales analógicas.- Cuando un sistema de televisión se encuentra trabajando en el dominio analógico, el monitoreo técnico se lo realiza sobre la base de monitores de forma de onda para análisis de luminancia, vectorscopios para análisis de croma y medidores de VU para chequeo de audio, dispositivos que analizan los principales parámetros de las señales de video y audio analógicos y proporcionan a los Ingenieros de televisión y técnicos de control, los criterios suficientes para calificar las señales de video y audio en determinadas etapas del procesamiento, pero cuando el sistema evoluciona al dominio digital, los criterios de medición cambian totalmente.

En sistemas de procesamiento digital, en primer lugar se deben cambiar los equipos de medición, para lo cual, se disponen de analizadores especializados de video y audio digitales y osciloscopios de gran ancho de banda, en segundo lugar se debe cambiar totalmente los criterios de análisis de los parámetros obtenidos durante la medición. En ciertos casos, estos cambios pueden realizarse en forma paulatina, es decir, implementar un sistema de medición utilizando los mismos equipos de medición analógicos instalados, pero dedicando un conversor D / A exclusivamente para el monitoreo de todas las señales de video y audio digitales (Figura 4.1.1), esta opción permite realizar mediciones de las fuentes que siguen siendo analógicas dentro del sistema de procesamiento.

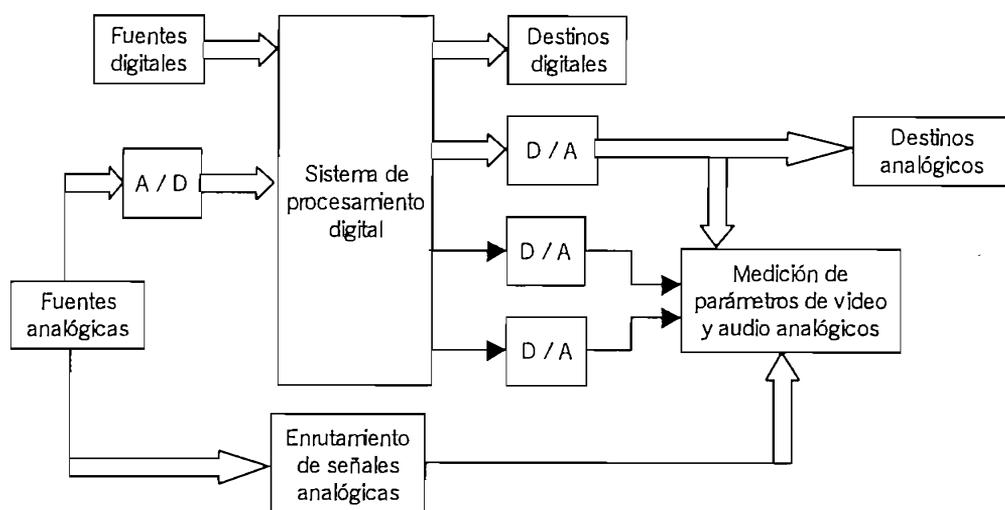


Figura 4.1.1 Sistemas de medición de parámetros de señales analógicas

Otra posibilidad, es la utilización de equipos dedicados al análisis de video y audio digitales, los cuales decodifican la información digital y la presentan en forma de parámetros

analógicos reconocibles. Existe variedad de equipos de medición de este tipo, entre los mas conocidos se pueden mencionar **(33)**:

- Equipos que aceptan señales seriales digitales SDI conforme a la recomendación 601, que transcodifican la información digital y la presentan en la forma tradicional analógica, en un sistema de visualización sobre tubos de rayos catódicos
- Equipos que admiten 2 señales seriales digitales SDI conforme a la recomendación 601, que permiten su superposición con propósitos de medición de retardos de tiempo
- Equipos que pueden sincronizarse tanto con referencias analógicas como digitales y que analizan el retardo de tiempo entre la referencia analógica y las señales digitales entrantes
- Equipos que aceptan señales seriales SDI y audio AES / EBU, las transcodifican al sistema NTSC y las presentan sobre monitores SVGA de computadora

De acuerdo a esto, se observa que los equipos de medición analógica, ya no serán indispensables, ni tampoco la etapa de conversión D / A previa la medición. En cualquiera de los casos antes mencionados, seguirán siendo válidos los criterios de análisis de señales analógicas, pero no se dispondrá de criterios para análisis de la señal digital como tal.

Una evaluación muy detallada de las señales de video y audio analógico, puede ser realizada a través del análisis de los parámetros que se mencionan a continuación **[11]**:

Parámetros de Luminancia:

- Nivel de video (Unidades IRE)
- Nivel de sincronismo (Unidades IRE)
- Nivel de pedestal (Unidades IRE)
- Tiempo de línea (us)
- Tiempo de campo (us)
- Distorsión de tiempo corto (Unidades IRE)
- Distorsión de tiempo largo (Unidades IRE)
- Respuesta de frecuencia

Parámetros de Color:

- Nivel de croma (Unidades IRE)
- Nivel de burst (Unidades IRE)
- Fase de burst (Grados)
- Ganancia croma/luminancia (Unidades IRE)
- Retardo croma/luminancia (Y/C)

- Fase diferencial (grados)
- Ganancia diferencial (Unidades IRE)
- Respuesta de frecuencia

Parámetros de Audio:

- Nivel (dB)
- Saturación
- Relación S/N
- Respuesta de frecuencia
- Distorsión de acople AC

4.1.2 Medición de parámetros de señales seriales digitales sin compresión.- Se puede llegar a obtener sistemas de procesamiento digital con un comportamiento casi perfecto, teniendo sumo cuidado en el diseño y utilización de esta tecnología. La experiencia ha demostrado que las señales seriales SDI, pueden ser generadas para transmitir vídeo y audio prácticamente libre de errores sobre los 300 metros de distancia, pero en la práctica esto no se logra debido a problemas de cableado, conectores incorrectos, terminaciones defectuosas, variaciones de voltaje y tiempo, interferencias, etc., siendo necesario realizar pruebas de error, en cualquiera de los siguientes casos:

- Pruebas de validación de diseño, para cumplimiento de especificaciones en vídeo serial y paralelo
- Pruebas de fabricación e inspección posterior, para verificación de calidad en equipos nuevos
- Pruebas para chequear el estado del cableado en la red de vídeo e integridad de los datos en su paso por el sistema de procesamiento digital
- Monitoreo de rutina de las vías de señal en la instalación de televisión
- Pruebas de diagnóstico para vías SDI en las que se detecten presencia de problemas

Las mediciones dentro de una instalación de vídeo digital, se las podría realizar en todos aquellos puntos de la red, en donde la experiencia indique que puede existir degradación de señales. El monitoreo diario para localización de fallas, puede ser realizado mediante pruebas de chequeo de cada formato digital de la instalación, pruebas de tasas de error de bits, análisis de inestabilidad de reloj (*jitter*), características de las formas de onda eléctrica y pruebas de tensión (*stress*). A veces podría parecer que la única prueba necesaria por realizar en los enlaces de señales SDI dentro de un sistema de procesamiento digital, es el chequeo de

la tasa de errores de bits BER, pero en la práctica no es suficiente y es necesario realizar otro tipo de pruebas que podrían dar indicación de la naturaleza de la falla e incluso detectar una falla futura.

Cuando se presenta una señal digital en un monitor de forma de onda apropiado o en un osciloscopio, los barridos sucesivos en el tiempo producen una forma de onda conocida como **Diagrama de ojo**, el cual se forma por el trazo de los estados bajos y altos de la señal digital. El diagrama de ojo, permite identificar y medir los siguientes parámetros importantes de la forma de onda digital: tiempo de intervalo unitario, tiempos de subida, amplitud o nivel de señal, sobrecarga (*overshoot*) e inestabilidad de reloj (*jitter*), cuyas especificaciones se encuentran en el estándar para señal serial SMPTE 259M [7] y que pueden ser observadas en la figura 4.1.2.

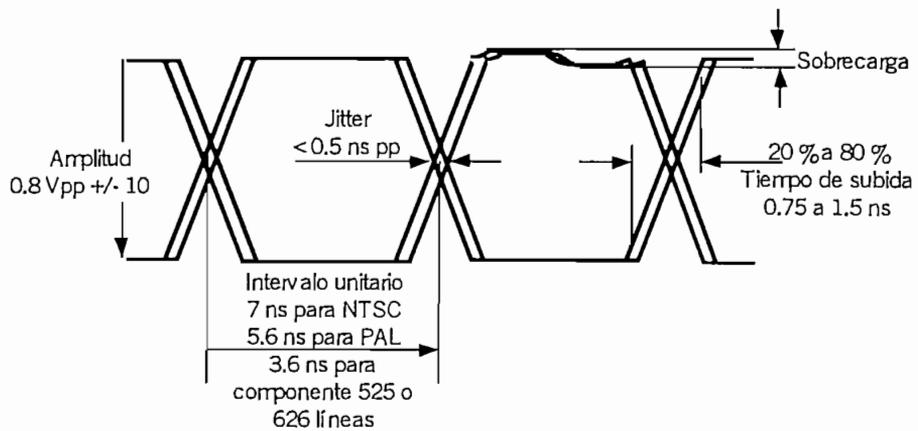


Figura 4.1.2 Diagrama de ojo y especificaciones de parámetros de la señal serial digital

Se puede apreciar que el tiempo de subida promedio de una señal de video serial, está alrededor de 1 ns, lo cual implica que para su observación precisa, se necesitan osciloscopios con un ancho de banda de 1 Ghz, sin embargo, las mediciones de amplitud pueden ser realizadas con osciloscopios con anchos de banda entre los 300 y 500 Mhz. La medición del tiempo de subida, se la realiza entre los puntos de 20 y 80 % de amplitud y su valor se debe ajustar por medio de la siguiente expresión:

$$T_a = (T_m^2 - 0.5 T_s^2)^{1/2}$$

con T_a = tiempo de subida real, T_m = tiempo de subida medida y T_s = tiempo de subida del monitor de onda

En la práctica, cuando se transmiten datos a distancias cortas, el diagrama de ojo obtenido en recepción, es bastante claro y los niveles son los especificados por el fabricante, pero a medida que se aumenta la distancia, por ejemplo a 100 metros, el diagrama de ojo se va cerrando y el nivel se va comprimiendo, si aumentamos la distancia a 200 metros, ya no se

puede distinguir el diagrama de ojo debido a distorsiones que se introducen en los pulsos y por pérdida de amplitud, sin embargo, se puede recuperar aún una imagen perfecta. Esta condición de pérdida de imagen a partir de una determinada longitud de cable se conoce como **Efecto Cliff**.

La verificación del formato de vídeo digital, es mas complicada y debe ser realizada con equipo especializado que chequee la señal SDI entrante en tiempo real y que despliegue las violaciones al formato. Esta prueba permitiría monitorear: violación de los rangos de luminancia y croma, códigos inválidos de la señal de referencia TRS, retardos de la referencia de tiempo, palabras de tiempo inválidas que siguen a los códigos TRS, longitudes de línea y longitudes de campo. Estos errores no son frecuentes, por lo tanto, se realiza una cuenta de errores, almacenamiento y posterior despliegue de la ubicación del campo, línea o pixel en donde fueron detectados. Los errores que se producen en áreas visibles de la imagen, pueden ser mostrados en el monitor con un color muy visible en los sitios de alteración de los pixeles, lo cual es útil para encontrar el problema tanto en imágenes estáticas como en movimiento (34).

El conocimiento del estado de los datos insertados en el video así como su formato, se obtiene también con ayuda de equipos especializados, los cuales son capaces de especificar paquetes EDH, código de tiempo, audio y teletexto.

Una evaluación muy detallada de las señales seriales digitales, tanto de video como audio, puede ser realizada a través del análisis de los parámetros que se mencionan a continuación:

Parámetros de la señal digital:

- Nivel (Vpp)
- Intervalo unitario (ns)
- Tiempo de subida (ns)
- Sobrecarga (%)
- Jitter pp (ns)

4.1.3 Medición de parámetros de señales seriales digitales con compresión.- La evaluación de señales comprimidas es una tarea aún mas complicada, en donde se necesita equipo especializado que permita realizar pruebas del sistema para rastreo de errores, para lo cual se encuentran cuatro sitios principales en donde pueden surgir problemas: compresor, multiplexor, enlace de datos y decodificador. Si el compresor falla en conseguir las especificaciones de compresión, los equipos posteriores serán incapaces de codificar los datos correctamente. Si el compresor consigue las especificaciones de compresión y existen defectos en el multiplexor, debido a un ensamblaje incorrecto de la información, se podría recibir una imagen de pobre calidad. Luego de la transmisión y demultiplexación, los datos

pueden presentar excesivas inestabilidades de reloj (*jitter*) causando que el decodificador pierda sincronía. Por último un decodificador defectuoso podría dar resultados incorrectos en la señal (35).

Todos estos problemas pueden causar muchos inconvenientes al usuario que no posea equipo de prueba apropiado, de allí que se han desarrollado equipos de prueba dedicados al formato MPEG, formato de compresión más aceptado actualmente, que permiten la verificación de ciertos parámetros, tal es el caso del estándar desarrollado para Emisión de video digital DVB (Digital Video Broadcast), en el cual se puede encontrar una colección ordenada de procedimientos de prueba bajo el título "Guía de mediciones para sistemas DVB", recomendación (ETR 290), la misma que presenta una progresión lógica de pruebas para cualquier parámetro en sistemas MPEG-2 (36). Las pruebas de la recomendación ETR 290, separan el tren de transporte MPEG-2 en tres filas o hileras ordenadas según su importancia:

Las Pruebas de primera fila, contienen los parámetros esenciales para recuperar la señal e identificar su contenido, es decir, se encargan de analizar y determinar los componentes de cada paquete en el tren de transporte TS. El error más crítico que se produce, es la pérdida de sincronismo del tren de transporte TS, correspondiente a un byte de sincronismo con valor 47 Hexadecimal (71 decimal), esta pérdida hace que el dispositivo receptor, no pueda sincronizarse con la señal transmitida. Cuando se ha recibido el byte de sincronismo con éxito, el receptor se prepara para recibir otro byte 47 H después de 188 bytes.

Las Pruebas de segunda fila, presentan recomendaciones de parámetros, incluyendo, chequeo de la integridad de los datos, inestabilidad de reloj (*jitter*) y encriptación. Uno de los problemas más comunes encontrados en la decodificación se presentan en el campo de referencia de reloj de programa PCR, este campo provee información de tiempo al decodificador y se utiliza para asegurar sus PLL. Las consecuencias de errores en PCR son serios, pues pueden producir desde defectos en la señal de video y audio decodificados, hasta intermitencias o ausencia de señal decodificada. Dos condiciones de error adicionales se pueden presentar, para cuya detección se chequea la información de código de errores CRC (Cyclic Redundancy Checking) en la tabla NIT y los errores producidos en la tabla CAT (Sección 1.4.2.7).

Las Pruebas de la fila opcional, sugieren 8 parámetros para prueba, de los cuales 5 son para DVB y 3 para pruebas de sistemas MPEG-2. Estos errores tienen que ver con la tabla NIT, que contiene información que describe la fuente de la señal, es decir, el nombre de la red de transmisión, posición del satélite, etc. En este caso la información de la red no es necesaria para la recuperación de los programas, sino para los decodificadores que pueden necesitar tal información para la decodificación. Su utilización es opcional en el estándar MPEG-2, pero es necesaria en el estándar DVB ya que sirve para la protección de los programas a emitir.

Un ejemplo de transmisión de paquetes MPEG-2 se presenta en la figura 4.1.3, en donde se encuentra un sistema de adquisición de noticias vía satélite, con puntos de prueba para la localización de errores. El diagrama presenta varios puntos dentro del sistema, en los cuales se puede realizar monitoreo de la señal mediante analizadores, generador de patrones, moduladores y demoduladores.

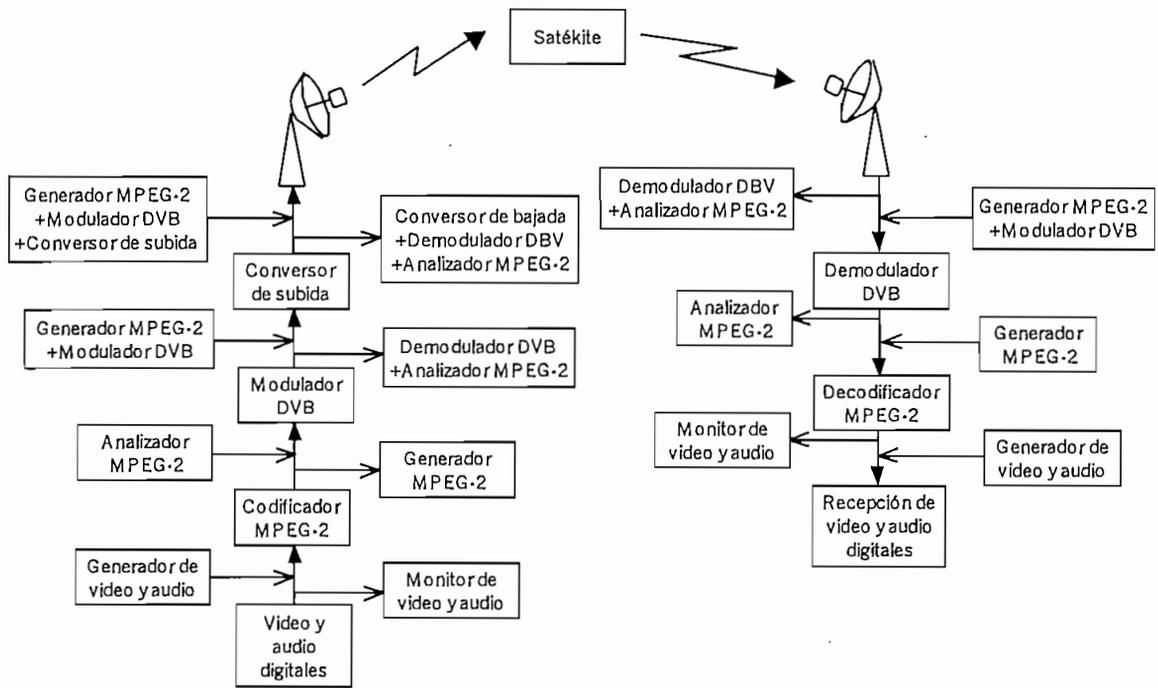


Figura 4.1.3 Sistema de transmisión satelital y puntos de prueba para generación y chequeo de señales

4.1.4 Mediciones de Jitter.- Uno de los parámetros más importantes y difíciles de medir, es la inestabilidad en la señal de reloj de los datos *Jitter*, que indica el corrimiento o desviación de los bits de su ubicación ideal en el tiempo (figura 4.1.2), que no son significativos mientras no llegan a superar la mitad de un período de reloj. En caso contrario, se trata de una señal realmente mala, que da origen al denominado **Error de símbolos**.

En general, las señales seriales pueden ser modificadas por dos tipos de problemas: ruido del canal a través del cual se transmite la señal digital y variaciones en la señal de reloj de los datos (*jitter*), estos problemas pueden ser eliminados fácilmente mediante los circuitos: separador (*slicer*) y asegurador de fase (PLL). El circuito separador (*slicer*), determina si un determinado bit es cero o uno y lo fija, mientras que el circuito asegurador de fase PLL, recupera la frecuencia de la señal de reloj original, tal como fue emitida en el equipo transmisor. A la combinación de estos dos circuitos, se la conoce como la etapa de **Conformación de reloj** (*reclocking*), la cual permite que los sistemas digitales puedan

rechazar el ruido del ambiente y las inestabilidades de reloj (*jitter*) en recepción, convirtiéndose así en la principal razón por la que se adopta este tipo de transmisión [8].

En sistemas de procesamiento digital, es muy común encontrar conformadores de reloj en todos los equipos, su mayor aplicación se da en las vídeograbadoras digitales DVTR, en donde, durante reproducción de una cinta digital, el (*jitter*) puede ser originado a causa de ausencia de señal (*Drop out*) por imperfecciones en la cinta, mientras que durante grabación, la DVTR puede recibir datos digitales con ruido del canal. En ambos casos, los datos se llevan a los conformadores de reloj que eliminan las inestabilidades y recuperan señales limpias, de esta forma, no importa el número de generaciones de grabación o transmisión utilizados, no habrá pérdidas por regeneración.

Las variaciones de reloj *jitter*, se pueden originar tanto en frecuencias altas como bajas: el *jitter* en altas frecuencias es fácilmente removible mediante los circuitos PLL de las etapas de conformación de reloj *reclocking*, generalmente utilizados en las entradas de los equipos digitales, pero en bajas frecuencias puede causar problemas ya que el circuito PLL permite su paso. El circuito de la figura 4.1.4, permite eliminar *jitter* de baja frecuencia, mediante el proceso de sincronización efectuada sobre datos de-serializados y alineados en el almacenador temporal (37).

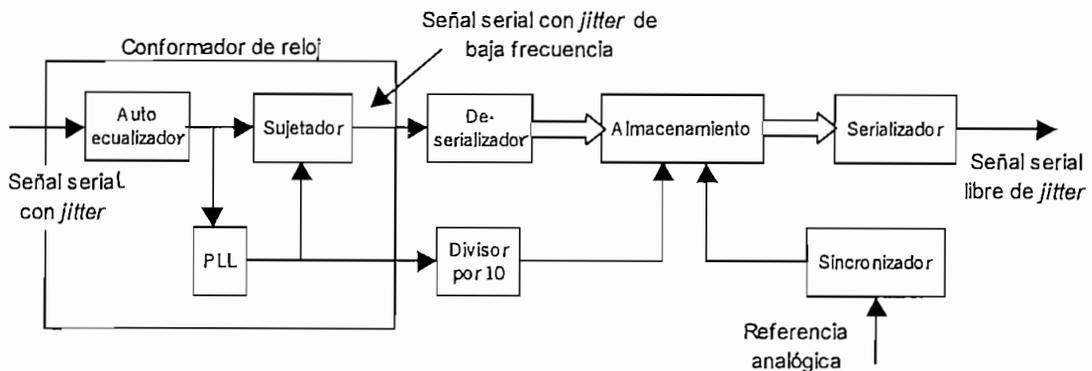


Figura 4.1.4 Diagrama de bloques de un sistema de eliminación de *jitter* acumulado de baja frecuencia

En las recomendaciones de SMPTE, se pueden encontrar las siguientes especificaciones para *jitter*:

- En el estándar para video serial digital, se determina que el tiempo de los flancos de subida deben permanecer dentro de ± 0.25 ns del tiempo promedio de dichos flancos
- En el estándar para transmisión de video en componentes en paralelo, se determina que el *jitter* pico-pico entre los flancos de subida debe permanecer dentro de 3 ns del tiempo promedio de dichos flancos. Se especifica también 5 ns para señales compuestas NTSC

- Para el estándar AES de audio digital, se determina que la transición de datos debe permanecer dentro de ± 20 ns de un reloj libre de *jitter*

En sistemas reales, el reloj extraído de un tren de datos serial puede contener *jitter*, lo cual puede ser una característica deseable, que permita posicionar los flancos de reloj en la mitad de cada ojo. En recepción se puede llegar a tolerar varios intervalos unitarios de *jitter* de baja frecuencia, que no afecta a la extracción de datos, si el reloj sigue la ubicación del ojo según su posición varía con el tiempo. Según la frecuencia del *jitter* va en aumento, la tolerancia del receptor disminuye hasta valores de 0.25 intervalos unitarios. Basados en la aceptación de *jitter* del reloj extraído de los datos y utilizado para la recuperación de los mismos, se definen dos tipos de *jitter*:

El ***Jitter de tiempo***, se define como la variación de tiempo de los instantes significativos de la señal digital relativos a un reloj sin *jitter*, superiores a frecuencias de alrededor de 10 Hz. Las mediciones de este tipo de *jitter* requieren un reloj de referencia libre de *jitter* como disparo (Figura 4.1.5 a)), e incluyen mediciones de todas las componentes de frecuencia del *jitter* entre los 10 Hz y 10 KHz.

El ***Jitter relativo o de alineación***, se define como la variación en tiempo de los instantes significativos de la señal digital, relativos a un reloj recuperado de la misma señal. Este reloj podría tener componentes de *jitter* sobre los 10 Hz, pero ninguna a frecuencias superiores en el rango de 1 KHz a 10 KHz. Las mediciones de este tipo de *jitter*, se realizan utilizando un reloj extraído de la misma señal serial a ser evaluada como disparo (Figura 4.1.5 b)) y las componentes de frecuencia del *jitter* en este caso, dependen del ancho de banda del circuito extractor de reloj.

Un método para observación de *jitter* pero no para realizar mediciones, es por medio del disparo interno del mismo osciloscopio en los flancos de subida o bajada de la forma de onda (Figura 4.1.5 c)), lo cual permite presentar en la pantalla, el diagrama de ojo con un retardo de tiempo posterior al disparo. El problema de mediciones de *jitter* en esta condición, es que las componentes de frecuencia del *jitter* que está siendo analizado, son una función del retardo del barrido utilizado, como resultado existirán algunas frecuencias de *jitter* que no serán medidas y otras que aparecerán reforzadas. En sistemas de procesamiento digitales, la forma recomendable para realizar mediciones de *jitter* y compararlo con las especificaciones, es utilizando el método del *jitter* de alineamiento, mientras que se recomienda el uso del auto-disparo del osciloscopio solo para rastreo del origen del *jitter*.

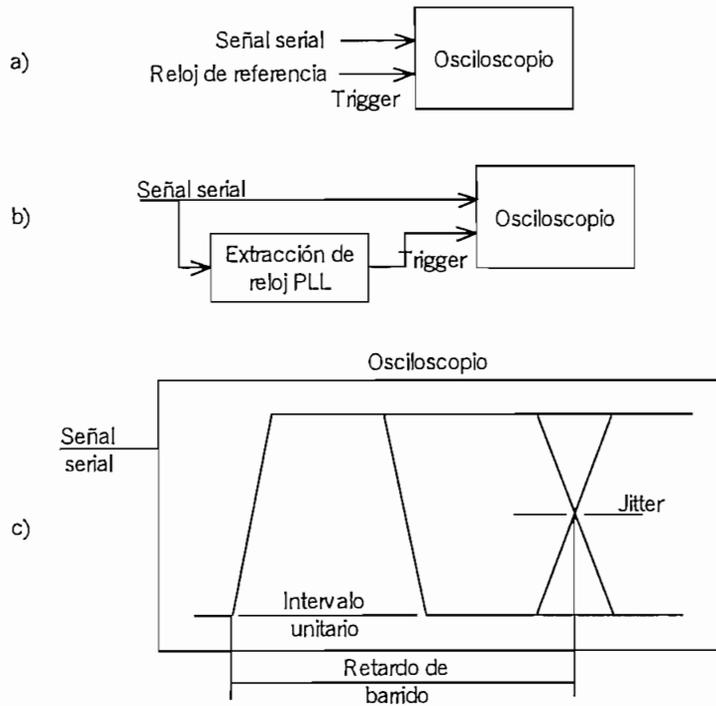


Figura 4.1.5 Formas de medición de jitter a través de osciloscopio

De acuerdo a lo analizado anteriormente, los datos generalmente se recuperan utilizando señales de reloj con *jitter*, por lo tanto, la información recuperada también contendrá *jitter*. Esta información es completamente válida en los procesamientos que consideran los valores altos y bajos en la mitad del período de reloj, pero si este reloj con *jitter* se utiliza para conversiones D / A, se puede generar errores al recuperar una forma de onda analógica correspondiente incorrecta. Por tal razón, en sistemas en donde se requiere reducción de inestabilidades de reloj al máximo durante las conversiones D / A, se utilizan circuitos como el de la figura 4.1.6, en donde se ubica un circuito PLL de alto Q en base a cristal.

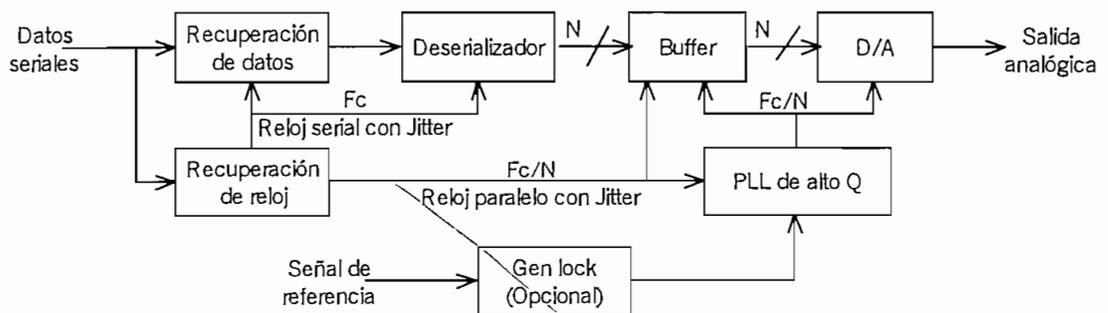


Figura 4.1.6 Conversión D/A con bajo *jitter* de reloj

Para realizar mediciones del espectro de frecuencias del *jitter*, se utiliza un analizador de espectro o una combinación entre analizador de transformada rápida de Fourier FFT y

demodulador de *jitter* (34). La habilidad para medir el espectro del *jitter*, permite examinar el *jitter* intrínseco de los dispositivos digitales, así como el estudio del comportamiento del sistema con respecto a la función de transferencia de *jitter*., es decir, la relación del *jitter* de salida al *jitter* de entrada, cuando se inserta una señal de *jitter* senoidal. El gráfico resultante presenta la ganancia del *jitter* en función de la frecuencia, el cual indica las limitaciones existentes al tratar de conectar varios equipos en serie en una vía de video, además es una práctica recomendada recientemente para especificar enlaces de señales seriales digitales SDI. Los fabricantes especifican la tolerancia de entrada de *jitter*, lo cual da al diseñador del sistema digital, mejores criterios para comprender el comportamiento de los equipos en instalaciones complejas.

Una práctica recomendada para especificar enlaces seriales digitales SDI, es la obtención de un gráfico que presente la tolerancia a la amplitud de *jitter* entrante como función de la frecuencia, para lo cual, la tolerancia al *jitter* se mide introduciendo amplitudes conocidas de *jitter* senoidal en la señal serial digital SDI entrante hasta conseguir que el dispositivo a prueba comience a generar errores.

La **Regeneración de señales digitales** se refiere a la recuperación de datos de la señal entrante y su re-transmisión con una forma de onda limpia, utilizando una fuente de reloj estable. La regeneración serial es mas sencilla y su procesamiento consiste en ecualización de cable, recuperación de reloj, recuperación y re-transmisión de datos utilizando el reloj recuperado. La regeneración paralela es mas compleja y su procesamiento consiste en de-serIALIZACIÓN, conformación de reloj paralela utilizando bases de tiempo controladas por cristal y serialización.

Un regenerador paralelo puede reducir mayores cantidades de *jitter* comparado con un regenerador serial, pero a expensas de mayor complejidad, esta característica se debe a que un regenerador serial contiene un ancho de banda en su lazo de re-alimentación, del orden de algunos cientos de Hz hasta unos pocos Mhz, frecuencias que pueden reproducirse y ser acumuladas con cada regeneración, en cambio en un regenerador paralelo, el ancho de banda del lazo de re-alimentación es del orden de los Hz, cuyo efecto puede ser despreciable. Por lo tanto, la regeneración serial no puede ser efectuada un numero ilimitado de veces, debido al *jitter* acumulativo del circuito PLL y también al hecho de que el reloj se extrae de la señal entrante.

La regeneración que utiliza un reloj libre de *jitter*, puede ser ejecutada un sin número de veces, eliminando todo el *jitter* generado en operaciones de regeneración seriales. Este tipo de regeneración es la que se utiliza en equipos de mayor calidad como videograbadoras digitales DVTR, conmutadores de estudio o dispositivos de efectos digitales, los cuales utilizan referencias externas para su operación.

4.1.5 Detección de errores.- Esta forma de medición de errores, indica la relación del número de bits erróneos dividido para el número total de bits transmitidos en el enlace, es decir, es una prueba de cuan bien se transmiten los datos digitales entre dos puntos específicos.

Para mediciones de BER en señales SDI, no se pueden utilizar directamente medidores tradicionales de BER, en su lugar existen analizadores de error de canales digitales que proveen interfaces para tales señales y que permiten estudiar la naturaleza del error, lo cual se realiza generando una señal de prueba y chequeando bit por bit en el receptor a prueba. Este análisis se limita a chequeos de BER fuera de servicio (*offline*), para lo cual, se transmite la señal de prueba en forma repetitiva (34).

La compañía Tektronix ha puesto en consideración un sistema para detección de errores para televisión digital, que consiste en mediciones de BER en servicio (*on line*) utilizando la técnica de **Manipulación y detección de errores** EDH (Error Detection and Handling), la cual ha probado ser lo bastante sensible y precisa para determinar si un sistema funciona apropiadamente, dicho método ha sido estandarizado por SMPTE en la Recomendación RP 165 [7].

EDH se basa en cálculos de códigos de redundancia cíclica CRC para cada campo de video (Figura 4.1.7), los códigos CRC generados junto con banderas de estado, se envían en el tren de bits a transmitirse. En recepción, se calculan los códigos CRC y se comparan con los códigos CRC transmitidos, de tal forma que si los códigos resultan diferentes, se indica que se ha producido un error y se los representa como **Segundos erróneos** sobre un periodo de tiempo, se indica además el instante después del ultimo segundo erróneo. Suponiendo una ráfaga de error que produce 10000 errores en 2 cuadros de video, una medición de BER realizada en un minuto, indicaría 1×10^{-6} , en cambio una medición de segundo erróneo, indicaría que existió un segundo en error en un determinado instante anterior del momento actual. Se pueden anotar las siguientes ventajas al trabajar con EDH:

- Los códigos CRC son parte del tren de datos de la señal de video digital, por tanto, presentan una medición significativa del funcionamiento del sistema
- EDH puede ser utilizado como prueba de sistemas en servicio (*online*), para determinar automáticamente y electrónicamente, cualquier falla sin perturbar el funcionamiento normal de dicho sistema
- Para pruebas fuera de servicio o fuera de línea (*offline*), EDH es lo suficientemente sensible y preciso al definir el punto de ruptura para errores durante pruebas de tensión del sistema
- Cuando existen errores, EDH provee la información necesaria para determinar segundos erróneos, resultando ser mas útil que la medición de BER

- Se provee facilidades para medición de errores tanto de campos completos como de video activo. Se dispone opcionalmente también de banderas de estado que facilitan el reporte de errores
- Los cálculos de CRC pueden ser implementados en todos los transmisores y receptores seriales, por un pequeño incremento adicional en el costo.

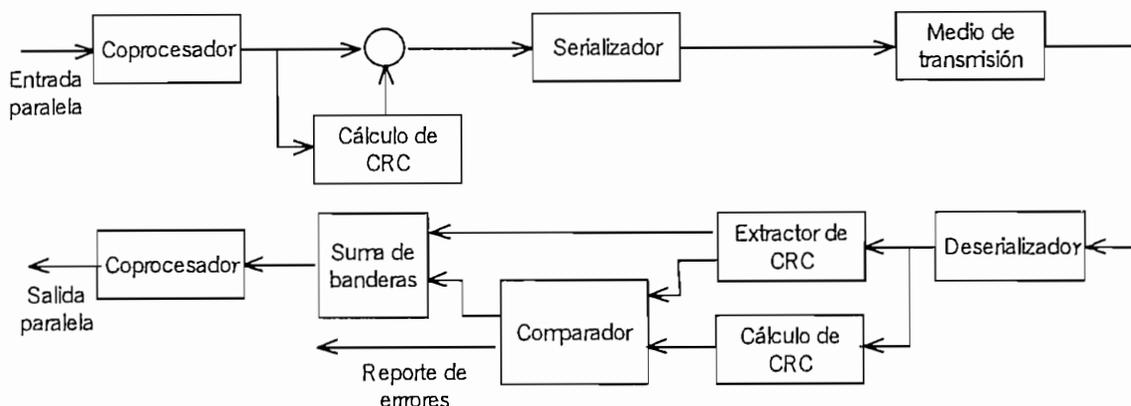


Figura 4.1.7 Diagrama de bloques de un detector de errores EDH

La información de error obtenidos con EDH de diferentes equipos, puede ser llevada a un punto central de diagnóstico, que podría ser parte del control técnico y de calidad del sistema. En sistemas modernos, se disponen de enrutadores con capacidad de chequeo de EDH de todas las fuentes de entrada en forma secuencial y que presentan un reporte de errores tanto interna como externamente, enviándolos al sistema central de diagnóstico.

En sistemas grandes de televisión digital, con una implementación sistemática de la técnica EDH, se podría ver reducida la necesidad del tradicional monitoreo de formas de onda, restringiendo su utilización a sitios específicos e importantes, mientras que para las operaciones técnicas como multiplexación-demultiplexación de audio, enlaces seriales y enrutamientos, sería suficiente con una verificación de la integridad de los datos, cuya función la realiza la técnica EDH.

4.1.6 Pruebas en sistemas de procesamiento digital.- Un sistema de procesamiento digital bien diseñado, debería presentar muy pocos problemas en su operación, sin embargo, es necesario crear condiciones dentro del sistema para localización de puntos de error y de tensión, que permitan identificar enlaces potencialmente débiles. Estas condiciones creadas, son las peores que se pueden conseguir en sistemas digitales y se obtienen a través de variaciones de nivel y del tiempo de subida de la señal serial digital. A diferencia de los sistemas analógicos en los que la degradación de señal es progresiva, los sistemas digitales

tienden a trabajar sin ningún tipo de falla conforme la degradación de la señal aumenta, hasta llegar a un punto en el cual se produce la caída o ruptura de la señal digital.

El propósito de las pruebas de tensión, es determinar cuan lejos se encuentra la operación normal del sistema del punto de ruptura o caída, para lo cual, un método sencillo consiste en añadir longitudes de cable hasta provocar ráfagas de errores. Esta prueba es la mas significativa en pruebas de tensión, ya que presenta condiciones reales de operación.

La señal de prueba digital denominada **Secuencia de error patológica** (Pathological Error Sequence) o **Chequeo de campo SDI** (SDI Check Field), definida en la recomendación SMPTE RP 178, es una señal difícil de manejar por sistemas de procesamiento serial digital, en consecuencia, es una prueba muy importante de realizar, ya que la característica mas importante de esta señal de prueba, es que presenta una máxima cantidad de energía de baja frecuencia. Como se recordará la codificación NRZI, elimina la característica de polaridad de la señal serial y permite obtener un espectro con un mínimo contenido de baja frecuencia, al romper largas secuencias de ceros y unos, sin embargo, existen ciertas combinaciones de datos y de estados de codificación que ocasionan largas secuencias de ceros, las cuales no generan cruces por cero, convirtiéndose en consecuencia, en una fuente con contenido de baja frecuencia.

Existen 2 formas de la señal de error patológica, las cuales realizan pruebas de esfuerzo de la etapa de conformación de reloj en la entrada de los equipos digitales (Figura 4.1.4). La secuencia presentada en la figura 4.1.8 a), contiene 19 bits "0" y 1 bit "1", creando una señal con alto contenido de baja frecuencia, que pone a prueba el circuito de ecualización automática. La conmutación de "0" a "1", pone a prueba la linealidad analógica de los equipos y del sistema de transmisión serial, de tal forma que si no existe una buena linealidad de amplificación, se producirán errores en la transición con el valor mas alto de la señal digital. Para una prueba total del sistema, es importante producir también la polaridad contraria a la descrita. La secuencia de la figura 1.4.8 b), contiene 20 bits "0" seguido de 20 bits "1", obteniéndose un mínimo de cruces por cero para extracción del reloj de datos, lo cual permite poner a prueba el circuito de lazo de aseguramiento PLL. La figura 1.4.8 c), detalla la presentación de la señal de error patológica en un monitor de video, en la cual la mitad superior de la imagen activa vertical, que contiene muestras de 300 H de croma y 198 H de luminancia, prueba el ecualizador automático y la mitad inferior del campo, que contiene muestras de 200 H de croma y 110 de luminancia, prueba el circuito PLL. Si el dispositivo digital no puede manejar dicha secuencia, entonces se generan bits erróneos que introducen errores en los pixeles de la imagen, lo cual se manifiesta como ausencia de señal de video (*Drop out*)

La medición de retardos de tiempo entre señales seriales digitales, se puede realizar por medio de la señal de **Tiempo de imagen activa**, conocida anteriormente como señal de

prueba de **Blanqueo digital** [7], generada por algunos dispositivos de video digital, la cual cubre toda el área activa de vídeo en la pantalla de un monitor de vídeo. La presentación de esta señal presentada en una pantalla de vídeo, puede ser observada en la figura 4.1.9, en donde la primera y la última línea analógica activa, tiene una barra blanca solo de luminancia, con flancos de blanqueo nominales y ubicados en las siguientes posiciones, de acuerdo al campo explorado:

Señales de 525 líneas: líneas 21, 262, 248 y 525
 Señales de 625 líneas: líneas 24, 310, 336 y 622

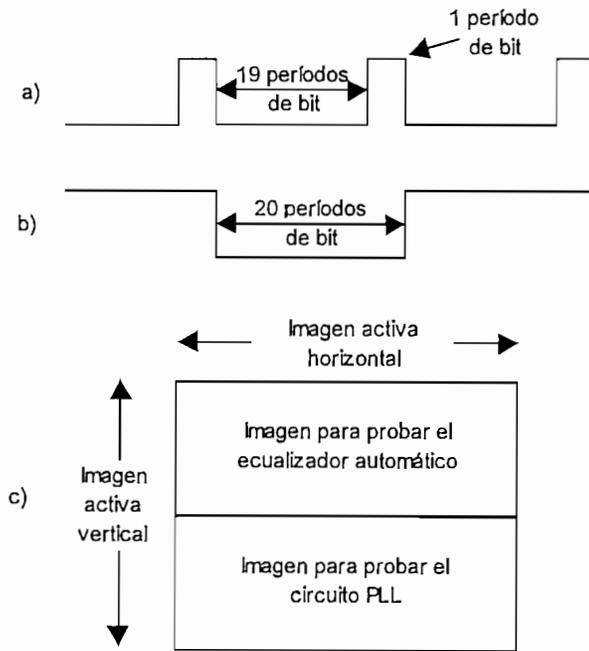


Figura 4.1.8 Representación de la secuencia de error patológica

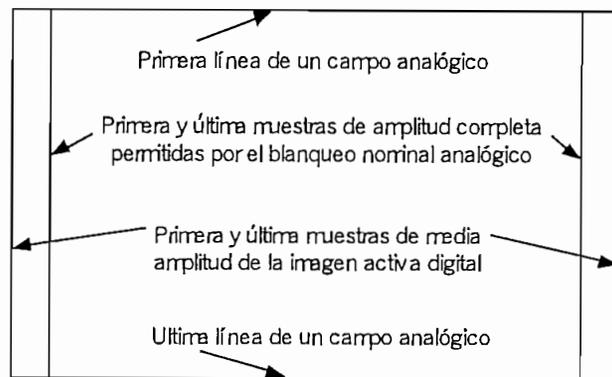


Figura 4.1.9 Presentación de la señal de Tiempo de Imagen Activa en un monitor de vídeo

Todas las demás líneas en la imagen activa, tienen una muestra de media amplitud en la primera y última muestra de la imagen activa digital y una muestra de amplitud completa en la primera y última muestra permitida por el blanqueo analógico nominal.

4.2 Conclusiones y recomendaciones

Después de todo lo analizado en el transcurso de este trabajo y conociendo la tendencia actual de la tecnología, se puede concluir que la era digital en nuestro país está a las puertas, mas aún cuando existen algunas estaciones de televisión que han iniciado su transición al dominio digital dentro de sus sistemas de procesamiento, tal es el caso de Ecuavisa, Gamavisión y Teleamazonas, los cuales ya han adquirido equipo digital para incorporarlos a sus sistemas analógicos instalados, permitiendo de una u otra forma, el nacimiento de sus sistemas de procesamiento digital.

Si bien es cierto que las estaciones de televisión tienen claro que es una necesidad actual el cambio de sus sistemas de procesamiento a tecnología digital, existen ciertos criterios que frenan este desarrollo. Uno de ellos es la elección del formato para adquisición y grabación de la información digital, como se analizó en la sección 3.1, los canales se encuentran en plena investigación de la mejor opción, incluso se puede observar que se han adquirido equipos de diferentes formatos, seguramente con el fin de comparar características de robustez, confiabilidad, funcionamiento, etc., antes de adoptar un determinado formato.

Otro de los criterios que se halla en debate, es la norma de transmisión digital, si bien es cierto que la televisión de alta definición HDTV está por convertirse en el estándar universal, su forma de transmisión sigue en debate, así por ejemplo, se encuentran las normas ATSC desarrollada para emisión de televisión avanzada y DVB desarrollada para emisión de vídeo digital, ambas ofrecen un medio de transmisión de HDTV y de televisión digital estándar SDTV (Standar Digital Television), que permiten transmitir digitalmente imágenes de video con formato 16:9 y 4:3. ATSC espera ser adoptada en toda Norte América, ha sido ya adoptada por México. Canadá ha anunciado su decisión oficial de adopción y se espera que Estados Unidos también haga lo mismo, ya que fue creada por un consorcio de difusores y fabricantes de este país. Sin embargo, la competencia es fuerte ya que DVB ha persuadido a las difusoras en todo el mundo de que adopten sus normas, específicamente DVB-S ha sido adoptada en Argentina, Brasil, México, siendo su posición mas sólida en Europa, en donde la norma fue creada por un comité denominado Grupo Europeo de Lanzamiento. Ambas normas tratan de captar mayor

número de miembros y ampliar su influencia al mundo, en todo caso, DVB y ATSC ofrecen una imagen y sonido de calidad superior. En América Latina se espera la adopción de la norma ATSC, ya que es una norma de difusión de televisión digital terrestre (38).

Otro criterio que se halla en debate, es la forma de exploración de la señal de video, por un lado, la industria de las computadoras, está a favor de un método de exploración progresiva (mejor para mostrar texto y gráficos) y por otro lado, la industria del vídeo insiste en la exploración entrelazada (menor costo y ancho de banda, mayor resolución espacial). La industria de las computadoras, rechaza el argumento de algunos fabricantes importantes de equipos de televisión, que dicen que el equipo de exploración progresiva es demasiado caro para introducirlo en el mercado. Este es uno de los debates que se mantienen actualmente y que podría influir enormemente en el sistema que las estaciones de televisión elijan para transmitir las nuevas señales digitales. Panasonic está dispuesto a aceptar la elección del mercado, para lo cual suministrará equipo con 720 líneas con exploración progresiva y 1080 líneas con exploración entrelazada. Sony en cambio, es partidaria de la norma de producción HDTV entrelazada de 1920 x 1080 (norma SMPTE 274M). Uno de los argumentos que Sony presenta para adoptar exploración entrelazada, es que se necesitará de 5 a 10 años más, antes de que el ancho de banda de aproximadamente 3 Gbps necesario en 1080 líneas progresivas, puedan comprimirse lo suficiente como para pasar por un canal de televisión de 6 Mhz (39).

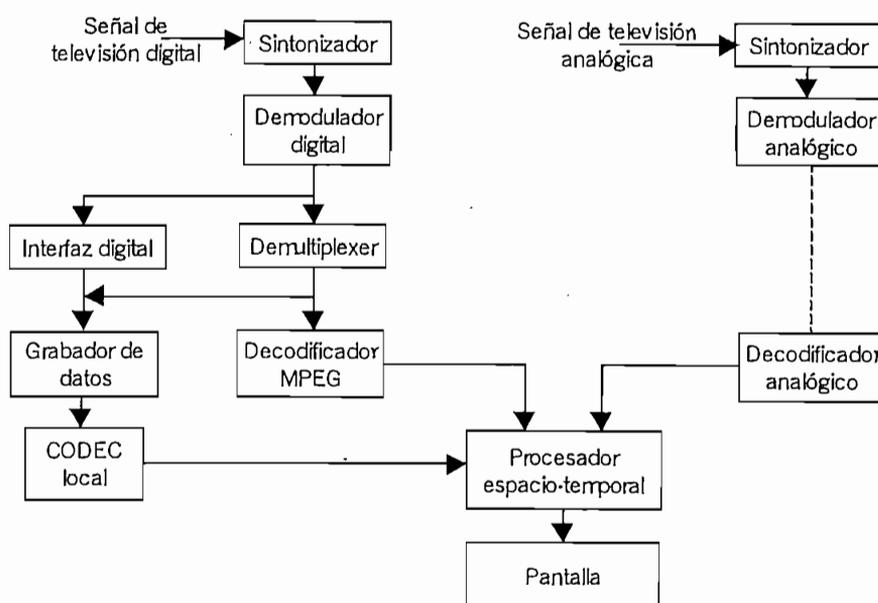


Figura 4.2.1 Diagrama de bloques de un receptor de televisión analógico-digital

La capacidad económica de los canales de televisión, es otro factor determinante en el cambio de tecnología, como se pudo apreciar en el capítulo III, los costos de los equipos digitales resultan ser bastante altos, en comparación de sus similares analógicos y una implementación completa incluyendo transmisión digital, podría llegar a niveles prohibitivos de inversión, peor aún si se tiene en cuenta que en el país no existe público televidente preparado para recibir señales digitales. En un futuro, cuando la transmisión digital llegue a implementarse en nuestro país, los nuevos receptores de televisión deberán ser capaces de demodular tanto televisión analógica como televisión digital (Figura 4.2.1) [10], esta condición necesaria para conseguir compatibilidad con los sistemas de transmisión analógica actual, incrementa notablemente el costo de los nuevos receptores de televisión.

La tecnología en cuanto a las pantallas utilizadas en receptores de televisión, tiene claramente definida su aplicación, es así que televisores con pantallas de tubos cubren dimensiones de 0,25 m (10 pulgadas) a 1 m (40 pulgadas), mientras que para mayores dimensiones se necesitan proyectores o retro-proyectores y para dimensiones pequeñas se utilizarían paneles de cristal líquido LCD (Liquid Cristal Device). Actualmente se pueden encontrar ya en el mercado, dispositivos de video planos implementados con las nuevas **Pantallas de plasma**, las cuales están siendo utilizadas por los nuevos aparatos de video de grandes dimensiones, pero que aún tienen costos comerciales prohibitivos. Estas pantallas de plasma presentan las siguientes ventajas: reducción del espacio físico utilizado por los receptores, desarrollo de pantallas anchas con aspecto 16:9, ángulos visuales bastante amplios, incremento de la resolución espacial de la imagen, presentación de gran riqueza de colores y pantalla antirreflejante. Según opiniones de las personas que han tenido la oportunidad de observar dichos receptores, específicamente en la última convención de la NAB 99, se pudieron apreciar un sin número de dispositivos con pantallas de plasma, dentro de diversas aplicaciones de vídeo, que se convirtieron en una gran atracción. Se puede apreciar que la calidad de estos dispositivos determinará una gran acogida en el futuro, cuando los costos sean accesibles al público televidente.

A continuación se presenta una comparación de las características más importantes de los nuevos receptores digitales de HDTV, frente a los tradicionales receptores analógicos, se observa que el limitante económico es el de mayor importancia para el cambio de tecnología.

Receptores analógicos:

- Receptores disponibles actualmente
- Formato 4:3
- Sonido deficiente, solo algunos en estéreo
- Costo de un receptor de 32 pulgadas aproximadamente 1000 US\$

Receptores digitales:

- Disponibles a fines de 1998
- Formato 16:9
- Sonido de alta calidad, compresión *Dolby Surround 5.1*
- Costo de un receptor de 32 pulgadas aproximadamente 5000 US\$

Como se mencionó en la sección 3.1, la forma de almacenamiento y transporte de la información digital en masa, es sobre cintas magnéticas, pero la tendencia actual de los sistemas de procesamiento digital en canales modernos, es eliminar el uso de estas cintas para dar paso a los **Servidores de vídeo**. Para realizar su trabajo, los servidores de vídeo requieren de grabadores de datos y de una red robusta para transporte de esos datos, generalmente basados en fibra óptica para permitir la transferencia de velocidades del orden de los Gigabits. Con estos sistemas complementarios, los servidores están en capacidad de almacenar grandes cantidades de información y de accederla en el momento que se lo requiera desde cualquier punto de la red. De esta forma, se elimina uno de los puntos débiles dentro de las estaciones de televisión, que son las máquinas de videocinta, las cuales requieren de mucho tiempo para su mantenimiento así como también, múltiples chequeos de control de calidad. Como resultado se disminuye el número de pasos de procesamiento, facilitando la respuesta del sistema a programación de último minuto.

El canal de televisión Fox Network Center FNC de los Estados Unidos, es un ejemplo de implementación de sistemas de procesamiento completamente digital y basado en servidores de vídeo. Su experiencia en el manejo de este tipo de sistemas ha dejado relucir las siguientes ventajas: La red de fibra óptica, permite la transferencia del material de vídeo y audio, en forma de archivos de datos, entre distintos servidores para su distribución dentro de la instalación. La estructura de este sistema de procesamiento digital, permite independizar áreas de control, de tal manera que cada área se convierte en una estación o área de control independiente, que forma una red distribuida de dispositivos de almacenamiento, cada una de estas áreas se encuentran enlazadas por enrutadores digitales y la red de fibra óptica, permitiendo transferencias mas rápidas que en tiempo real. Este tipo de implementación, permite generar diferente programación, en cada una de las áreas de control, de tal forma que se puede dividir la programación por regiones, se puede generar programación paralela con distintos paquetes de comerciales, generación de programación selecta para satélite, etc., en fin, permite gran flexibilidad del sistema de procesamiento digital permitiendo a un solo canal funcionar como varias estaciones televisivas (40).

Se puede observar que una de las técnicas óptimas para emisión de señales digitales de gran ancho de banda, es por medio de las fibras ópticas. Esta técnica permite incrementar la resolución en instalaciones de televisión, las cuales pueden trabajar con vídeo serial sin compresión y que además resultan ser seguras y económicas. Los fabricantes de productos y servicios de fibra óptica, predicen que la fibra eventualmente dejará obsoleta la transmisión de televisión vía cable coaxial o microondas, debido a las grandes ventajas que presenta en transmisión, tal como mayor ancho de banda, menor atenuación de la señal digital, inmunidad electromagnética debido a que el medio de transmisión es la luz, menor peso, menor tamaño, mayor poder de expansión, transmisión a distancias aproximadamente de 60 Km sin repetidoras, todas estas ventajas incorporadas al mejoramiento dramático de las técnicas de empalme e interconexión. El problema con este tipo de sistemas, es el encarecimiento del servicio, que puede ser difícil de afrontar por los consumidores (41).

Antes de iniciar una instalación de naturaleza digital, es recomendable realizar una buena planificación, teniendo en cuenta la compatibilidad de los equipos existentes en la instalación actual, con los equipos digitales que serán incorporados al sistema. Esta planificación podría iniciarse con una especie de inventario, en donde se debe analizar cada equipo existente, sus características, especificaciones y su compatibilidad con el nuevo sistema digital por implementarse. Este análisis definiría: tipo y número de conversores A / D necesarios para las fuentes analógicas, número de fuentes digitales disponibles, tamaño y capacidad de expansión requerida del enrutador y de los conmutadores de estudio y control digitales, tamaño requerido de la mezcladora de audio digital, tipo y número de conversores D / A que permitan recuperar señales analógicas en los sitios que se requieran.

Los equipos de procesamiento digital producen retardos en las señales muy grandes, este es realmente un gran problema para el funcionamiento del sistema, durante la planificación se debe tratar de disminuir al máximo los retardos, lo cual se logra principalmente evitando las re-alimentaciones de señales. En los casos en que no se pueda evitar los retardos excesivos, se debe recurrir a dispositivos que permitan "igualar" a las demás señales, tal es el caso de las líneas de retardo, retardadores de líneas y cuadros y los sincronizadores de cuadro.

Durante el planeamiento de una estación de televisión con sistema de procesamiento digital y en vista del advenimiento de la televisión de alta definición, se debe tener presente la elección de equipos de procesamiento digital que sean conmutables entre los formatos 4:3 y 16:9.

Para la implementación del sistema de televisión digital con manejo de EDH, se recomienda utilizar equipos que generen y/o verifiquen las señales CRC necesarias para el chequeo de EDH, de lo contrario, en un futuro cuando se requiera tal condición, se necesitaría introducir dispositivos externos que generen y verifiquen el código CRC para chequeo de EDH, lo que además de incrementar grandemente el costo del sistema, aumentaría la complejidad del mismo y sería necesario tener en cuenta su ubicación para evitar resultados erróneos.

Uno de los mayores problemas que se encuentran al momento de la instalación del sistema de procesamiento digital, es lograr la integración de los diversos equipos para el funcionamiento del sistema. Por lo tanto, se debe iniciar por el análisis de cada nuevo equipo que va a ser utilizado en la instalación, lo cual permitiría conocer los protocolos de control, puertos de comunicación serial y paralela, capacidad de funcionamiento por medio de red y programas (*software*) de computadora, capacidad de control remoto mediante paneles externos. Con este conocimiento se logra ir configurando el sistema etapa por etapa, equipo por equipo, hasta llegar a la integración total, esta forma de implementación del sistema de procesamiento digital es muy diferente de la implementación de sistemas analógicos, en los que sencillamente se interconectan los equipos y el sistema funciona. En sistemas digitales es necesario a más de interconectar físicamente, realizar una configuración de *software*, en donde cada equipo tiene su código y es reconocido por el resto del sistema por este código, el cual permite realizar la configuración de las entradas y salidas del enrutador, su integración con los conmutadores y su intercomunicación por medio de la red utilizada.

En sistemas de televisión digitales, es recomendable que los ingenieros incorporen a su experiencia, conocimientos básicos de interconexión de redes de computadoras, requerimientos que son muy necesarios para resolver los problemas de topología, acoplamiento, velocidades de comunicación, protocolos de la red de control, así como también conocimientos de manejo y configuración de programas *software* de computadoras, requerimientos que no eran necesarios en sistemas de televisión analógicos.

En sistemas digitales tanto ganancia como respuesta de frecuencia son totalmente estables, por lo que se puede mantener ecualizaciones automáticas razonablemente precisas, es decir la compensación de altas frecuencias tanto en vídeo como audio debido a pérdidas en los cables que transportan las señales. Como consecuencia se obtiene que el mantenimiento sea virtualmente eliminado, ya que no se necesitará compensación de ecualización en el

dominio digital. Igualmente sucede con los equipos digitales, los cuales tienen mayor estabilidad y como resultado se disminuye la frecuencia de mantenimiento y ajustes.

Durante la implementación de un sistema de procesamiento en canales de televisión, sea analógico o digital, sería buena práctica, además de recomendable, tener en cuenta los siguientes detalles:

- Identificación correcta del cableado, para lo cual se puede recurrir a códigos de numeración, así como también a colores y tipos de cable
- La televisión digital inició utilizando esquemas paralelos, pero el futuro de los equipos digitales se da a través de formatos seriales. La primera ventaja de los formatos seriales viene dada por la reducción de costos que implicaría al comprar cables paralelos, que además de ser costosos son problemáticos para el acoplamiento. El cable paralelo es un multi-conductor que requiere conectores de 25 pines por cada señal de video, de aquí se desprende una segunda ventaja de trabajar con formato serial, en el cual se utiliza solo un cable coaxial. Una tercera ventaja de utilizar señal serial es la longitud a la que se puede trabajar con cable coaxial que usualmente sobrepasan los 300 metros, en el caso de cable paralelo la distancia máxima a la que los datos pueden ser confiablemente enviados es de 50 metros.
- Separación física del cableado de energía eléctrica del cableado que lleva las señales digitales de video y audio, con el fin de evitar ruido de inducción de 60 Hz
- Realizar una instalación cuidadosa de la red de control, revisando las terminaciones para acoplamiento en cada nodo, cuidando la topología de la red, utilizando el cable apropiado para interconexión. Descuidos en estos detalles, pueden llevar a problemas durante la operación del sistema, lo cual conduciría a interrumpir la programación para cargar nuevamente la memoria de los equipos con su configuración habitual
- Es recomendable realizar periódicamente una re-inicialización (*re-boot*) del sistema de control, opción que es posible realizarla a través de la computadora de configuración, que consiste en vaciar las memorias de los equipos que están conectados a la red de control, las cuales se saturan de información a lo largo del tiempo de operación y que pueden ser causa de bloqueo de ciertos dispositivos de control

En los sistemas de televisión tradicionales, uno de los principales problemas del procesamiento analógico, es la rápida degradación de calidad en procesos extensos de post-producción o en multigeneración del material grabado, tal problema es superado en el dominio digital gracias a la transparencia de los procesos digitales, en donde el producto final mantiene la misma calidad que el material original tanto de video como de audio. Tal es el caso de las

estaciones de trabajo digitales (*workstations*), las cuales tienen cada vez mayor acogida entre los editores, ya que además de eliminar casi por completo la pérdida de calidad en procesamiento, disminuyen el tiempo requerido para edición, permitiendo ingresar en el mundo de la edición no lineal, en donde las acciones de edición son inmediatas.

Las ventajas de utilizar compresión digital, tanto para las señales de video como de audio, son muy grandes. Una de las aplicaciones actuales de la técnica de compresión MPEG-2, es el **Disco de video digital** DVD (Digital Video Disc), el cual provee alta calidad de imagen, alta calidad de sonido y una amplia gama de funciones, que superan aquellas proporcionadas por los Discos compactos de video CD y los Discos láser LD. Gracias a la técnica de compresión MPEG-2 para video y AC-3 para audio, se logra optimizar el espacio de almacenamiento del DVD, aproximadamente $4.7 \text{ GB} = 4.7 \times 8 \text{ bps} = 37.6 \text{ Gbps}$ en un disco de un solo lado, de tal forma que a más de conseguir excelentes características de video y audio, permiten realizar principalmente las siguientes funciones:

- Capacidad para almacenamiento de películas completas (133 minutos) en un disco de 12 cm de diámetro y un solo lado.
- Aspecto de la imagen seleccionable entre 4:3 y 16:9
- Reproducción de imágenes quietas en cualquier parte del disco
- Acceso directo para reproducción de ciertos programas o secuencias preferidas
- Reproducción de partes del disco en donde se encuentran grabados, múltiples ángulos de cámara pertenecientes a una misma escena
- Selección de subtítulos que pueden estar grabados en pistas independientes y en varios idiomas
- Protección de las señales de video y audio para prevenir copias en grabadoras externas