

2 205



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**TEORÍA Y PROCESAMIENTO DE LAS  
SEÑALES DE AUDIO DIGITALIZADAS**

**TESIS PROFESIONAL**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A :

ERNESTO R. AHEDO SANTOYO

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

MEXICO, D. F.

1990.



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## INDICE

<b>CAPITULO I.</b>	<b>INTRODUCCION.....</b>	<b>1</b>
<b>CAPITULO II.</b>	<b>CONCEPTOS BASICOS DE AUDIO</b>	
2.1	Introducción.....	5
2.2	Breve Historia del Audio.....	5
2.3	Decibel.....	10
2.4	Nivel de Presión de Sonido (SPL).....	11
2.5	Nivel de Sonoridad.....	11
2.6	Sonoridad.....	13
2.7	Tono.....	15
2.8	Umbral de Audibilidad.....	17
2.9	Umbral de Tolerancia.....	19
2.10	Rango de frecuencia de Música y Voz.....	20
2.11	Bandas Críticas.....	21
2.12	Cambio Mínimo Perceptible en Presión.....	22
2.13	Cambio Mínimo Perceptible en Frecuencia.....	23
2.14	Encubrimiento.....	23
2.15	Distorsión no Lineal.....	25
2.16	Wow y Flutter.....	26
2.17	Diafonía.....	26
<b>CAPITULO III.</b>	<b>TEORIA DE LA DIGITALIZACION DEL AUDIO</b>	
3.1	Introducción.....	29
3.2	Descripción General de un Sistema de Audio Digitalizado.....	29
3.3	Muestreo y Recuperación de una Señal a partir de sus Muestras.....	31
3.3.1	Filtro Pasobajas de Entrada.....	36
3.4	Cuantificación.....	39
3.5	Error de Cuantificación.....	41
3.6	Relación Señal a Ruido de Cuantificación.....	44
3.7	Dither.....	46
3.8	Codificación Lineal.....	50
3.9	Procesamiento de la Señal Antes del Almacenamiento.....	54
3.9.1	Multiplexaje.....	54
3.9.2	Jerarquización.....	54

---

3.9.3	Protección Contra Errores.....	56
3.9.3.1	Fuentes de Error.....	57
3.9.3.2	Intercalación.....	63
3.9.3.3	Detección de Errores.....	64
3.9.3.3-1	Verificación de Paridad.....	64
3.9.3.3-2	Código de Verificación de Redundancia Cíclica.....	66
3.9.3.4	Corrección de Errores.....	70
3.9.3.4-1	Códigos de Bloque.....	71
3.9.3.4-2	Códigos Convolucionales.....	75
3.9.3.4-3	Código "Cross Interleave".....	76
3.9.3.5	Encubrimiento de errores.....	77
3.9.3.5-1	Interpolación.....	78
3.9.3.5-2	Silencio.....	79
3.10	Modulación.....	80
3.10.1	Códigos de Modulación.....	80
3.11	Demodulación.....	84
3.12	Procesamiento de la Señal en la Reproducción..	85
3.13	Decodificación Lineal.....	87
3.14	Muestreo y retención de Salida.....	88
3.15	Filtro Pasobajas de Salida.....	88
3.16	Arquitectura de los Sistemas de Conversión.....	91
3.16.1	Sistema PCM Completo.....	91
3.16.2	PCM de Punto Flotante.....	93
3.16.3	PCM Diferencial (DPCM).....	97
3.16.4	Modulación Delta.....	99
3.16.5	Modulación Delta Adaptiva.....	102
3.16.6	PCM Diferencial Adaptivo.....	104
3.17	Características de Algunos Circuitos Empleados en las Conversiones A/D y D/A.....	105
3.17.1	Filtro Pasobajas de Entrada.....	105
3.17.2	Circuitos de Muestreo y Retención.....	108
3.17.3	Convertidores D/A.....	114
3.17.3-1	Resistores Ponderados.....	118
3.17.3-2	Escala R-2R.....	120
3.17.3-3	Convertidor por Integración.....	122
3.17.4	Convertidores A/D.....	123
3.17.4-1	Convertidor A/D Comparador.....	125
3.17.4-2	Convertidor A/D por Aproximaciones Sucesivas..	127
3.17.4-3	Convertidor A/D por Integración de Doble Pendiente.....	129

3.17.5	Muestreador Retenedor de Salida.....	132
3.17.6	Filtro Pasobajas de Salida.....	135
<b>CAPITULO IV</b>	<b>PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES DE AUDIO DIGITALIZADAS</b>	
4.1	Introducción.....	139
4.2	Grabación en Cinta Magnética.....	139
4.2.1	Grabación con Cabeza Estacionaria y Cabeza Giratoria.....	145
4.2.2	Grabación con Cabeza Estacionaria.....	146
4.2.2-1	Formato DASH.....	148
4.2.3	Grabación con Cabeza Giratoria.....	151
4.2.3-1	Procesador Digital de Audio.....	154
4.2.3-2	Formato R-DAT.....	158
4.3	Disco Digital de Audio.....	163
4.3.1	Sistemas Capacitivos.....	163
4.3.2	Sistemas Mecánicos.....	165
4.3.3	Sistemas Ópticos.....	166
4.3.4	El Disco Compacto.....	168
4.3.4-1	Codificación de Datos en el Disco Compacto.....	172
4.3.4-2	Decodificación de Datos en el Disco Compacto..	176
4.4	Retardo.....	181
4.5	Reverberación.....	185
4.6	Mezclado.....	190
4.7	Edición.....	194
4.8	Coros.....	196
<b>CAPITULO V</b>	<b>EVALUACION DE LOS SISTEMAS DIGITALES</b>	
5.1	Introducción.....	199
5.2	Evaluación de los Sistemas Digitales.....	199
5.3	Perspectivas Hacia el Futuro.....	201
5.4	Comparación de los Sistemas Analógicos y Digitales .....	210
<b>CAPITULO VI</b>	<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>215</b>
<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>		<b>218</b>

## **CAPITULO I.**

### **INTRODUCCION.**

El desarrollo de las técnicas digitales está revolucionando la industria del audio, como parte de un fenómeno que en los últimos años ha impactado en todos los campos de procesamiento de señales, como son las telecomunicaciones, análisis de datos por radar, análisis de señales sísmicas y voz sintética por mencionar algunas.

La aplicación de técnicas digitales al audio se ha desarrollado hasta últimamente y esto se debe en gran medida a que sólo recientemente el hardware y la capacidad de manejar en tiempo real las grandes cantidades de datos que se requieren para representar una señal de audio digitalmente, han evolucionado lo suficiente para obtenerlos a un precio razonable. Una gran parte del desarrollo tecnológico para lograr esto se debe a la solución de problemas involucrados con la comunicación entre la tierra y las naves espaciales. Probablemente las primeras muestras de audio digital que se difundieron ampliamente fueron las voces de los astronautas de la nave Apolo.

Una gran parte del trabajo desarrollado por el audio digital tiene por objetivo mejorar la calidad de lo que hasta ahora se ha logrado con el procesamiento analógico. Aun cuando los sistemas digitales son conceptualmente simples, estos son difíciles de implementar. Sin embargo, ofrecen una mejora considerable sobre los sistemas analógicos. Por ejemplo, el control de la consola de mezclado se ha digitalizado y con esto se le ha facilitado al ingeniero de grabación el que ya no tenga que hacer cientos de ajustes en tiempo real. También se han desarrollado sistemas digitales de reverberación electrónica que reemplazan a los mecánicos. Actualmente las técnicas digitales de audio se aplican a áreas tradicionalmente analógicas, como son la grabación en cinta magnética, consolas de mezclado, reverberación, indicadores de nivel, grabación en discos, y desde la introducción de un sistema de retardo digital en 1971 ha habido un rápido crecimiento en este campo.

Los principales objetivos que se pretenden con la presentación de este trabajo son exponer los principios fundamentales de las técnicas digitales aplicadas al audio, así como hacer una recopilación, un análisis y una evaluación de los sistemas de audio digitalizados con los que se cuentan en la actualidad y las

perspectivas que hacia el futuro presentan estas técnicas. También se presentan las diferentes variantes que se pueden obtener mediante el procesamiento de las señales digitalizadas y el estado actual de desarrollo de dichos sistemas.

La tesis está dirigida a personas con conocimientos básicos de electrónica y de teoría de comunicaciones digitales, y a todas aquellas personas interesadas en conocer los fundamentos del audio digital, y como introducción para personas que estén interesadas en profundizar en particular en alguno de los temas aquí tratados.

Este trabajo trata únicamente conceptos teóricos relacionados con los principios del audio y de cada uno de los procesos a los que se somete una señal desde que es convertida de analógica a digital, almacenada digitalmente y reconvertida a su forma analógica original.

El capítulo I es la introducción a la temática del trabajo. El capítulo II trata los aspectos básicos de acústica relacionados con las señales de audio y el oído humano, se describen las señales de audio más comunes, se definen los parámetros que se usan para medirlas y se hace un breve desarrollo histórico donde se explica la evolución de los sistemas de grabación y reproducción de audio entre los años cuarenta y el presente. En el capítulo III se describe un sistema de audio digital y se analizan teóricamente cada uno de los componentes que en el intervienen. Se estudian las diferentes arquitecturas de conversión analógica-digital y se plantean los principales errores que se presentan al hacer la conversión de la señal y las formas de corregirlos. Además se presentan las características de algunos de los circuitos empleados en las conversiones analógica-digital y digital-analógica. En el capítulo IV se describen los diferentes procesos a los que son sometidas las señales de audio y que tradicionalmente estaban limitados al campo analógico, pero que ahora con las nuevas técnicas se pueden realizar digitalmente. En el capítulo V se evalúan los parámetros relevantes de una señal de audio digitalizada, sus especificaciones y las tendencias hacia el futuro que plantea la digitalización del audio en sus diferentes campos. Además se hace una comparación entre los sistemas analógicos y los digitales. En el capítulo VI se enumeran las conclusiones a las que se llegaron al desarrollar esta tesis.



## **CAPITULO II.**

### **CONCEPTOS BASICOS DE AUDIO**

## 2.1 INTRODUCCION.

El mecanismo final hacia donde están dirigidos los sonidos producidos por un sistema de audio es el oído humano; por esta razón, para cualquier análisis ó diseño de un sistema de audio se debe tener en cuenta el rango de frecuencias y las presiones de sonido a las cuales este mecanismo responde y la forma en que el sonido debe ser presentado al oyente para que perciba una cantidad satisfactoria de información y placer de la señal de audio. Este capítulo tiene por objeto presentar una breve historia del audio así como algunas definiciones y características básicas del oído y de las señales que más comunmente escuchamos como la voz y la música.

## 2.2 BREVE HISTORIA DEL AUDIO.

Antes de 1947, la Impresión general de la preferencia en frecuencia de un sonido reproducido y el rango en frecuencia de los equipos comerciales de reproducción, mostraba que la mayor parte de los oyentes prefería un rango de frecuencia restringido.

Con el objeto de obtener un mejor entendimiento de la razón por la aparente preferencia hacia el rango de frecuencia restringido en el sonido reproducido, en 1947 se desarrolló una prueba fundamental y ahora clásica. Esta prueba fue completamente acústica, esto es, el sonido no fue reproducido, en consecuencia no se usaron transductores electroacústicos como micrófonos, amplificadores, moduladores, bocinas, etc., para realizarla y la discriminación de frecuencias se llevó a cabo mediante filtros acústicos.

El arreglo general de la prueba se muestra en la figura 2-1. Un filtro acústico compuesto por 3 hojas de metal perforado que forma un filtro de 2 secciones se colocó entre la orquesta y el auditorio y se arregló de tal modo que se podía quitar ó colocar fácilmente. La característica de respuesta en frecuencia de un filtro acústico como el mostrado en la figura se aproxima a la de un buen equipo de radio ó fonógrafo comercial en el tiempo de la prueba en 1947. El filtro acústico está

compuesto de 10 unidades, cada una de las cuales está montada sobre un pivote en la parte superior y en la inferior, acopladas para hacerlas girar mediante una manivela, de esta forma, los filtros pueden ser colocados ó quitados simplemente girando las unidades hasta 90°, de manera que se puede tener un rango completo ó un rango de hasta 5000 Hz. Una cortina de tela por la cual pasaba el sonido con una atenuación despreciable se colocó entre el filtro y el auditorio, con objeto de no permitir ver lo que había detrás de la cortina para que no hubiera alguna predisposición hacia alguno de los 2 estados. Lo único que se veía era un indicador A ó B que coincidía con el rango completo de frecuencias ó un filtro pasabajos de 5000 Hz.

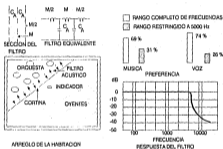


FIGURA 2-1. Arreglo empleado para las pruebas de sonido en vivo. Se muestran la planta de la habitación y la característica del filtro resultante.

Las pruebas se desarrollaron en una habitación pequeña que simulaba una sala de casa en dimensiones y acústica. La orquesta era una banda de 6 personas que tocó música popular, el nivel de sonido promedio en la habitación fue de aproximadamente 70 dB y los cambios en el filtro de rango completo a limitado a 5000 Hz se hicieron cada 30 segundos. Dos melodías fueron tocadas, se les preguntó la preferencia a los oyentes, teniendo como resultados de estas pruebas

una preferencia por un rango completo de frecuencias, tal como se ve en la figura 2-1. Pruebas similares se han realizado por voz y los resultados han sido similares a los obtenidos para música.

Después de realizar pruebas de sonido en vivo, se utilizaron pruebas similares pero con sonido reproducido, obteniéndose resultados diferentes, ya que para el sonido reproducido la preferencia fue por un rango restringido de frecuencias.

En 1947, se supusieron tres razones posibles para explicar las variaciones entre los resultados de las pruebas de sonido en vivo y reproducido. Estas son:

1) La mayor parte de los oyentes, al escuchar la radio o el fonógrafo, se habían condicionado a un rango de frecuencias restringido que era el que manejaban los equipos de sonido de esa época y sentían que esa era el estado natural de los sonidos.

2) Los instrumentos musicales no estaban adecuadamente aislados y eran más agradables y aceptables si la producción de tonos fundamentalmente en el rango de altas frecuencias fuera suprimida.

3) Las distorsiones y desviaciones entre la reproducción y el sonido original eran menos perceptibles con un rango de frecuencias restringido. Las distorsiones y desviaciones entre la reproducción y el sonido original son dentro de las siguientes categorías: discriminación de frecuencias; distorsión no lineal; distorsión debida a la distribución espacial de las bocinas, la cual varía la señal en frecuencia; distorsión debida a tener un sistema de un solo canal, sin perspectiva de una sala de audición en el sonido reproducido; distorsión de las es; distorsión transitoria; distorsión debida al rango dinámico limitado; distorsión debida a las diferencias entre los niveles de las señales original y reproducido; distorsión debida a una reverberación inadecuada; ruido.

Después de 20 años de que se realizaron las pruebas de preferencia para sonido en vivo, las discrepancias entre estas 2 pruebas se atribuyeron a las

distorsiones y desviaciones descritas en (3). Para esta época (mediados de los sesentas), los avances en las técnicas de reproducción de sonido habían eliminado la mayor parte de las diferencias entre el sonido en vivo y el reproducido descrito en (3), en consecuencia, pareció adecuado desarrollar otras pruebas de preferencia por el rango de frecuencia de un sonido reproducido.

El experimento consistió en formar un arreglo como el mostrado en la figura 2-2, donde las dimensiones y la acústica del estudio en el cual se encontraban los oyentes eran los de la habitación de una casa. Había tres sistemas de reproducción de sonido que eran monofónico, estéreo y reverberación, cada uno de los

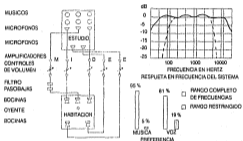


FIGURA 2-2. Arreglo empleado para las pruebas de sonido reproducido. Se observa el canal monofonil M, los canales estéreo D e I y los dos canales de reverberación E. En la grafica, la línea continua representa el rango completo de frecuencias y la líneas punteada el rango restringido.

cuales consistía de un micrófono, un amplificador de baja distorsión y una bocina. La característica de respuesta en frecuencia fue medida aplicando una señal constante a la entrada de la cadena (micrófono) y el sonido a la salida de la bocina fue registrado por un micrófono igual al de la entrada.

Se utilizó una orquesta de ocho elementos para estas pruebas y los cambios de rango restringido a rango completo se realizaron al igual que en 1947 cada 30 segundos. Para la reproducción de voz se usó el sistema monofónico, ya que la fuente que la produce es de hecho un punto, y para la música se usó el sistema estereofónico y en ambos casos se obtuvo una preferencia por un rango completo de frecuencia, como se puede observar en la misma figura 2-2.

Veinte años antes, las pruebas de preferencia habían mostrado una tendencia hacia un rango restringido de frecuencias en el sonido reproducido. En esas pruebas se usaron sistemas de reproducción monofónicos y para las pruebas de los años sesentas la reproducción se llevó a cabo con sistemas que daban perspectivas de auditorio, de aquí la diferencia en los resultados obtenidos, ya que estas últimas pruebas muestran una preferencia casi unánime por el sonido con perspectivas de auditorio y rango completo de frecuencias en comparación con un sonido restringido en frecuencia y monofónico.

Los resultados de los experimentos de preferencia por el sonido en vivo contribuyeron a la iniciación y el avance de la reproducción del sonido con un rango de frecuencia amplio, esto es, la reproducción del sonido en alta fidelidad.

El primer avance significativo que tuvieron los sistemas de reproducción fue el manejar un rango amplio de frecuencias, que era igual ó mayor al rango de la audición del hombre con lo que prácticamente se tenía el rango completo de frecuencias.

A fines de los años cincuentas se introdujo en el mercado un sistema que trataba de simular un sonido reproducido como si éste fuera en vivo, esto es, dando perspectivas de auditorio, sonido al que se llamó estereofónico por ser reproducido en dos canales y que en la actualidad tiene vigencia, ya que aunque se han intentado algunos otros sistemas como el cuadrafónico (en 4 canales) y otros procesos de la señal como los son la reverberación, el retardo, etc. este efecto sigue siendo uno de los que mayor realismo da a una señal reproducida, y por lo tanto, se sigue utilizando en los equipos de reproducción comerciales disponibles en el mercado.

Después de que los sistemas analógicos de alta fidelidad han alcanzado un gran desarrollo, actualmente los sistemas digitales continúan con la evolución mejorando el procesamiento de la señales de audio. Si bien estos sistemas no ejecutan procesos que no puedan ser desarrollados por los equipos analógicos, sí hacen el procesamiento más flexible y de mayor calidad además de que comercialmente están cambiando la estructura que ha permanecido durante muchos años.

### 2.3 DECIBEL.

Las medidas que se usan en audio para describir presiones, intensidades, etc. son tan pequeñas que es conveniente usar una unidad igualmente pequeña llamada Decibel. La abreviatura usada es dB. El Bel es la unidad fundamental de una escala logarítmica para expresar la relación de dos cantidades. El número de Bels es el logaritmo en base 10 de tal relación. Un decibel es un décimo de un Bel. Por ejemplo, sean  $P_1$  y  $P_2$  dos cantidades de potencia y  $n$  el número de decibeles que denota la relación:

$$n = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \quad \text{Decibeles}$$

Cuando las condiciones son tales que la relación de voltajes ó corrientes (ó cantidades análogas como presión, fuerza, velocidad de partículas) son raíces cuadradas de la relación de potencias correspondiente, el número de decibeles que corresponde a la potencia se expresa como:

$$n = 20 \log_{10} \frac{e_1}{e_2} \quad \text{Decibeles}$$

donde  $e_1/e_2$  es la relación de voltajes dados.

## 2.4 NIVEL DE PRESION DE SONIDO (SPL)

El nivel de presión de un sonido (Sound Pressure Level), en decibeles, es 20 veces el logaritmo base 10 de la relación de la presión de sonido efectiva de un sonido referida a una presión de sonido que se toma como referencia. Esto es:

$$\text{SPL} = 20 \log_{10} \frac{P}{P_{\text{ref}}} \text{ dB}$$

La presión de referencia (que es la fuerza del sonido entre una cierta área) que generalmente se usa en todo lo relativo a las mediciones de nivel de sonido y ruido, es de :

$$P_{\text{ref}} = 0.0002 \text{ Microbar} = 2 \times 10^{-5} \text{ Newton/m}^2$$

## 2.5 NIVEL DE SONORIDAD (NIVEL DE INTENSIDAD SUBJETIVA)

Cuando escuchamos un sonido, a menudo hacemos juicios acerca de su sonoridad. Por ejemplo, decimos que el ruido de un trueno es extremadamente fuerte, mientras que cuando oímos a un cantante a distancia, decimos que el sonido no es muy fuerte. Estas expresiones cualitativas de muy fuerte, menos fuerte ó suave, se han transformado en cuantitativas para algunas clases de sonidos.

La manera más simple de hablar cuantitativamente de la sonoridad de un sonido es compararla con un sonido patrón. Este sonido patrón ha sido elegido como un tono de 1000 Hz y el NIVEL DE SONORIDAD de otro sonido se define como el nivel de presión del sonido de un tono de 1000 Hz, que suena tan fuerte



como el sonido en cuestión, y la unidad del nivel de sonoridad es el PHON. Por ejemplo, si un tono de 1000 Hz con un nivel de presión de sonido de 70 dB re 0.0002 microbar suena tan fuerte como una cierta onda cuadrada (sin importar el nivel de presión de sonido de la onda cuadrada), se dice que la onda tiene un nivel de intensidad de sonido de 70 PHONS.

El nivel de sonoridad en PHONS es numéricamente igual al nivel de presión de sonido en dB, referido a 0.0002 microbar, de una onda de sonido progresiva plana de 1000 Hz. Un nivel de 40 PHONS es igual a un SONE, referido a 0.0002 microbar.

Un amplio número de pruebas y mediciones se han realizado para determinar los niveles de intensidad de tonos puros en función de la frecuencia y niveles de presión de los sonidos. Los resultados se muestran en la figura 2-3.

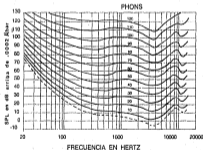


FIGURA 2-3. Curvas ISOFONAS (líneas de igual sonoridad) para un campo binaural libre. Los números en las curvas indican el nivel de sonoridad en PHONS. La línea punteada es el campo binaural mínimo audible. 0 dB =  $10^{-12}$  watts por centímetro cuadrado, 0 dB = 0.0002 microbar.

En esta gráfica, la ordenada nos da el nivel de presión de sonido y los números que aparecen en las curvas son los niveles de sonoridad en Phons, que son los niveles de presión de sonido de un tono de 1000 Hz de igual intensidad. Estos niveles de presión fueron medidos en ausencia del oyente en un campo binaural y en un punto que correspondería al centro de su cabeza. La curva punteada representa el sonido mínimo audible binaural, esto es, para cualquier frecuencia, un sonido abajo de este nivel es completamente inaudible. A este nivel se le conoce como umbral de audibilidad y se describe más adelante.

Las curvas de igual sonoridad (ISOFONAS) tienen un significado particular en el diseño de sistemas reproductores de audio. En las salas de conciertos comúnmente se toca la música a niveles altos, y cuando escuchamos esa música reproducida ya sea mediante el radio o algún otro sistema de reproducción, lo hacemos a niveles mucho más reducidos. Puesto que el oído discrimina tonos de baja frecuencia cuando el sonido es reproducido a un nivel más bajo que el nivel del sonido original, como se puede observar en las curvas ISOFONAS, la música parece perder su calidad en tonos bajos, o sea, se ve que la audición es más sensible en la región de 1 a 5 KHz, mientras que para frecuencias mayores la sensibilidad disminuye, siendo aproximadamente 20 dB menos sensible a 15 KHz. De la misma forma, a frecuencias bajas la sensibilidad es menor, y por eso, para dar a la música la ilusión de que esta siendo reproducida con el mismo contenido tonal que tiene la música tocada en una sala de conciertos, se deben usar compensadores que cambian la respuesta del sistema de audio cuando el control del volumen es ajustado de manera opuesta a la forma en que el oído cambia su respuesta. Tal compensación es conocida como balanceo de frecuencia, y el dispositivo que modifica la respuesta en frecuencia se llama control de tonos.

## **2.6 SONORIDAD (INTENSIDAD SUBJETIVA).**

El concepto de nivel de sonoridad que se describió anteriormente es muy útil pero no nos proporciona toda la información necesaria. De las curvas de la figura 2-3 no nos es posible decir que tanto es más fuerte un sonido que otro. Por ejemplo, no podemos calcular si un sonido con un nivel de sonoridad de 100 dB es dos

veces, tres veces, ó cuatro veces más fuerte que un sonido con un nivel de 80 dB. Para poder comparar esto, se han hecho una serie de mediciones para determinar una escala de intensidad subjetiva (sonoridad), la cual se define a continuación.

La sonoridad (intensidad subjetiva) es la magnitud de la sensación auditiva producida por un sonido y depende de la frecuencia, de la intensidad y de la forma de la onda.

Como el oído humano no escucha en una escala lineal, el duplicar la potencia de un sonido no resulta en duplicar la sensación auditiva en él, por lo tanto, para tener una escala real para medir la sonoridad, después de hacer muchas mediciones, se llegó a una escala en donde al duplicar la intensidad del sonido se duplica la sensación en el oído, cuando se triplica la intensidad se triplica la sensación, etc. El SONE es la unidad de sonoridad y por definición un tono puro de 1000 Hz 40 dB arriba del umbral de audibilidad produce una sonoridad de 1 SONE. En las mediciones realizadas que condujeron a esta escala, se llegó a la conclusión de que la intensidad subjetiva cambiaba en factores de 2, 10, 0.5 y 0.1. De estos datos se construyó una curva de nivel de intensidad subjetiva vs. intensidad subjetiva, la cual se muestra en la figura 2-4.

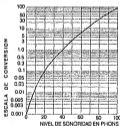


FIGURA 2-4. Gráfica de la función de transferencia (sonoridad en sones) como una función de la sonoridad en phons. El nivel de sonoridad de un sonido en particular es igual al nivel de presión de sonido SPL de un tono de 1000 Hz que suena igualmente fuerte.

En esta figura observamos que para los niveles de presión de sonido más altos, un cambio de 10 dB en el nivel de sonoridad corresponde aproximadamente a duplicar la intensidad en SONES. Para los niveles más bajos, un cambio de 10 dB en el nivel de sonoridad corresponde a un cambio en la intensidad afectado por un factor de 20, o sea, 20 veces el valor de la intensidad en SONES.

Esta curva ha sido revisada recientemente por varios experimentadores, y se ha encontrado que debería tener una pendiente menor, sin embargo, esta bien establecido que esta curva es útil para determinar el nivel de sonoridad de un sonido complejo teniendo el nivel de intensidad de sus componentes. En consecuencia, llamaremos a esta curva función de transferencia de sonoridad en SONES como una función de la sonoridad en PHONES. La relación entre sonoridad y nivel de sonoridad está dado por la siguiente ecuación:

$$S = 2^{(P-40)/10}$$

Donde S = Sonoridad en SONES y

P = Nivel de sonoridad en PHONES

## 2.7 TONO

El tono se define como la sensación auditiva en términos de la cual los sonidos pueden ser ordenados en una escala que se extiende de "bajo" a "alto", como en una escala musical. El tono es una cantidad subjetiva y es principalmente una función de la frecuencia del sonido, pero también depende del nivel de presión del sonido y de la composición del mismo. La unidad que se usa para el tono es el MEL y de 0 a 2400 MELS cubren el rango de frecuencia de 0 a 16 KHz.

La frecuencia es una cantidad física que se puede medir con aparatos; la unidad es ciclos por segundo ó Hertz. Dos sonidos de la misma frecuencia, pero con diferentes niveles de presión de sonido, tendrán diferente tono, esto es, un

sonido de 200 Hz de un cierto nivel sonará como si tuviera una frecuencia diferente de un sonido de 200 Hz con otro nivel. También encontramos que comúnmente el oyente no considera equivalente una octava en frecuencia y duplicar el tono.

Para medir el tono, se realiza un experimento en el cual se le dan al oyente dos generadores de tono por separado (osciladores), arreglados de forma que pueden ser conectados de forma alterna a una bocina ó a unos audífonos. Se le pide al oyente ajustar la frecuencia de uno de los osciladores hasta que parezca tener el doble del tono del otro. Este proceso se repite varias veces cambiando los valores y se le pide incrementar y disminuir los tonos variándolos según diferentes factores. Con estos datos, una escala de tonos en MELS es desarrollada, escogiendo un tono de 1000 MELS como el tono de un sonido de 1000 Hz con un nivel de presión de sonido de 60 dB re 0.0002 microbar; esta escala se muestra en la figura 2-5.

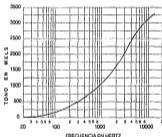


FIGURA 2-5. Relación entre la estimación subjetiva de la frecuencia (TONO) expresada en MELS y la frecuencia. Nótese que el tono se incrementa más rápidamente conforme el incremento logarítmico de la frecuencia. La escala musical, por comparación, es una escala logarítmica; es decir, una octava consiste en duplicar la frecuencia.

Una característica interesante de esta gráfica es que tiene una forma muy similar a la curva que describe la posición del nervio auditivo a través de la membrana basilar del oído cuando éste recibe diferentes frecuencias, lo que nos

lleva a creer que la determinación del tono es un juicio basado en la localización del punto de excitación en la membrana basilar del oído.

## 2.8 UMBRAL DE AUDIBILIDAD.

El umbral de audibilidad para una señal específica es la mínima presión de nivel de sonido efectivo que es capaz de producir una sensación auditiva (en ausencia de ruido), comúnmente expresada en dB ref. a 0.0002 microbar.

El umbral de audibilidad puede medirse de varias formas. Puede medirse a la entrada del canal auditivo, ó en un campo libre progresivo ó difuso, y su valor depende también de si el estímulo se presenta a un sólo oído ó a dos oídos simultáneamente.

La figura 2-6 (2) muestra el umbral de audibilidad de una persona masculina de entre 20 y 25 años de edad otológicamente sana, sentada en una cámara sin eco de cara a la fuente del sonido y a una distancia mayor a 1m. El nivel de presión del sonido es medido antes de que el oyente esté en el recinto en un punto donde el centro de su cabeza estará localizada. Una curva similar, excepto que el sonido es aplicado mediante audífonos a un sólo oído y la presión del sonido es medida a la entrada del canal auditivo, se muestra en la misma figura 2-6 (1).

La pregunta que muchas veces se formula, es acerca de que tan altas ó que tan bajas frecuencias puede oír una persona. Numerosas pruebas han revelado que la curva 1 de la figura 2-6 puede ser extrapolada hacia abajo para mostrar el nivel requerido para producir audibilidad a 2 Hz y así el oyente pueda aparentemente oír frecuencias tan bajas. Sin embargo, se debe notar que para producir audibilidad con un sonido de 2 Hz se necesitaría un nivel de presión de sonido de aproximadamente 135 dB, o sea, un nivel muy alto que ningún sistema de reproducción es capaz de manejar y que además puede producir algún daño al oído. Mediante varias pruebas se ha determinado que el oído humano percibe tonos mínimos entre 40 y 60 Hz, dependiendo de la intensidad y de la persona.

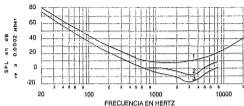


FIGURA 2-6. Umbral de audibilidade determinados de tres diferentes formas. (1) Curva monaural: la señal es presentada al oyente mediante un audifono y el nivel de presión de sonido se mide a la entrada del canal auditivo. (2) Curva binaural: el sonido es presentado por una sola fuente a una cierta distancia frente al oyente. La presión de sonido se mide en ausencia del observador en un lugar donde éste se encontraría después. (3) Curva binaural: la señal es presentada por varias bocinas colocadas aleatoriamente en un plano horizontal a la altura de la cabeza del oyente y el nivel de presión es medido en el campo antes de que el oyente se encuentre en él.

Al igual que en las frecuencias bajas, el límite superior de audibilidad es muy variable de persona a persona. Generalmente se encuentra que gente joven escucha hasta 20,000 Hz si el tono es bastante intenso, mientras que personas de edad mediana escuchan de 12,000 Hz a 16,000 Hz, teniendo mucha importancia el nivel al cual el sonido es presentado. El umbral de audibilidad varía con muchos

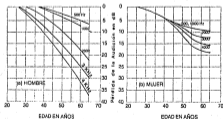


FIGURA 2-7. Promedio de la pérdida del umbral de audibilidad con la edad en función de la frecuencia. Se consideran por separado los casos del hombre y la mujer.

factores. Como ya se dijo, varía de persona a persona, y aun para la misma persona varía de día a día y de hora a hora. Después de una exposición a un nivel de ruido por leve que sea, éste causa sortera que recorre el umbral de audibilidad. Uno de los principales factores que afectan el umbral de audibilidad es la edad. En la figura 2-7 se muestran los resultados de estudios relacionados con la pérdida progresiva de la sensibilidad auditiva con el aumento de la edad.

## 2.9 UMBRAL DE TOLERANCIA

En el otro extremo del rango de audibilidad, nos interesa el nivel de sonido máximo que el oído puede soportar sin molestia, cosquilleo ó dolor. Los oyentes que usan audífonos, reportan que comienzan a experimentar molestias cuando un tono puro (senoidal) alcanza niveles mayores a 110 dB referidos a 0.0002 microbar. Una sensación de cosquilleo se siente en el oído cuando los niveles son mayores a 130 dB, y casi seguro que se tiene dolor cuando los niveles exceden los 140 dB. Estos valores parecen ser independientes de la frecuencia en el rango de 50 a 8000 Hz. Ver tabla 2-1.

UMBRAL	TONOS Puros dB	
	(A)	(B)
MOLESTIA	110	120
COSQUILLEO	130	140
DOLOR	140	150
DAÑO INMEDIATO	150	160

TABLA 2-1. Umbral de tolerancia. (A) Oídos que han sido poco expuestos a ruidos. (B) Oídos que han sido muy expuestos a ruidos. El sonido es presentado mediante audífonos y cubre un rango de 50 a 8000 Hz.



## 2.10 RANGO DE FRECUENCIA DE MUSICA Y VOZ.

Como se vió anteriormente, el rango de respuesta en frecuencia del oído normal, en términos generales es de 20 a 20,000 Hz. Muchos instrumentos musicales cubren un rango en frecuencia más allá de los 20,000 Hz, sin embargo, los rangos de frecuencia requeridos para la reproducción de voz y música sin ninguna discriminación de frecuencia notable por personas con oído normal, no van mas allá de los 15,000 Hz. Los rangos de frecuencia requeridos para reproducir voz, instrumentos musicales y ruidos sin discriminación de frecuencia significativa se muestra en la figura 2-8. La reproducción de voz con una fidelidad subjetivamente perfecta necesita un rango de frecuencia de 100 a 8000 Hz y un volumen de 40 dB. La reproducción de música de orquesta con fidelidad subjetivamente perfecta requiere un rango de frecuencia de 30 a 15,000 Hz y un volumen de 70 dB.

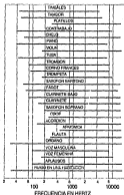


FIGURA 2-8. Rangos de frecuencia para la reproducción de voz, instrumentos musicales y ruidos sin ninguna discriminación de frecuencias significativa.

## 2.11 BANDAS CRITICAS.

El oído tiene la habilidad de detectar un tono en presencia de tonos de otras frecuencias de igual ó mayor intensidad, y por esto, se definió un modelo matemático que define ésta habilidad. Este modelo es el mismo que usaríamos para describir las propiedades de un filtro eléctrico que sirve para remover una componente de frecuencia de una señal. Al describir los filtros hablamos de "ancho de banda", aquí, haremos lo mismo.

El ancho de banda del proceso auditivo, medido como la habilidad de una persona para detectar un tono puro en presencia de ruido blanco aleatorio, es comúnmente llamado "ancho de banda crítico". Al detectar un tono en la presencia de ruido, el mecanismo auditivo parece rechazar el ruido fuera de la banda crítica central de un tono puro, haciéndolo parecer como un filtro. Estas bandas críticas se muestran en la figura 2-9. La banda crítica para una audición de un oído es ligeramente diferente a la audición de dos oídos así que se muestran por separado.

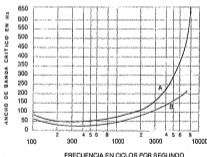


FIGURA 2-9. Anchos de banda críticos de la audición, definidos como la habilidad para detectar un tono puro en presencia de ruido blanco aleatorio. (A) Audición con un oído. (B) Audición con dos oídos.

Para el oído humano, los sonidos complejos de banda ancha parecen más intensos que los tonos puros ó bandas angostas que tengan el mismo nivel de presión. Esto se ilustra en la figura 2-10 al comparar la intensidad de una banda de sonido complejo con un tono puro de 1000 Hz.

Puede observarse que si la banda de un sonido complejo centrada en 1000 Hz se conserva en un nivel de presión total constante al modificar su ancho, su intensidad aparente no varía mientras el ancho de la banda sea inferior a 160 Hz, pero cuando el ancho de banda sobrepasa 160 Hz, su intensidad ó sintonidad aumenta rápidamente.

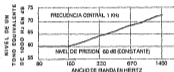


FIGURA 2-10. Variación de la intensidad aparente de un sonido complejo con el ancho de banda, manteniendo constante la presión total.

## 2.12 CAMBIO MINIMO PERCEPTIBLE EN PRESION.

Una persona es capaz de detectar un cambio en la presión de nivel de sonido de aproximadamente 1 dB para cualquier tono entre 50 y 10,000 Hz si el nivel es mayor a 50 dB arriba del umbral para ese tono. Bajo condiciones ideales de laboratorio, con señales administradas mediante un audífono, se pueden detectar cambios de nivel tan pequeños como 0.3 dB en el rango de las frecuencias medias. Para niveles de presión de sonido menores a 40 dB, son necesarios cambios en el nivel del orden de 3 dB para que sean perceptibles.

## 2.13. CAMBIO MINIMO PERCEPTIBLE EN FRECUENCIA

Para frecuencias arriba de 1000 Hz y niveles de presión mayores a 40 dB, el cambio mínimo perceptible en frecuencia que el oído puede detectar es del orden del 0.3 por ciento. A frecuencias menores a 1000 Hz y para el mismo nivel de presión, el oído puede detectar cambios en frecuencias de 3 Hz. A presiones bajas y particularmente a bajas frecuencias el cambio mínimo perceptible en frecuencia puede ser mucho mayor a estos valores.

## 2.14 ENCUBRIMIENTO (MASKING)

El umbral de audibilidad que se describe en la figura 2-6 tendrá esos valores sólo si no existe ruido en el canal auditivo al hacer la medición. Hay ocasiones en la práctica que resulta necesario reducir un sonido específico molesto hasta que se pierda su percepción en presencia de un ruido ambiente que pueda ser tolerable; por otra parte, hay también muchas ocasiones en que se pierde la inteligibilidad de la voz ó la audibilidad de pasajes de la música debido a la presencia de ruido inconveniente.

El ruido tiene el efecto de reducir la agudeza del oído, es decir, eleva el umbral de audibilidad. El desplazamiento del nivel de audibilidad por la presencia de otro sonido se llama ENCUBRIMIENTO. Por ejemplo, supongamos que tenemos un tono cuya frecuencia es 1500 Hz y que se puede escuchar mientras su nivel no sea menor de + 1 dB re 0.0002 microbar, esto es, el umbral de audibilidad para este tono es de + 1 dB. En seguida, añadimos un segundo tono con frecuencia de 1,200 Hz y un nivel de 60 dB. Ahora encontramos que el primer tono de 1500 Hz no se puede escuchar hasta que su nivel se incremente a un valor de 54 dB, entonces, decimos que el encubrimiento del segundo tono por el primero es 54 dB menos 1 dB, o sea, 53 dB.

El encubrimiento puede ser producido tanto por tonos puros como por ruido de espectro continuo. Los experimentos indican que los tonos de baja frecuencia, especialmente si son de considerable intensidad, producen un marcado efecto de

encubrimiento en los tonos de alta frecuencia, mientras que los tonos de alta frecuencia producen poco encubrimiento de los tonos graves. Una banda angosta de ruido produce aproximadamente el mismo encubrimiento general que un tono puro si tiene su mismo nivel, pero un encubrimiento mayor a frecuencias próximas a su centro, como se ilustra en la figura 2-11. La figura 2-11 b) muestra el efecto de encubrimiento de un tono puro de 1000 Hz a diversos niveles en función de la frecuencia.

Como puede apreciarse en la figura a), un tono puro de 400 Hz a 80 dB produce un corrimiento del umbral de unos 5 dB a un tono aislado de 200 Hz que se quisiera escuchar en su presencia, de 38 dB a uno de 500 Hz y de 18 dB a uno de 2000 Hz, en tanto que un ruido de banda angosta con frecuencia central de 410 Hz y el mismo nivel de 80 dB, produce cerca de 60 dB de corrimiento al umbral a 500 Hz.

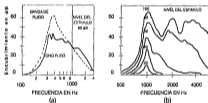


FIGURA 2-11. (a) Efecto de encubrimiento de un tono puro de 4000 Hz y de una banda angosta de ruido a 80 dB. (b) Encubrimiento producido por un tono puro de 1000 KHz a diversos niveles.

Para que un tono puro pueda escucharse en presencia de ruido de banda ancha, se requiere que tenga un nivel de presión mayor al nivel espectral del ruido en la frecuencia del tono en el número de decibeles mostrado en la figura 2-12.

En la figura 2-12 las ordenadas representan la relación crítica entre los niveles mencionados y es función de la frecuencia. La relación crítica se aplica cuando la curva de niveles espectrales del ruido no tiene irregularidades muy acentuadas.

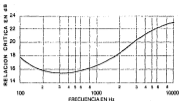


FIGURA 2-12. Relación crítica ó cantidad mínima que debe exceder un tono puro el nivel espectral de un ruido de banda ancha para ser perceptible.

## 2.15 DISTORSION NO LINEAL (DISTORSION ARMONICA).

Los diferentes elementos en un sistema de reproducción de sonido perfecto son absolutamente invariables con respecto al tiempo y amplitud. Sin embargo, en los sistemas actuales de reproducción los elementos presentan características no lineales en algún grado. Un elemento no lineal introduce distorsión no lineal. El efecto de la distorsión no lineal es la producción de componentes armónicas en el sonido reproducido las cuales no están presentes en el sonido original, o sea, la introducción de sobretonos falsos que conducen a la degradación del sonido reproducido. Se han desarrollado pruebas para determinar la cantidad perceptible, tolerable y objetable de distorsión no lineal en un sistema de reproducción como una función de la frecuencia, con objeto de tener un mejor entendimiento de algunos de los efectos de la distorsión no lineal sobre el sonido reproducido.

La distorsión perceptible es la mínima cantidad de distorsión que el oído percibe, la tolerable es la cantidad que se permite en equipos de mediana calidad y se entiende por objetable aquella que es completamente insatisfactoria para cualquier equipo de sonido. Estos valores se muestran en la tabla 2-2.

De las pruebas realizadas se ha observado que mientras se disminuye el rango de altas frecuencias, la cantidad de distorsión que se tolera aumenta. Por ejemplo,

	MUSICA	VOZ
ACEPTABLE	0.7 %	0.9 %
TOLERABLE	1.3A 1.8 %	1.9A 2.8 %
OBJETABLE	2.0A 2.6 %	3.0A 4.2 %

TABLA 2-2. Valores tolerables de distorsión armónica.

para música, la distorsión tolerable en un sistema reproductor con una frecuencia máxima de 5000 Hz es del orden de 4 por ciento, mientras que para un sistema que maneja frecuencias de hasta 15,000 Hz es del orden del 1 por ciento.

## 2.16 WOW Y FLUTTER.

En los sistemas de reproducción de audio como el disco y la cinta magnética se presentan variaciones en la velocidad de los mecanismos que proporcionan movimiento ya sea al disco ó la cinta. Estas variaciones ocasionan una modulación en frecuencia del programa grabado, lo que se refleja en efectos audibles indeseables conocidos como WOW y FLUTTER y hacen que el sonido se escuche distorsionado. El WOW se presenta para frecuencias bajas (de hasta 10 Hz aproximadamente) mientras que el FLUTTER ocurre para frecuencias de hasta algunos cientos de Hz. Para frecuencias mayores el efecto ya no es perceptible para el oído humano. El wow y el flutter se describen como un porcentaje de la velocidad especificada; mientras más pequeño sea este porcentaje de variación, menos audible será el efecto.

## 2.17 DIAFONIA.

La diafonía es un fenómeno que se presenta en sistemas de audio donde el programa es grabado en dos ó más canales y se manifiesta por la presencia de una señal sobrepuesta a otra señal que lleva el programa de audio (por ejemplo en

un sistema estereofónico, donde una cierta cantidad del programa del canal izquierdo aparece a la salida del canal derecho y viceversa, ó bien entre pistas adyacentes de una grabadora multipistas).

La diafonía se expresa en decibeles relativos al nivel de la señal deseada; esto es, si se tiene un sistema con -60 dB de diafonía, quiere decir que la señal no deseada está 60 dB abajo del nivel de la señal deseada.



## **CAPITULO III .**

### **TEORIA DE LA DIGITALIZACION DEL AUDIO**

### **3.1 INTRODUCCION.**

La digitalización del audio consiste básicamente en convertir la señal analógica a una secuencia de palabras digitales que representan el valor de la señal en determinados instantes de tiempo. La secuencia resultante de palabras, en forma digital, es procesada (almacenada, retardada, transmitida, etc.) para que más tarde en la reproducción esa secuencia sea reconvertida a una señal analógica.

En este capítulo se exponen los conceptos teóricos de las conversiones A/D y D/A basadas en la modulación PCM, así como los esquemas de modulación que alternativamente se pueden emplear para llevar a cabo dicha conversión. Además, se hace un análisis de los procesos adicionales a los que se somete la señal antes de ser procesada digitalmente. Tales procesos incluyen la modulación y la aplicación al audio de las técnicas de corrección de errores. Finalmente se presentan las características de algunos de los circuitos empleados en las conversiones A/D y D/A.

### **3.2 DESCRIPCIÓN GENERAL DE UN SISTEMA DE AUDIO DIGITALIZADO.**

Un sistema digitalizado de audio se puede considerar que está formado por 6 diferentes componentes, como se muestra en la figura 3.1 y que son:

- 1) Filtro pasobajas de entrada.
- 2) Circuitos de muestreo y retención.
- 3) Convertidor Analógico - Digital.
- 4) Almacenamiento ó procesamiento digital.
- 5) Convertidor Digital - Analógico.
- 6) Filtro pasobajas de salida.



FIGURA 3-1. Diagrama de bloques de un sistema digital completo.

El filtro pasabajas de entrada tiene por objeto limitar en banda la señal y así evitar distorsión por traslape.

Como se verá más adelante, los circuitos de muestreo descomponen la señal en un mínimo de 40,000 segmentos ó muestras por segundo, para que en seguida, mediante el circuito de retención se sostenga el valor muestreado y se permita al convertidor Analógico - Digital transformar este valor en una palabra digital.

El convertidor Analógico - Digital, usualmente abreviado convertidor A/D, realiza dos funciones independientes: cuantificación y codificación. En la cuantificación se define un número determinado de valores discretos de amplitud y se asigna a la muestra el valor más próximo al cual se encuentra para que en la codificación se convierta el valor cuantificado en una palabra digital. En los convertidores disponibles comercialmente no se hace una distinción muy precisa acerca de que parte del circuito hace la cuantificación y que parte la codificación. En suma, el convertidor A/D recibe una señal analógica y la reemplaza con una sucesión de símbolos de código, los cuales representan un dígito en un sistema aritmético.

Una vez que se tiene la señal en el dominio digital, se pueden aplicar a ésta una serie de processamientos como grabación, retardo, transmisión, filtrado, compresión, reverberación, amplificación, mezclado, etc.

El convertidor Digital Analógico (D/A), también llamado decodificador, ejecuta la operación inversa al codificador. La salida del convertidor D/A es una secuencia de niveles cuantificados de los pulsos muestreados. De esta forma, la conversión D/A recrea los valores instantáneos de amplitud de la onda de sonido en una serie

de valores discretos y el filtro pasobajas de salida hace que la señal a su salida sea continua en el tiempo. Este proceso se muestra en la figura 3-2.

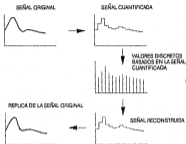


FIGURA 3-2. Proceso de conversión analógico-digital y digital-analógico

A continuación se describen más ampliamente cada uno de los procesos a través de los cuales es sometida la señal de audio.

### 3.3 MUESTREO Y RECUPERACION DE UNA SEÑAL A PARTIR DE SUS MUESTRAS.

Una señal de audio es variable en el tiempo y su amplitud puede tomar un número infinito de valores, y por lo tanto, para poder digitalizarla, es necesario dividirla en una serie de puntos discretos en el tiempo. En cada uno de estos puntos, llamados instantes de muestreo, el voltaje analógico es convertido en una palabra digital, de esta forma, una secuencia de palabras digitales es generada con la

misma velocidad de muestreo.

Una señal discreta ó muestreada es aquella que sólo tiene valor en instantes específicos. Todos los cambios en la señal analógica que ocurren entre las muestras son ignorados, pero afortunadamente, si la señal es limitada en banda y se muestrea a la velocidad de Nyquist, la información que contienen los valores muestreados es idéntica a la contenida en la señal analógica completa sin muestrear. Como se demostrará más adelante, el muestreo puede ser un proceso sin pérdida, mientras que en la cuantificación sí se destruye información.

Matemáticamente podemos demostrar la naturaleza sin pérdida del proceso de muestreo considerando una señal analógica  $a(t)$  y su espectro  $A(f)$ , como se muestra en la figura 3-3. Esta señal está definida para tener un espectro limitado en banda a  $f_{máx}$ , es decir, no existe absolutamente nada de energía arriba de esta frecuencia (y por definición nada abajo de  $-f_{máx}$ ). Podemos pensar que la señal de muestreo  $s(t)$  está compuesta de una serie de pulsos que aparecen a la velocidad de muestreo, como la mostrada en la figura 3-3 b) junto con su espectro  $S(f)$ . El muestreo es equivalente a una multiplicación de  $a(t)$  y  $s(t)$  ya que la señal muestreada sólo conserva información de  $a(t)$  en tiempos múltiplos de  $T$ , siendo  $T = 1/f_s$  el período para la frecuencia de muestreo  $f_s$ .

El espectro correspondiente a la multiplicación de dos señales en el dominio del tiempo es la convolución en la frecuencia, como se observa en la figura 3-3c), donde se ve que el espectro de la señal analógica muestreada es el mismo que el de la señal analógica sin muestrear, sólo que éste repetido a intervalos múltiplos de la velocidad de muestreo  $f_s$ . Si esta señal se pasara a través de un filtro pasabajos, el espectro resultante sería idéntico al de la señal analógica original, o sea, este filtro es el usado para convertir la información muestreada de regreso a una señal analógica continua.

Debemos hacer notar que la habilidad para recobrar la señal original está basada en el hecho de que los múltiplos espectros repetidos cada  $f_s$  (velocidad de Muestreo) no se trastapan. El espectro en el origen abarca una región en frecuencia desde  $-f_{máx}$  a  $+f_{máx}$ , la segunda versión de estos espectros está centrada en  $f_s$  y

comprende la región desde  $f_c - f_{\text{máx}}$  a  $f_c + f_{\text{máx}}$ . Para que no haya traslape,  $f_c - f_{\text{máx}}$  debe ser mayor a  $f_{\text{máx}}$ , esto es:

$$f_c - f_{\text{máx}} > f_{\text{máx}}$$

$$f_c > 2 f_{\text{máx}} \quad \text{ó}$$

$$f_{\text{máx}} < 1/2 f_c$$

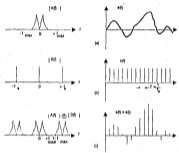


FIGURA 3-3. Señales en los dominios del tiempo y la frecuencia en el proceso de muestreo. (a) Señal de entrada  $a(t)$  y su espectro  $A(f)$ . (b) Señal de muestreo  $s(t)$  y su espectro  $S(f)$ . (c) Señal muestreada y su espectro.

Al límite en frecuencia de la señal se le conoce como frecuencia de Nyquist, mientras que la frecuencia de muestreo requerida para que no haya pérdida de información es la velocidad de Nyquist. Así, la velocidad de Nyquist es dos veces la frecuencia de Nyquist.

Un ejemplo en donde se ha violado esta condición se muestra en la figura 3-4. Obsérvese que la operación de filtrado no recobra la señal original. De hecho, no hay ninguna técnica disponible para recuperar la señal original si la velocidad de muestreo es menor a dos veces la más alta frecuencia de la señal analógica, ya que esto ocasiona que los lóbulos espectrales se encimen ó traslape, teniendo como consecuencia que se genere energía en frecuencias en donde no debería existir. A este fenómeno se le conoce como distorsión por traslape.

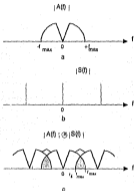


FIGURA 3-4. (a) Espectro de la señal de entrada. (b) Espectro de la señal de muestreo. (c) Espectro de la señal muestreada. El espectro de la señal de entrada no está limitado en banda a la frecuencia de Nyquist, y en consecuencia el espectro de la señal muestreada de salida después del filtro pasabajos no es idéntico al espectro de la señal de entrada.

La única forma en que una señal puede ser limitada en banda es mediante el uso de un filtro pasabajos antes del proceso de muestreo. En consecuencia, es el filtro pasabajos el que destruye información con la reducción en el ancho de banda y no el proceso del muestreo. Esto es preferible ya que el filtro únicamente remueve componentes con frecuencias mayores a las que el oído humano percibe, mientras

que si no se limitara en banda la señal, el proceso de muestreo generaría energía en nuevas frecuencias.

Si efectuamos el muestreo a una velocidad exactamente igual a la de Nyquist ( $f_s = 2f_m$ ), tenemos que en el espectro los lóbulos adyacentes están en seguida uno de otro, lo que obliga a que el filtro tenga una pendiente infinita entre la banda de paso y la banda de supresión, característica de un filtro ideal que es imposible realizar en la práctica. Sin embargo, un filtro realizable con una pendiente muy pronunciada podría ser usado, resultando un filtro muy complejo y creando algún tipo de distorsión residual ya que aun en la banda de supresión se tiene energía. Esta situación se puede resolver de alguna manera aumentando la velocidad de muestreo como se muestra en la figura 3-5 b), donde se introduce una banda de "resguardo ó protección", lo que conduce a que los requerimientos del filtro sean mucho menos severos.

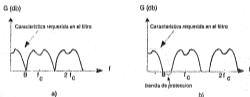


FIGURA 3-5. Recuperación de la señal original usando filtro pasobajas. (a)  $f_s = 2B$ ; (b)  $f_s > 2B$ .

Para el caso de las señales de audio, si consideramos que el oído no percibe sonidos arriba de los 20,000 Hz, (de hecho no se escucha más allá de 16 a 17 KHz), que es el límite que se ha tomado para la alta fidelidad, se requieren frecuencias de muestreo del orden de 44 KHz para no tener pérdida en la calidad de la señal y tener una banda de protección entre lóbulos espectrales adyacentes.

En la práctica, los circuitos de muestreo y retención, cuyo funcionamiento será estudiado posteriormente, son los encargados de efectuar el muestreo así



como sostener el valor muestreado para poder desarrollar las operaciones subsiguientes de cuantificación y codificación.

### 3.3.1 FILTRO PASOBAJAS DE ENTRADA.

El filtro pasobajas de entrada sirve para remover todas las componentes espectrales arriba de la frecuencia de Nyquist, ya que de no ser así esto crearía un traslape en los lóbulos espectrales de la señal muestreada.

Podemos argumentar que hay dos fuentes diferentes de energía de alta frecuencia: 1) aquellas creadas por artefactos técnicos como la señal de polarización de una grabadora de cinta magnética ó la energía de muestreo de otro sistema digital de audio, y 2) aquellas que ocurren naturalmente en la señal de audio como transitorios de instrumentos de percusión ó tonos muy altos de ciertos instrumentos de viento. La especificación para la primera categoría necesita ser un umbral absoluto ya que el peor caso ocurrirá cuando no hay música en la señal, mientras que las componentes de música natural siempre son relativas a la señal principal; y la señal principal produce bastante encubrimiento, lo que en ocasiones no permite escuchar claramente las frecuencias altas.

Un filtro pasobajas ideal transmite, sin distorsión alguna, todas las señales de frecuencia menores a una frecuencia determinada  $f_c$ . Las señales de frecuencia superior a  $f_c$  se atenúan completamente como se muestra en la figura 3-6.

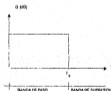


FIGURA 3-6. Respuesta de un filtro ideal.  $f_c$  = frecuencia de corte. En audio,  $f_c$  = frecuencia de Nyquist.

Como se observa en la figura, la transición entre la banda de paso y la banda de supresión es abrupta y la atenuación en esta última es infinita. Sin embargo, en los filtros realizables no es posible tener esta característica, ya que las curvas que relacionan las amplitudes no tienen puntos de demarcación muy pronunciados, y debido a esto existe una banda de transición entre la banda de paso y la banda de supresión. Asimismo, algunos filtros presentan una serie de rizos en la banda de paso y su atenuación en la banda de supresión no es infinita. (Figura 3-7)

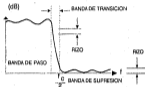


FIGURA 3-7. En la práctica, los filtros realizables presentan rizo en las bandas de paso y supresión, así como una banda de transición.  $f_c$  = frecuencia de muestreo.

Dentro de los filtros realizables se han desarrollado teorías que tratan de aproximar su comportamiento al de un filtro ideal. Las características que se buscan en la aproximación son: respuesta plana en la banda de paso, pendiente pronunciada en la curva que une la banda de paso y la banda de supresión (banda de transición pequeña) y atenuación infinita en la banda de supresión.

Otros dos aspectos importantes que hay que considerar en un filtro son la resonancia y la linealidad en fase. Como ya se dijo, los filtros realizables se tratan de asemejar a los ideales en la pendiente de la banda de transición; sin embargo, mientras mayor sea la pendiente, el filtro será más propenso a presentar resonancia cerca de la frecuencia de corte, lo que puede ocasionar que se introduzca una distorsión en el rango de frecuencia audible.

Tomando en cuenta esto, la banda de transición se debe tener en un valor tal que permita realizar un muestreo adecuado y por otra parte no sea lo excesivamente pequeña para causar resonancia.

Para ejemplificar esto, un filtro Gaussiano de orden infinito sólo produce una atenuación de 30 dB a 3 veces la frecuencia de corte, situación intolerable ya que la rapidez de muestreo tendría que ser 3 veces mayor a la requerida en un filtro con una pendiente mayor.

El otro caso, donde la pendiente es muy pronunciada, podemos ejemplificarlo considerando la respuesta al impulso de un filtro ideal, donde se observa que ésta es un pulso de magnitud infinita y contiene energía aun para frecuencias diferentes a la frecuencia de corte, como se puede apreciar en la figura 3-8.

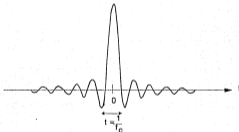


FIGURA 3-8. Respuesta al impulso de un filtro pasabajos ideal con frecuencia de corte  $f_c$ .

Normalmente, la distorsión por no linealidad en fase no es perceptible ya que la fase cambia suavemente y el oído no puede escucharla a altas frecuencias excepto en casos muy especiales.

Siguiendo con las características requeridas en el filtro, la atenuación en la banda de supresión debe ser 60 dB, la amplitud máxima del rizo en la banda de paso y de supresión se debe mantener en  $\pm 0.1$  dB y la banda de transición

comenzar a la frecuencia de Nyquist, ya que consideramos esta región fuera del alcance del oído humano. Debemos hacer notar que en los sistemas en que se use una frecuencia de muestreo mucho menor, se pueden necesitar especificaciones más severas en el diseño del filtro.

### 3.4 CUANTIFICACION.

Una limitación de los sistemas analógicos de audio es que una vez que se ha introducido ruido en cualquier parte de él, éste es inseparable. Sin embargo, a continuación describiremos como es que la situación cambia sometiendo una señal al proceso de cuantificación. Al cuantificar una señal  $m(t)$  creamos una nueva señal  $m_q(t)$ , la cual es una aproximación a  $m(t)$ , sólo que la señal cuantificada  $m_q(t)$  tiene el mérito de que es, en gran medida, separable del ruido.

La operación de cuantificación se muestra en la figura 3-9. En la figura a) se muestra una señal  $m(t)$  a la cual llamamos  $V_1$  y que es aplicada a la entrada del

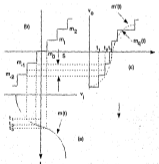


FIGURA 3-9. Proceso de cuantificación. El intervalo de cuantificación (tamaño del escalón) es  $S$ . (a) Señal de entrada  $m(t)$ . (b) Característica entrada-salida del cuantificador. (c) Salida del cuantificador  $m_q(t)$ . La línea punteada  $m'(t)$  muestra la salida si el cuantificador tuviera una característica lineal.

cuantificador, a cuya salida tenemos la señal  $V_0$ . La característica entrada-salida del cuantificador en la figura 3-9 b) tiene la forma de escalera, y en consecuencia la salida  $V_0$  mostrada en 3-9 c) es la forma de onda cuantificada  $m_q(t)$ . Se puede observar que mientras la entrada  $V_i = m(t)$  varía suavemente, la señal cuantificada  $m_q(t)$  se sostiene a uno u otro valor de un número determinado de niveles... $m_{-2}$ ,  $m_{-1}$ ,  $m_0$ ,  $m_1$ ,  $m_2$ ...etc. De esta forma la señal  $m(t)$  no cambia ó cambia bruscamente dando un salto en una cantidad  $S$  llamada tamaño del escalón ó intervalo de cuantificación. La forma de onda  $m'(t)$  que se muestra en la figura 3-9 c) con la línea punteada representa la forma de onda a la salida suponiendo que el cuantificador está linealmente relacionado con la entrada, esto es  $V_0 = V_i$  y  $m'(t) = m(t)$ . Se observa que el nivel sostenido por la forma de onda  $m_q(t)$  es el nivel al cual  $m'(t)$  está más cerca y la transición entre un nivel y el siguiente ocurre cuando  $m'(t)$  cruza el punto medio entre dos niveles adyacentes.

En consecuencia, vemos que la señal cuantificada es una aproximación a la señal original, y que la calidad de esta aproximación puede ser mejorada reduciendo el tamaño de los escalones, con lo que se incrementa el número de niveles posible. Con escalones de tamaño suficientemente pequeños, el oído humano no podrá distinguir la señal original de la cuantificada. Para darnos una idea, en un sistema de audio de buena calidad se usan 16,384 niveles de cuantificación.

En raras ocasiones el ruido resulta en un error en la cuantificación, como en la señal ruidosa cuantificada que se muestra en la figura 3-10 a). Los niveles de cuantificación posibles están indicados por las líneas punteadas separadas por una cantidad  $S$  y en la figura 3-10 b) se muestra la salida del cuantificador, donde se ve que esta salida, que es la señal ruidosa cuantificada vuelta a cuantificar, es el nivel más cercano al cual se encuentra la entrada. De esta forma, mientras el ruido tenga una amplitud instantánea menor de  $S/2$  el ruido no aparecerá a la salida, pero en caso de que sea mayor a  $S/2$ , un error en el nivel cuantificado ocurrirá como se ve en la figura 3-10 b). La naturaleza estadística del ruido es tal que aun si el promedio de la magnitud del ruido es menor de  $S/2$ , siempre existe una probabilidad finita de que de vez en cuando, la magnitud del ruido exceda  $S/2$ .

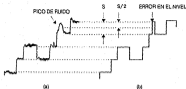


FIGURA 3-10. (a) Una señal cuantificada con ruido. (b) La señal después de la re-quantificación. Se muestra un ejemplo en el cual el nivel del ruido es tan grande que introduce un error.

Hemos demostrado que a través del proceso de cuantificación, el efecto del ruido que se introduce en una señal puede ser reducido significativamente. La probabilidad de que ocurra un error en la señal cuantificada puede ser reducida incrementando el tamaño del escalón  $S$ . Sin embargo, si aumentamos el tamaño de  $S$ , la discrepancia entre la señal original  $m(t)$  y la cuantificada  $m_q(t)$  aumenta en la misma proporción. Esta diferencia  $m'(t) - m_q(t)$  puede ser relacionada como ruido y se le conoce como ruido de cuantificación. De aquí observamos que la señal de salida no es una réplica perfecta de la entrada  $m(t)$ . La diferencia entre ellas es debida a errores causados por el ruido que se introduce a la señal y por el ruido de cuantificación.

### 3.5 ERROR DE CUANTIFICACION.

Ya ha sido notado que la señal cuantificada y la señal original de la que se deriva difieren en una forma aleatoria, y que esta diferencia ó error puede ser visto como ruido debido al proceso de cuantificación y es llamado error ó ruido de cuantificación.

En el proceso de cuantificación se divide la amplitud total (pico-pico) de la señal  $m(t)$  en  $M$  intervalos de voltaje exactamente iguales, cada uno de ellos de magnitud  $S$  volts y en el centro de cada uno de estos intervalos localizamos los niveles de cuantificación  $m_1, m_2, \dots, m_M$  como se muestra en la figura 3-11 a). La salida del cuantificador será el nivel de cuantificación  $m_k$  más cercano al que se

encuentre la señal  $m(t)$  en un determinado instante  $t$  y el error entre la señal original y la cuantificada será  $e = m(t) - m_k$ .

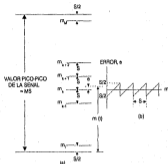


FIGURA 3-11. (a) El intervalo de voltajes sobre el cual varía  $m(t)$  se divide en  $M$  intervalos de cuantificación, cada uno de valor  $S$ . Los niveles de cuantificación se encuentran en el centro del intervalo. (b) El voltaje de error  $e(t)$  como una función del valor instantáneo de la señal  $m(t)$ .

Matemáticamente se puede demostrar que el valor cuadrático medio del error de cuantificación depende directamente de la magnitud del intervalo  $S$ , de aquí que el error de cuantificación también depende de este valor. Esto es:

$$\sigma^2 = \frac{S^2}{12}$$

Es obvio que entre mayor sea el número de intervalos  $M$ , el tamaño de cada uno de ellos será menor y en consecuencia el error de cuantificación será menor. Si los intervalos son uniformes en tamaño, señales de amplitud pequeña tendrán un ruido de cuantificación mayor que señales de amplitud grande, sin embargo, esta situación se puede corregir haciendo convergente el tamaño del escalón, de tal forma que los escalones están más cerca para amplitudes pequeñas de la señal y más retirados para amplitudes grandes. Tal variación en el tamaño del escalón reditúa en una disminución en el ruido de cuantificación para señales pequeñas,

mientras que con las señales de amplitud grande el ruido empeora. La convergencia de los intervalos es muy útil para señales de voz, ya que se ha determinado experimentalmente que las amplitudes instantáneas de las señales de voz son menos de un cuarto (1/4) del valor RMS de la señal durante el 50% del tiempo.

Aun cuando es posible construir un cuantificador con escalones convergentes, es más factible desarrollar un efecto equivalente distorsionando la señal antes de la aplicación al cuantificador, más tarde introduciendo una distorsión inversa de manera que la codificación-decodificación se completa sin distorsión. De esta forma, antes de la aplicación al cuantificador, la señal es pasada a través de una red no lineal la cual tiene una característica entrada-salida como la mostrada en la figura 3-12, en donde se observa que a bajas amplitudes su pendiente es más grande que para las amplitudes altas, consecuentemente un cambio en la señal en amplitud baja llegará al cuantificador a través de más escalones que una señal de amplitud grande.

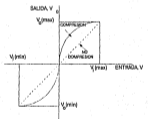


FIGURA 3-12. Características entrada-salida de una red que proporciona compresión.

Una señal cuantificada a través de una red con la característica de la figura 3-12 tendrá los extremos de su forma de onda comprimidos, siendo más pronunciada la compresión con amplitudes crecientes, de aquí que tal red sea conocida como compresor. La operación inversa es desarrollada por un expansor



y la combinación del compresor y expansor es llamado compansor, el cual desarrolla la operación de compansión.

### 3.6 RELACION SEÑAL A RUIDO DE CUANTIFICACION (S/N).

Una de las medidas más importantes que definen la calidad de un sistema digitalizado de audio es la relación entre la máxima señal con respecto al error ó ruido de cuantificación, relación que es función del número de bits usado en la conversión, como se demostrará en seguida. El error de cuantificación, como se dijo antes, se origina del hecho de que cualquier voltaje analógico esté representado por el voltaje central del intervalo de cuantificación. De esta manera el máximo error ocurre cuando la señal analógica está muy cerca del principio ó fin del intervalo de cuantificación; esto produce un error pico con magnitud de  $1/2$  del tamaño del intervalo de cuantificación. Si consideramos una señal de amplitud alta y ancho de banda grande, el error se convierte estadísticamente alatorio de muestra a muestra y tiene una probabilidad igual para cualquier valor que esté entre  $S/2$  y  $-S/2$  ( $S$  es el tamaño del intervalo). Esto está representado matemáticamente como la función de densidad de probabilidad que se muestra en la figura 3-13.

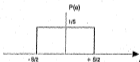


FIGURA 3-13. Probabilidad del error de cuantificación.

Cuando estas suposiciones son válidas, el error de cuantificación tiene las mismas cualidades perceptibles al oído que el ruido blanco analógico, por lo que se refiere al error como ruido de cuantificación. Sin embargo, hay muchas señales de audio que violan esta suposición y hay algunas imperfecciones técnicas las cuales resultan en patrones de ruido más complejos. A pesar de eso, podemos calcular una figura de mérito para el sistema de conversión basado en el máximo

de una señal senoidal y el valor rms del error de cuantificación.

Para una señal cuantificada en un convertidor ideal de  $n$  bits el valor máximo de la señal para cada polaridad será  $2^{n-1}S$ , que es la mitad de los  $2^n$  intervalos que pueden ser usados, por lo que el valor máximo rms de la onda senoidal puede ser calculado como:

$$V_{\text{señal (rms)}} = \frac{2^{n-1}S}{\sqrt{2}}$$

De forma similar podemos calcular la energía en el error de cuantificación. Esto se obtiene tomando la energía para un error dado  $X$  y multiplicando esta energía por la probabilidad  $\text{Pr}(X)$  de que el valor  $X$  ocurra. Sumando (integrando) para todos los posibles valores de error tenemos la expresión:

$$\text{Energía (ruido)} = \int_{-S/2}^{S/2} X^2 \text{Pr}(x) dx \quad \text{Pr}(x) = \frac{1}{S}$$

lo que conduce a:

$$V_{\text{ruido(rms)}} = \frac{S}{\sqrt{12}}$$

en términos de la relación Señal a Ruido (S/N)

$$S/N = \frac{\frac{S2^{n-1}}{\sqrt{2}}}{\frac{S}{\sqrt{12}}} = \frac{2^{n-1}\sqrt{12}}{\sqrt{2}} = 2^n\sqrt{1.5}$$

que en decibelios sería:

$$\text{SNR (dB)} = 6.02n + 1.76$$

Del resultado anterior se observa que cada bit contribuye con 6 dB al mejoramiento del sistema, y es obvio que entre mayor sea el número de bits en la conversión, se tendrá una mejor calidad en el sistema digitalizado.

### 3.7 DITHER.

Como se vió anteriormente, el proceso de cuantificación introduce el error ó ruido de cuantificación, y aun cuando éste ocurre a un nivel bajo, su presencia debe ser considerada en un sistema de audio de alta fidelidad, ya que la digitalización debe suprimir cualquier componente audible del error de cuantificación. La forma más obvia de reducir el error es incrementar el número de bits en la cuantificación, lo que contribuye a una disminución de 6 dB en la amplitud del error por cada bit adicional. Esta solución es muy cara, ya que cada bit incrementa considerablemente la cantidad de hardware necesario. Pero afortunadamente, una alternativa mucho más barata para disminuir este error es agregar una pequeña cantidad de ruido blanco analógico a la señal de entrada, el cual es conocido como "dither". Este tipo de solución se ha usado desde 1950 en señales de video y actualmente está siendo aplicada a las técnicas digitales de audio. Con este efecto, una pequeña cantidad de ruido remueve los cambios producidos en la señal por el proceso de cuantificación. Es importante hacer notar que el ruido no encubre los cambios en la señal debidos al error, sino que los remueve.

La forma de onda que toma la señal en el dominio del tiempo después de habersele agregado el ruido blanco se muestra en la figura 3-14. En la figura 3-14 a) se muestra una señal y su cuantificación. En la figura 3-14 b) se muestra la misma señal senoidal a la cual se le agregó una pequeña cantidad de ruido blanco y la cuantificación que resulta al agregar este ruido. En este ejemplo, el ruido tiene una función de probabilidad rectangular y su valor pico-pico es exactamente igual al intervalo de cuantificación. Sin importar el valor de la onda senoidal, la señal compuesta siempre cruza un nivel de cuantificación.

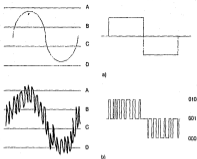


FIGURA 3-14. a) Señal senoidal sin dither y su cuantificación. b) Señal senoidal con dither y su cuantificación resultante.

Cuando la señal senoidal está en  $0^\circ$ , la señal compuesta está entre los niveles B y C, y la conversión produce la palabra 001. Conforme se incrementa el valor de la senoidal, la señal compuesta pasa un mayor porcentaje del tiempo arriba del nivel B, de aquí que la señal cuantificada pese más tiempo en la palabra 010. A  $90^\circ$  la mayor parte está en 010 y sólo raras veces en 001. Obsérvese que el valor promedio de la señal cuantificada se puede mover continuamente entre dos niveles. Podemos pensar que la señal cuantificada está compuesta de la señal original sin cuantificar más ruido. El tipo de señal que se obtiene es conocido como modulación por ancho de pulsos y mantiene con buena exactitud la forma de onda de la señal de entrada.

Al codificar la señal de audio a la cual se le añadió ruido blanco para producir una modulación en la señal cuantificada, se puede recuperar la información que ésta contenga, aun cuando sea menor al incremento más pequeño del cuantificador. Además, el "dither" minimiza la distorsión causada por la cuantificación reduciendo el error a ruido blanco.

Prueba de esto son las mediciones con y sin ruido blanco de las distorsiones armónica e intermodulación. En la figura 3-15 a) se muestra la distorsión armónica después de la cuantificación de una señal senoidal de 1 KHz con una amplitud de 1/2 LSB.

En la figura 3-15 b) se le ha sumado a la señal antes de la cuantificación ruido blanco con una amplitud de 1/3 LSB, teniendo en el espectro resultante la señal original y ruido de banda ancha.

En la figura 3-15 c) se muestran señales de 600 y 1000 Hz con amplitud de 1 LSB las cuales producen componentes de intermodulación.

Cuando se les añade ruido blanco de 1/3 LSB las señales originales permanecen, y las componentes de intermodulación han sido reemplazadas por ruido de banda ancha tal como se observa en la figura 3-15 d).

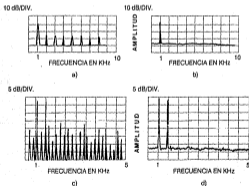


FIGURA 3-15. Efectos del dither en la distorsión armónica. a) Sin dither. b) Con dither. Efectos del dither en la distorsión por intermodulación. c) Sin dither. d) Con dither.

Además de las contribuciones benéficas, el ruido blanco contribuye con un incremento en el ruido del sistema digitalizado. Resulta en una degradación de unos cuantos dB en el ruido de banda ancha, incremento despreciable comparado con la relación señal a error de cuantificación inherente en un sistema digital. La idea de agregar ruido analógico a un sistema digital parece un poco extraña, pero como hemos visto, el resultado es una mayor resolución y una menor distorsión, teniendo una fidelidad más alta para un sistema de audio.

Existen muchos tipos de señales que se pueden usar como ruido blanco, pero para el audio 2 requerimientos matemáticos definen la señal más útil. La señal debe tener una función de densidad de probabilidad rectangular y no debe haber dependencia estadística entre valores sucesivos de ruido. Esto asegura que el ruido resultante sea similar al encontrado en los sistemas analógicos, el cual es perceptiblemente menos distorsionado.

La amplitud del ruido es importante, como se observa en la figura 3-16, en donde se ven los efectos al agregar diferentes cantidades de ruido a la señal de audio. En general, se usa ruido con amplitudes entre  $1/6$  y  $1/3$  del intervalo de cuantificación, lo que se refleja en un decremento de 1.5 dB en la relación señal a ruido del sistema.

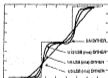


FIGURA 3-16. Efectos del dither con diferentes amplitudes.

Es difícil poder realizar la función de densidad de probabilidad rectangular, que es la señal de ruido más efectiva, por lo que se empleen otras señales de ruido.

A menudo se usa ruido Gaussiano, el cual es fácil de generar con técnicas analógicas comunes, como por ejemplo un diodo zener. En la figura 3-17 se muestra una comparación matemática de las funciones de densidad de probabilidad Gaussiana y rectangular. Algunos diseñadores piensan que el ruido analógico inherente al amplificador de entrada y al filtro pasobajas son una fuente adecuada de ruido blanco.

Se ha observado que la amplitud del ruido se puede disminuir si se suma a la señal de audio una onda senoidal ó cuadrada con frecuencia un poco abajo de la frecuencia de Nyquist y con amplitud de 1/2 del intervalo de cuantificación. Con esta técnica, existe el peligro de efectos de modulación con las señales de audio, por lo que su uso no es muy recomendable.

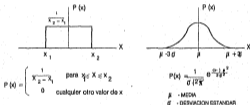


FIGURA 3-17. a) La función de densidad rectangular es el generador de ruido blanco ideal. b) La función de densidad Gaussiana es comúnmente usada como fuente de ruido blanco (óther).

### 3.8 CODIFICACION LINEAL

Las señales de audio antes de ser procesadas digitalmente son muestreadas y cuantificadas, esto con el objeto de reducir efectos de ruido. La combinación de estas dos operaciones genera una forma de onda PAM cuantificada, que es un tren de pulsos cuyas amplitudes están restringidas a un número de magnitudes discretas.

Podemos, si así lo elegimos, procesar directamente esos valores muestreados y cuantificados, pero alternativamente podemos representar cada nivel cuantificado por un número de código y procesar este número de código en lugar del valor muestreado y cuantificado. Frecuentemente el número de código es convertido a su representación en aritmética binaria antes del procesamiento y en seguida se procesan estos números en forma de pulsos.

En la figura 3-18 se muestran las características fundamentales de un sistema de codificación. Suponemos que la señal analógica  $m(t)$  está limitada a un margen de  $+4V$  a  $-4V$  y fijamos el tamaño del escalón entre niveles de cuantificación en  $1V$ . Se emplean 8 niveles de cuantificación que están localizados en  $-3.5, -2.5, \dots, +3.5$  volts. Asignamos el número de código 0 al nivel de  $-3.5$ , el número de código 1 a  $2.5v$ , etc. hasta el nivel  $+3.5$  al cual se le ha asignado el número 7. Cada número de código tiene una representación en aritmética binaria que va desde 000 para el número 0 hasta 111 para el 7.

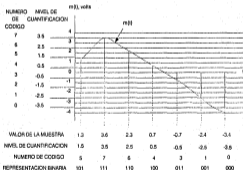


FIGURA 3-18. Proceso de codificación. A cada muestra de la señal se le asigna un nivel de cuantificación al cual le corresponde un número de código que tiene una representación binaria.



En esta figura, correspondiendo a cada muestra se especifica el valor de ésta, el nivel de cuantificación más cercano y el número de código y su representación binaria.

Si estuviéramos procesando la señal analógica, serían los valores muestreados 1.3, 3.6, 2.3 etc. Si procesáramos la señal cuantificada, procesaríamos los valores cuantificados 1.5, 3.5, 2.5 etc. y en codificación binaria procesaríamos las representaciones 101, 111, 110, etc.

De lo anterior, podemos observar que es posible representar los dígitos binarios mediante pulsos eléctricos, con objeto de procesar (grabar, reproducir, retardar, etc.) los códigos de cada nivel cuantificado. Tal representación se muestra en la figura 3-19. Los intervalos de duración en el tiempo están indicados en la parte superior de la figura y como se muestra en la figura 3-19 a), el dígito binario 0 está representado por la ausencia de un pulso. La fila de números binarios de 3 dígitos dada en esta figura es la representación binaria de la secuencia de muestras cuantificadas en la figura 3-18, de aquí que el patrón de pulsos de la figura 3-19 a) es la forma de onda codificada binaria que será procesada. Cada número binario de 3 dígitos que especifica el valor de una muestra cuantificada es conocido como "palabra", y los espacios entre palabras permiten la multicanalización de otros mensajes, como por ejemplo la formación de señales estereotónicas en un solo tren de pulsos.



FIGURA 3-19. (a) Representación mediante pulsos de los números binarios usados para codificar las muestras de la figura 3-11. (b) Representación mediante niveles de voltaje en lugar de pulsos.

A la salida de un sistema digital, para poder reconstruir la señal cuantificada, todo lo que se necesita hacer es determinar dentro de cada intervalo de tiempo si el pulso está ausente ó presente, ya que la amplitud exacta del pulso no es tan importante. Existe una ventaja al hacer el ancho del pulso tan amplio como sea posible, ya que se incrementa la energía del pulso y esto hace más fácil el reconocimiento de un pulso contra el ruido de fondo. Supongamos ahora que eliminamos el tiempo de resguardo ó protección  $T_g$  que hay entre pulsos, por lo que tendremos la forma de onda mostrada en la figura 3-19 b). Ahora podemos describir esta forma de onda como una secuencia de pulsos positivos ó negativos que consiste de una secuencia de transiciones entre dos niveles. Cuando la forma de onda ocupa el nivel más bajo en un intervalo de tiempo en particular, un "0" binario está representado, mientras que el nivel de voltaje más alto representa un "1" binario.

Supongamos que la diferencia de voltaje  $2V$  volts entre los niveles de la forma de onda de la figura 3-19 b) es adecuada para permitir al decodificador una determinación confiable del dígito procesado. Podríamos entonces hacer que la forma de onda tuviera excursiones entre 0 y  $2V$  volts ó entre  $-V$  y  $+V$  volts, esto es, la primera forma de onda tendrá una componente de DC y la última no. Puesto que la componente de DC consume energía y no contribuye a la confiabilidad de la decodificación, es preferible la segunda alternativa.

En la codificación, se genera un patrón de pulsos binarios únicos e identificables, como en las figuras 3-18 y 3-19 donde este patrón está hecho para tener un significado numérico el cual es el mismo según el orden asignado a los niveles cuantificados.

Sin embargo, esta característica no es esencial, ya que podemos asignar cualquier patrón de pulsos a cualquier nivel, sólo que en la decodificación se debe poder identificar del patrón de pulsos el nivel que están representando. De esto último resulta claro que en la codificación no sólo se numera el nivel, sino que también se asigna un código de identificación.

## **3.9 PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL ANTES DEL ALMACENAMIENTO.**

Después de que la señal analógica ha sido convertida a un número binario, ésta es sometida a un procesamiento antes de que sea almacenada en algún medio. Aun cuando las técnicas de procesamiento varían de acuerdo al medio que va a ser usado (por ejemplo cabeza estacionaria ó cabeza giratoria en cinta magnética), todos los sistemas digitalizados deben multiplexar los datos, agregar bits de redundancia para corrección de errores, intercalación y codificación. Estos procedimientos son críticos al preparar los datos para su almacenamiento, ya que así aseguramos que la reproducción se lleve a cabo satisfactoriamente.

### **3.9.1 MULTIPLEXAJE.**

La grabación en el audio digital es un proceso en serie, esto es, los datos son procesados en un sólo tren de información. Actualmente, los datos de un sólo canal pueden ser distribuidos sobre varias pistas para grabación, pero antes de que eso ocurra, los datos del canal deben ser un tren en serie. Sin embargo, la salida del convertidor A/D se encuentra en paralelo, esto es, se presentan todos los bits de una palabra simultáneamente. Antes del procesamiento, estos datos en paralelo deben ser convertidos a datos en serie. Un multiplexor de datos es el que desarrolla esta transformación; el circuito de varias entradas acepta del convertidor A/D palabras de datos en paralelo y produce a su salida de datos un solo bit a la vez.

### **3.9.2 JERARQUIZACION.**

Los datos que se encuentran en hilera en un canal deben ser codificados apropiadamente para facilitar su grabación y después su recuperación.

Se pueden aplicar varios tipos de jerarquización para modificar ó suplementar los datos originales. La figura 3-20 ilustra un ejemplo de un tren de bits codificados en donde se puede observar la jerarquía que siguen los datos. El código de datos

multiplexados en el tiempo es colocado uno en seguida de otro. Para prevenir ambigüedades se debe seguir un esquema, el cual permita identificar el comienzo de cada trama (frame) dentro del tren de bits. Este esquema consiste de un código de sincronización el cual es un patrón establecido de bits que sirve para identificar el comienzo de cada palabra dentro del tren de bits. Este código se escoge de manera tal que su forma sea diferente a la de cualquier patrón que pueda ocurrir naturalmente en el tren de bits de información.

También se pueden agregar códigos que contengan una dirección para localizar los datos en la grabación. Comúnmente este código es secuencialmente ordenado y distribuido a través del tren de bits para hacer una distinción entre diferentes secciones del programa grabado.

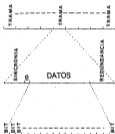


FIGURA 3-20. Jerarquía de datos. Antes del procesamiento digital, los datos son codificados de acuerdo a una jerarquía específica del formato de la trama.

Se pueden generar códigos de identificación que contengan información pertinente al proceso de reproducción, como por ejemplo el tiempo de reproducción, tabla de contenido, y hasta se puede incluir información de derechos de autor dentro del tren de bits.

### 3.9.3 PROTECCION CONTRA ERRORES.

El éxito de los sistemas digitales de audio depende en gran cantidad de las medidas tomadas para proteger la información de errores de código. Estos errores de código ocurren durante el proceso de grabación cuando la señal es transferida a un medio de almacenamiento, ya sea cinta magnética ó algún otro formato, ó cuando se lleva a cabo la reproducción. La protección contra errores presenta aspectos que únicamente son aplicables cuando se almacenan los datos digitalmente. Por otra parte, en el almacenamiento analógico no existe la oportunidad de proteger la señal contra errores en el procesamiento, ya que si ésta se distorsiona, entonces es irrevocablemente dañada. Con almacenamiento digital, la naturaleza de los datos binarios permite por sí sola la recuperación correcta de la señal aun en caso de que haya un error.

Antes de que los datos sean grabados, estos deben ser intercalados para esparcir los bits erróneos sobre el tren de bits, además deben ser precondicionados con bits de protección que permitan verificar si en los datos reproducidos hubo ó no un error; si hubo algún error, un proceso adicional se lleva a cabo para corregirlo, ya sea absoluta ó parcialmente, ó bien encubrirlo con nuevos datos. En todos los casos, la protección contra errores hace que los métodos de almacenamiento digital sean menos susceptibles a procesar señales indeseables. Se debe hacer notar que la protección contra errores más que una oportunidad que presenta el audio digital es una obligación, ya que debido a las altas densidades de datos almacenados, un pequeño defecto en el medio ó una obstrucción introducida, como una partícula de polvo, puede causar la pérdida de muchos bits, situación bastante común que puede ocasionar distorsiones audibles.

Por todo lo anterior, decimos que un sistema de protección contra errores está compuesto de tres operaciones: detección de errores consistente en saber si hay error ó no, corrección de errores, mediante la cual se localizan los bits erróneos y se reemplazan por los correctos, y en el caso de grandes errores ó cuando no hay datos suficientes para hacer la corrección, se emplean técnicas de

encubrimiento para sustituir aproximadamente datos correctos en lugar de los datos erróneos. En el peor de los casos, cuando no es posible encubrir los errores, la mayor parte de los sistemas digitales de audio prefieren ignorar en lugar de tratar de decodificar datos muy diferentes a los correctos.

Aun cuando fuera posible un sistema perfecto de protección, en el cual todos los errores fueran detectados y corregidos, éste crearía una necesidad de procesar una cantidad muy grande de datos redundantes, lo que sería un sistema poco razonable. Por esto, un sistema de protección contra errores más eficiente debe proporcionar una tasa de error baja después de la corrección, minimizando la cantidad de datos redundantes. Con un diseño apropiado, los sistemas que almacenan audio digital pueden tener especificaciones de tasa de error de  $10^{-12}$ , esto es, un error incorregible en  $10^{12}$  bits. Sin embargo, condiciones de error menos severas son adecuadas para la mayor parte de las aplicaciones de audio.

### 3.9.3.1 FUENTES DE ERROR.

Podemos decir que hay dos fuentes principales de error en un sistema digital de audio: aquellos inherentes al procesamiento digital (fundamentales) y aquellos producidos por el medio de almacenamiento. En cada una de las secciones del proceso de digitalización que se analizaron anteriormente, se describieron los tipos de errores que presentan y la manera de corregirlos, ahora describiremos la protección contra errores enfocada a las degradaciones adquiridas en el medio de almacenamiento, ya que son estas las más fuertes y menos sujetas a control. La tabla 3-1 muestra las principales causas de error, el grado de su efecto en la calidad del sonido y la corrección.

Las principales causas de error en códigos producidos por el medio de almacenamiento son el "jitter", "dropouts", interferencia entre símbolos y ruido.

El fenómeno jitter consiste de variaciones en el eje del tiempo durante la reproducción de la señal digital. En la tecnología analógica esto se manifiesta como "wow y flutter". En los sistemas de reproducción no se pueden evitar las imperfecciones mecánicas, y si las variaciones en el tiempo exceden los límites

ERROR	TIPO	EFEECTO	GRADO	SOLUCIÓN
TRASLAPES DE LOBULOS ESPECTRALES	FUNDAMENTAL	LIMITA LA RELACION S/N	PEQUEÑO	USAR FILTRO PASO BAJAS
RUIDO DE CUANTIFICACION	FUNDAMENTAL	LIMITA LA RELACION S/N		AUMENTAR EL NUMERO DE BITS EN LA CUANTIFICACION
ERROR DE APERTURA	FUNDAMENTAL	LIMITA LA RELACION S/N		USAR UN S/N APROPIADO
RUIDO Y DISTORSION EN S/N, A/D D/A, FILTRO PB.	CAUSADO POR CIRCUITOS	AUMENTA LA DISTORSION, LIMITA S/N Y LA RESPUESTA EN FRECUENCIA		ASEGURARSE QUE LOS CIRCUITOS SON DE ALTA EXACTITUD Y VELOCIDAD. USAR FPB CON CARACTERISTICAS CERCA DEL IDEAL.
JITTER MAL RASTREO MAL SINCRONISMO	CAUSADO POR IRREGULARIDADES MECANICAS	ERRORES EN CODIGO		SISTEMA MECANICO EXACTO, BUFFER
DROP-OUTS POLY-D DEFECTOS	CAUSADO POR EL MEDIO DE ALMACENAMIENTO	ERRORES EN CODIGO		COMPENSACION DE ERRORES (DETECCION, CORRECCION)
				GRANDE

TABLA 3-1. Principales causas de error, su grado de efecto y su corrección.

operacionales durante la reproducción, es posible que se presente algún error al hacer la lectura del código.

En la figura 3-21 se ilustra el efecto del jitter. Una celda representa 1 bit y la señal A representa la señal correcta en donde ninguna fluctuación ha ocurrido. Si la señal es medida en el centro de la celda del bit, la señal puede ser reproducida correctamente. Sin embargo, si alguna fluctuación en el tiempo ocurre, como en el caso de las señales B y C, el bit puede ser reproducido correctamente siempre y cuando la fluctuación no exceda el límite:

$$\Delta t = \pm \frac{1}{2}$$

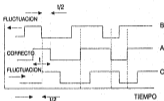


FIGURA 3-21. Efecto del jitter.

$\Delta t$  es el margen, y si el jitter excede este valor, los errores aleatorios en el código se incrementarán hasta que le sea imposible a la máquina leer la señal correctamente. Para solucionar el problema del jitter se usan circuitos servocontrolados que leen del medio información de sincronización para generar la velocidad correcta en el medio de reproducción.

Además, todos los sistemas contienen un buffer de salida, que es una memoria a través de la cual los datos se sincronizan antes de la salida. Aun cuando los datos que entran al buffer pueden variar por el jitter, la salida será constante ya que los datos de salida son sincronizados con un oscilador de cristal.



La causa más común y significativa de errores en los datos son los "drop-outs". En los sistemas analógicos, un defecto en el medio de almacenamiento ocasiona una caída (drop) momentánea en la amplitud de la señal, de aquí el término "drop-out". Los "drop-outs" son interrupciones momentáneas en las cuales se dejan de leer algunos bits y pueden ser debidas a dos causas: un defecto introducido durante la reproducción ó un defecto de fabricación.

En las grabaciones digitales de audio, cualquier pérdida de datos, ó datos inválidos, pueden provocar algún tipo de ruido en el sonido, según la salida del convertidor D/A salta repentinamente a una nueva amplitud que representa un dato inválido. La severidad del error depende de la naturaleza del mismo, un bit erróneo en la parte menos significativa de la palabra puede pasar desapercibido, mientras que un bit inválido en la parte más significativa puede ocasionar un cambio drástico en la amplitud.

Los errores resultantes de los drop-outs pueden ocurrir de varios modos. Los errores en los que no hay relación entre uno y otro son llamados errores de bit aleatorios, como se ilustra en la figura 3-22. Estos errores ocurren por separado, pueden ser fácilmente corregidos y son más comunes en discos ópticos que en las cintas magnéticas.

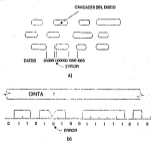


FIGURA 3-22: Pequeños defectos de manufactura causan errores de bit aleatorios, o sea, errores en un solo bit. a) Error aleatorio en un disco compacto causado por una malformación en la orilla de la cavidad. b) Defecto en la cinta magnética que produce un error aleatorio.

Los errores que ocurren en grupos de bits son más comunes en los medios magnéticos, son errores muy grandes que pueden abarcar tal vez cientos de bits y pueden ser causados por un defecto de manufactura ó una partícula de polvo, como se muestra en la figura 3-23.

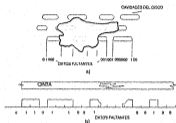


FIGURA 3-23. Errores múltiples. a) En disco compacto b) En cinta magnética.

Como se ha visto, los drop-outs pueden ocurrir durante el uso del medio de almacenamiento. Si es cinta magnética, puede ser debido al uso normal, partículas de óxido sueltas que pierden su lugar en la cinta, además de partículas extrañas como polvo y suciedad, huellas digitales, y rayones producidos por las guías de la cinta.

La interferencia entre símbolos se presenta en cintas magnéticas y es causada por el traslape de los códigos que representan el patrón de bits. Normalmente este fenómeno es causado por una combinación de problemas en la circuitería de grabación, tanto en la cinta como en la cabeza. Este tipo de interferencia hace difícil recuperar la señal digital con exactitud. La interferencia mutua entre códigos es conocida como interferencia entre símbolos.

Si el ancho de banda del sistema de grabación es insuficiente, ó la densidad de grabación muy alta, la forma de onda grabada es reducida en amplitud, y la interferencia entre formas de onda adyacentes crea un fenómeno llamado corrimiento de pico; la reproducción de los datos se vuelve difícil y se generan errores. Este efecto se ilustra en la figura 3-24. En un sistema de grabación con un ancho de banda suficiente, la forma de onda reproducida sigue la señal original grabada. Con un ancho de banda insuficiente, las formas de onda reproducidas interfieren mutuamente. El corrimiento del pico resultante produce una forma de onda en donde los pulsos son más anchos, lo que ocasiona que se produzca una interferencia entre símbolos.

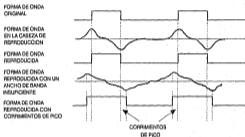


FIGURA 3-24. Interferencia entre símbolos.

En cuanto al ruido, hay un gran número de factores que pueden ocasionarlo, pero los más comunes son efectos generados por el medio de grabación como el "hiss", interferencia entre canales (dialonía), y otros factores no relacionados directamente con el procesamiento de la señal, como las fuentes de alimentación. Todos estos factores contribuyen a incrementar el nivel del ruido, lo que degrada la calidad de la señal e incrementa los errores.

### 3.9.3.2 INTERCALACIÓN (INTERLEAVING).

La corrección de errores depende en gran medida de la habilidad de un algoritmo para usar eficientemente los datos redundantes para reconstruir datos incorrectos ó faltantes. Si se trata de un error múltiple, es posible que se pierdan tanto los datos como los datos redundantes, lo que hace que la detección sea difícil ó imposible. Para solucionar esto, los datos son dispersados a través del tren de bits antes de que sean grabados. Si un error múltiple ocurre, éste dañará una sección de los datos grabados. Sin embargo, en la reproducción el tren de bits es desintercalado de tal forma que los datos regresaran a su secuencia original, y el error en una sola sección es distribuido a lo largo del tren de bits. Ahora, con datos válidos alrededor de datos erróneos, es más fácil para el algoritmo llevar a cabo la reconstrucción de los datos erróneos usando información de los datos válidos, tal como se observa en la figura 3-25.



FIGURA 3-25. Proceso de intercalación y desintercalación.

Existen dos tipos de intercalación: de bits y de bloque ó palabras. Mediante la intercalación de bits se convierten los errores múltiples en errores aleatorios alterando el orden de los bits en el tren de datos, mientras que en la intercalación de palabras los bloques ó palabras son esparcidos en el tren de datos teniendo un efecto similar al obtenido con la intercalación de bits. Este último método es de gran

ayuda para el encubrimiento de errores, sin embargo, es muy poco usado en conjunción con códigos de corrección de errores.

### 3.9.3.3 DETECCIÓN DE ERRORES.

Todas las técnicas de detección y corrección de errores están basadas en la redundancia de datos. A groso modo, podemos decir que hay dos tipos de detección de errores que se usan en el audio digital: verificación de paridad (PARITY CHECK) y código de verificación de redundancia cíclica CRCC (Cyclic Redundancy Check Code).

#### 3.9.3.3-1 Verificación de paridad.

El código de detección de errores por verificación de paridad de un bit se muestra en la figura 3-26.

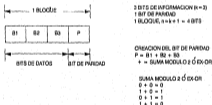


FIGURA 3-26. Determinación del bit de paridad.

El bit de paridad P se determina antes de la grabación por la paridad de la suma ex-or ó módulo 2 de todos los bits de información de una palabra (Kbits). De esta forma se crean bloques de longitud K + 1 bits al agregar el bit de paridad a los bits de información. La detección del error en el código se lleva a cabo durante la reproducción, cuando cada bloque de bits de información es de nueva cuenta sumado en forma x-or. El resultado de esta última suma es comparado con el valor

existente del bit de paridad P. Si el resultado es diferente, significa que ha ocurrido un error.

Sin embargo, puede ocurrir que se presente más de un error en la misma palabra, por lo que la comparación entre las paridades puede ser igual pero existiendo más de un error. En los medios de almacenamiento digital de datos, particularmente en la cinta magnética, los errores se presentan en bloques, por lo que varios errores pueden ocurrir en una misma palabra, lo que no ofrece una detección muy confiable. Por esto, la detección de errores con código por verificación de paridad de un bit no es muy recomendable para la transmisión ó almacenamiento de audio digital.

En la figura 3-27 se muestra un sistema extendido de verificación de paridad. Un bloque está formado por M-1 palabras de información y una palabra de paridad (en donde una palabra = n bits). La palabra de paridad es construida mediante la paridad de la suma x-or de los bits que conforman las palabras de información en orden secuencial. Esta palabra es grabada junto con las palabras de información. La detección de errores se desarrolla determinando y verificando las palabras de paridad antes y después de la grabación. Un sistema donde n es de 16 bits puede ser usado en una grabación en cinta magnética.

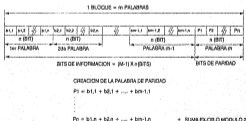


FIGURA 3-27. Sistema extendido de verificación de paridad.

### 3.9.3.3-2 Código de Verificación de Redundancia Cíclica (CRCC).

El CRCC es el método de detección de errores más usado en el audio digital debido a la habilidad que éste tiene para detectar errores múltiples en el medio de almacenamiento. El CRCC es un código de bloques cíclico que genera una palabra de verificación de paridad.

Para la siguiente explicación, supondremos que estamos usando la expresión polinomial de la figura 3-28, que ha sido determinada a partir del tren de bits que contiene la información que será grabada. El proceso básico mediante el cual los errores son detectados usando CRCC se ilustra en la figura 3-29. Los datos grabados están constituidos por los bits de información K y los bits de detección n-K, los cuales están contenidos en el polinomio de transmisión U(x) que se genera de la forma que se verá en seguida.

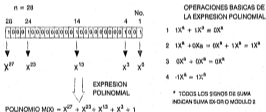


FIGURA 3-28. Expresión polinomial del código de verificación de redundancia cíclica.

El polinomio original de datos  $M(x)$  de n bits es multiplicado por  $X^{n-k}$  y luego es dividido por el polinomio de generación  $G(x)$ , cuyo grado está determinado por n-K, con lo que se obtiene un cociente  $Q(x)$  y un residuo  $R(x)$ . En otras palabras:

$$X^{n-k} M(x) = Q(x) G(x) + R(x)$$

El polinomio que va a ser transmitido ó almacenado  $U(x)$  puede ser calculado sumando el residuo  $R(x)$  a la ecuación de arriba, como se ve en seguida:

$$\begin{aligned}
 U(x) &= X^{n-k} M(x) + R(x) \\
 &= Q(x) G(x) + R(x) + R(x) \\
 &= Q(x) G(x)
 \end{aligned}$$

En la reproducción, el polinomio recibido  $V(x)$  es dividido por el polinomio  $G(x)$ , lo que nos produce un segundo residuo  $S(x)$ . Si el valor de este residuo es 0 significa que no hubo un error, mientras que si es diferente de 0 quiere decir que se presentó algún error en la transmisión. Las figuras 3-30 a) y 3-30 b) muestran la codificación y decodificación CRC y la figura 3-30 c) un ejemplo numérico de esta codificación.

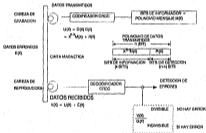
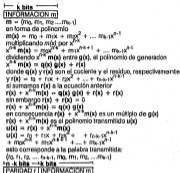


FIGURA 3-29. Proceso de detección de errores en una grabación en cinta magnética empleando el código de verificación de redundancia cíclica.

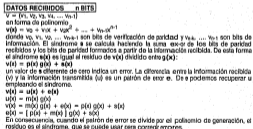
La diferencia entre los datos recibidos  $V(x)$  y los datos transmitidos es conocida como el polinomio de error  $E(x)$ , el cual se usa para desarrollar la corrección del error. El polinomio de generación  $G(x)$  se debe seleccionar de



manera que el polinomio de error  $E(x)$  no sea divisible por  $G(x)$ . En muchos casos los equipos digitales de audio usan expresiones polinomiales basadas en recomendaciones del CCITT. Actualmente se encuentran en el mercado circuitos integrados que usan los polinomios recomendados.



a)



b)

FIGURA 3-30. a) Codificación CRC. b) Decodificación CRC y cálculo del síndrome.

Sean el polinomio de generación  $g(x) = 1 + x^2 + x^3$  y un mensaje (1001). El polinomio del mensaje será  $m(x) = 1 + x^3$ . Multiplicando por  $x^{n-k}$ :  
 $x^3 m(x) = x^3 + x^6$ . La división entre  $g(x)$ :

$$\begin{array}{r}
 x^3 + x^2 + 1 \overline{) x^6 + x^3 + x^2 + x + 1} \\
 \underline{x^6 + x^3} \phantom{+ x^2 + x + 1} \\
 \phantom{x^6 +} x^3 + x^2 + x + 1 \\
 \underline{\phantom{x^6 +} x^3 + x^2} \phantom{+ x + 1} \\
 \phantom{x^6 +} \phantom{x^3 +} x^2 + x + 1 \\
 \underline{\phantom{x^6 +} \phantom{x^3 +} x^2 + x^2} \phantom{+ x + 1} \\
 \phantom{x^6 +} \phantom{x^3 +} \phantom{x^2 +} x \\
 \underline{\phantom{x^6 +} \phantom{x^3 +} \phantom{x^2 +} x^2 + x^2 + x} \\
 \phantom{x^6 +} \phantom{x^3 +} \phantom{x^2 +} \phantom{x} + 1 \\
 \phantom{x^6 +} \phantom{x^3 +} \phantom{x^2 +} \phantom{x} + 1 \text{ residuo } r(x)
 \end{array}$$

El polinomio que se transmite es  $u(x) = r(x) + x^3 m(x)$   
 $= 1 + x + x^3 + x^6$

y en consecuencia la palabra de código que se transmite es (1101001) que corresponde a (1, x, x<sup>3</sup>, x<sup>3</sup>, x<sup>3</sup>, x<sup>6</sup>, x<sup>6</sup>) de la cual los tres primeros bits son de paridad y los cuatro últimos el mensaje. Las operaciones de suma en la división de polinomios son *ex-or*.

c)

FIGURA 3-30 (continuación). c) Ejemplo numérico de codificación CRC.

Ocasionalmente puede haber una falla para detectar un error, como por ejemplo, si el polinomio de error  $E(x)$  puede ser divisible por  $G(x)$ . Podemos resumir el alcance de un esquema CRC así: dada una palabra de datos de  $k$  bits con  $M(m=n-k)$  bits de CRC, una palabra de  $n$  bits es formada y se tiene lo siguiente:

1 Errores que afectan a muchos bits son detectables siempre y cuando sean menores ó iguales a  $m$ .

2 La probabilidad de una falla en la detección de errores de grupo de bit mayores a  $m+1$  bits es  $2^{-(m+1)}$ .

3 Se pueden detectar errores aleatorios de hasta 3 bits consecutivos .

El medio por sí mismo es el que determina el diseño del CRC y el resto del sistema de protección contra errores. Por ejemplo, para cinta magnética se requiere que los bloques de CRC sean grandes, mientras que en los discos ópticos se necesitan bloques más pequeños.

### 3.9.3.4 CORRECCION DE ERRORES.

Con el uso de datos redundantes es posible corregir errores que ocurren durante la transmisión ó almacenamiento de los datos digitales de audio. En el más simple de los casos, los datos son repetidos. Por ejemplo, se pueden escribir dos pistas idénticas en lugar de grabar sólo una pista en una cinta magnética. La primera sería usada normalmente para la reproducción, pero si algún error es detectado mediante paridad ó algún otro medio, entonces los datos son tomados de la segunda pista. Para que los datos erróneos no ocurran simultáneamente, las muestras deben estar escalonadas una con respecto de la otra. Aún más, los datos pueden ser intercalados para ayudar a distribuir los errores. Aun cuando es posible desarrollar tal sistema, éste es ineficiente, ya que se duplica la cantidad de datos a almacenar. Un sistema más evolucionado consiste en el uso de códigos de corrección de errores, que pueden desarrollar una transmisión ó almacenamiento más confiables con menos redundancia. De la misma manera que los datos redundantes se codifican en forma de bits de paridad para desarrollar la detección de errores, los datos redundantes se usan para formar códigos de corrección de errores. El audio digital se codifica con esquemas separados para la detección y corrección. En la decodificación, los errores se detectan por el decodificador de detección, y se corrigen por el decodificador de corrección. Los datos redundantes codificados son la esencia de los códigos de corrección; no obstante, hay varios tipos de códigos diferentes en su diseño y en su funcionamiento.

Se han desarrollado diversos códigos como resultado de diferentes teorías que tratan de tener un mejor funcionamiento para diferentes aplicaciones. En general se han desarrollado dos teorías, mostradas en la figura 3-31: códigos de bloque que usan métodos algebraicos y códigos convolucionales que emplean esquemas probabilísticos. Un código de bloques generado por un codificador está formado únicamente por el mensaje contenido actualmente en el bloque, mientras que en un código convolucional el mensaje codificado está formado por el mensaje presente en el codificador e incluyendo mensajes previos.

Además de hacer una distinción entre bloque y convolucional, los códigos de corrección de errores pueden ser considerados como lineales ó no lineales y de palabra ó de bit. En general, para el audio digital se han adoptado métodos de palabra y lineales con códigos de bloque, ó códigos de bloque en una estructura convolucional, conocidos como códigos "cross interleave".

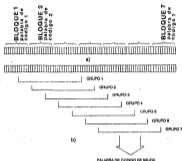


FIGURA 3-31. Códigos de verificación de paridad. a) Códigos de bloque. b) Códigos convolucionales.

### 3.9.3.4-1 Códigos de Bloque.

Con una redundancia adecuada y codificando en una forma inteligente, los métodos de detección de errores pueden ser extendidos para proporcionar corrección de errores. La protección se puede llevar a cabo agregando bits de paridad a una palabra de datos, ó ensamblando un número determinado de palabras de datos para formar un bloque y agregando una palabra de paridad al bloque. Durante la decodificación se puede usar un algoritmo corrector de errores para formar una palabra la cual verifica la existencia de errores, y si existe una redundancia suficiente, se corrige. Como se verá más adelante, la técnica puede

ser mejorada mediante la intercalación de bits ó palabras. También se pueden usar los códigos cíclicos de detección como el CRC para desarrollar la corrección de errores.

Los códigos de bloque, conocidos como códigos HAMMING, crean palabras de verificación (síndromes), las cuales apuntan la localización del error mediante la formación de múltiples bits de paridad para cada palabra, con codificación única. Por ejemplo, se pueden añadir 3 bits de paridad (4, 5 y 6) a una palabra de datos de 4 bits (0, 1, 2 y 3), por lo que se graban 7 bits. Supongamos que los 3 bits de paridad son definidos de tal forma que el bit 4 está formado por la suma ex-or de los bits de datos 1, 2 y 3, el bit de paridad 5 está formado por la suma de los bits 0, 2 y 3 y el bit 6 por la suma de los bits 0, 1 y 3, como se ilustra en la figura 3-32 a). Así, la palabra de datos 1100 tendrá por paridad los bits 110 y la palabra transmitida como código de 7 bits será 1100110.

Con este esquema de formar bits de paridad, se puede localizar un error en la palabra de datos examinando cual de los bits de paridad refleja un error. Para poder decodificar apropiadamente los datos recibidos se deben escribir ecuaciones de verificación de paridad, las cuales están representadas como la matriz de verificación de paridad H, como se muestra en la figura 3-32 b). Cada renglón de H representa una de las ecuaciones originales de decodificación, y comparando los datos recibidos con los valores en H, se puede lograr la localización del error. Una palabra (síndrome) se calcula con la suma ex-or de la paridad calculada en los datos recibidos y la paridad recibida. Un error genera un 1, mientras que si no hay error se genera un 0.

El patrón resultante de errores se compara en la matriz H para detectar el bit erróneo. Por ejemplo, si se transmitió la palabra 1100110, pero se recibió 1000110, el síndrome detectaría el error y generaría un patrón de error 1, 0, 1. Comparando esto con la matriz H, vemos que corresponde a la segunda columna, por lo que el 2º bit está equivocado, tal como se ve en la figura 3-32 c). Este esquema es un código de corrección de error que puede identificar y corregir adecuadamente cualquier error en un bit en una palabra de 7 bits, 4 de código y 3 de protección.

$X_0, X_1, X_2, X_3$  BITS DE DATOS  
 $X_4 = X_1 + X_2 + X_3$  BITS DE PARIDAD (EX-OR)  
 $X_5 = X_0 + X_2 + X_3$  " " "  
 $X_6 = X_0 + X_1 + X_3$  " " "  
 $X_0, X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6$  PALABRA DE CODIGO TRANSMITIDA(s)

a) Formación de los bits de paridad

$$\begin{array}{rcl}
 & X_1 + X_2 + X_3 + X_4 & = 0 \\
 X_0 & + X_2 + X_3 & + X_5 = 0 \\
 X_0 + X_1 & + X_3 & + X_6 = 0
 \end{array}
 \quad \text{ALGORITMO DE CODIFICACION}$$

$$\left[ \begin{array}{cccccc}
 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1
 \end{array} \right] = H \text{ MATRIZ DE VERIFICACION DE PARIDAD}$$

b) Matriz de verificación de paridad

EJEMPLO: 1100110 PALABRA TRANSMITIDA  
 1000110 PALABRA RECIBIDA

$$\begin{array}{rcl}
 P_4 = X_1 + X_2 + X_3 = 0 + 0 + 0 = 0 & \text{PARIDAD DE LOS} \\
 P_5 = X_0 + X_2 + X_3 = 1 + 0 + 0 = 1 & \text{DATOS RECIBIDOS} \\
 P_6 = X_0 + X_1 + X_3 = 1 + 0 + 1 = 1
 \end{array}$$

Los síndromes se detectan con la suma ex-or de los bits de paridad calculados en los datos recibidos y los bits de paridad recibidos.

$$\begin{array}{rcl}
 P_4 = 0 & X_4 = 1 & 0 + 1 = 1 \text{ ERROR} \\
 P_5 = 1 & X_5 = 1 & 1 + 1 = 0 \text{ CORRECTO} \\
 P_6 = 1 & X_6 = 0 & 1 + 0 = 1 \text{ ERROR}
 \end{array}$$

El síndrome resultante del patrón de error es:  $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$   
 que corresponde a la segunda columna de H

$$H = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{POR LO TANTO EL BIT } X_2 \text{ ES EL ERRONEO}$$

c) Ejemplo de corrección de un sólo error.

FIGURA 3-32. Código de corrección de errores HAMMING.

Los códigos de bloques utilizan un bloque completo de datos para hacer los cálculos de su paridad. Además, se puede formar la paridad para palabras individuales del bloque, usando paridad de un bit ó un código cíclico, con lo que se aumenta la redundancia y se mejora la corrección. Por ejemplo, se puede usar CRC para detectar un error y después utilizar paridad de bloque para corregirlo.

Podemos arreglar los datos transmitidos de manera que formen una matriz en la cual calculemos bits de paridad para columnas y renglones. Por ejemplo, se puede arreglar un mensaje de 12 bits en una matriz de 3 por 4, como se ilustra en la figura 3-33. Se agrega a cada renglón y a cada columna un bit de paridad, así como un bit en la intersección del renglón y la columna que forman los bits de paridad. La información de toda la matriz puede ser transmitida ó almacenada renglón por renglón ó columna por columna. En la recepción, se verifica la paridad de los datos; cualquier error de un bit puede ser detectado y corregido. Un mayor número de errores podría resultar en una detección ó corrección errónea.

Cada uno de los bits transmitidos es llamado símbolo; de esta forma la palabra de código de este ejemplo tiene 20 símbolos ( $n=20$ ), de los cuales 12 ( $k=12$ ) son información. A estos códigos se les conoce como códigos de bloque ( $n,k$ ). En este caso es un código (20, 12) y hay  $n-k$  ( $20-12=8$ ) símbolos de verificación. La distancia mínima del código determina su correctabilidad; una distancia mínima de 2 nos da una corrección de un sólo error, 3 da una detección de 2 errores ó la corrección de uno sólo, 4 detecta 3 errores ó detecta 2 errores más uno de corrección, 5 la corrección de 2 errores, etc.

a) PALABRA DE DATOS	$X_0$	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	$X_5$	$X_6$	$X_7$	$X_8$	$X_9$	$X_{10}$	$X_{11}$
b) MATRIZ DE DATOS		$X_0$	$X_1$	$X_2$	$X_3$							
		$X_4$	$X_5$	$X_6$	$X_7$							
		$X_8$	$X_9$	$X_{10}$	$X_{11}$							
c) MATRIZ DE DATOS CON PARIDADES POR COLUMNA Y RENGLON.		$X_0$	$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_{12}$					
		$X_4$	$X_5$	$X_6$	$X_7$		$X_{13}$					
		$X_8$	$X_9$	$X_{10}$	$X_{11}$		$X_{14}$					
		$X_{15}$	$X_{16}$	$X_{17}$	$X_{18}$		$X_{19}$					
d) EJEMPLO BINARIO		0	1	0	1		1					
		1	1	0	1		1					
		0	1	0	1		0					
		1	1	0	0		0					
		0	1	0	1		0					

FIGURA 3-33. Mensaje arreglado en una matriz de 3 por 4.

Para mejorar el funcionamiento de los códigos se pueden formar dos palabras de paridad para un bloque de datos. Cualquier error de una palabra puede ser corregido, y si dos palabras faltan, el código puede usar los dos síndromes (palabras de verificación) para proporcionar los datos faltantes. Estos códigos de doble paridad pueden corregir errores de dos palabras (double erasure), y si se combina con el código CRC para señalar el lugar del error, la habilidad para corregirlo se mejora en gran medida.

El código REED SOLOMON es un ejemplo de códigos de corrección de doble palabra (double erasure) y tiene aplicación en el audio digital cuando se usa en combinación con el código de detección de errores CRC. El código REED SOLOMON es un código cíclico corrector de errores múltiples, situación que se presenta comúnmente en el audio digital, por lo que es altamente usado en este tipo de procesamiento.

### 3.9.3.4-2 Códigos Convolucionales.

Los códigos convolucionales, algunas veces llamados recurrentes ó periódicos, difieren de los códigos de bloque en la forma de agrupar los datos para la codificación. En lugar de dividir los mensajes de datos en bloques de  $k$  bits y generar un bloque codificado de  $n$  bits, los códigos convolucionales no separan los datos en bloques. En su lugar se toman unos cuantos bits del mensaje de  $k$  bits y se usan para generar un mensaje de  $n$  bits, formado no sólo de ese mensaje de  $k$  bits, sino de varios bits de mensajes previos de  $k$  bits, guardados en memorias de retardo. Tal código es conocido como código convolucional  $(n,k)$ . Utiliza  $(N-1)$  bloques de mensajes de  $k$  bits y tiene una longitud constante de  $N$  bloques (ó  $nN$  bits) igual a  $n(m+1)$ , donde  $m$  es el número de retardos. Los parámetros  $k$  y  $n$  son enteros pequeños.

Al igual que en el caso de los códigos lineales de bloques, se lleva a cabo una codificación y las palabras codificadas se transmiten ó se graban, para que en la reproducción ó recepción se verifique la existencia de errores mediante el uso de palabras de verificación. Comúnmente se usan registros SHIFT para implementar las memorias de retardo requeridas en el codificador y el decodificador. El valor del



retardo determina la longitud constante del código, la cual es análoga a la longitud del bloque en un código de bloques. En la figura 3-34 se muestra un codificador de un código convolucional, donde se observa que hay 6 retardos, por lo que la longitud constante es 14. Los otros parámetros son  $k=1$  y  $n=2$ . Como se puede ver en el diagrama, los datos del mensaje están continuamente circulando a través del codificador, y muchos bits previos afectan la salida presente del codificador. Una desventaja de los códigos convolucionales es la propagación de un error, ya que cualquier error que no pueda ser completamente corregido genera palabras de verificación reflejando este error, con lo que puede introducir errores en los datos subsiguientes.

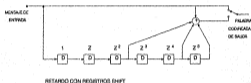


FIGURA 3-34. Codificador de código convolucional con seis bloques de retardo.

### 3.9.3.4-3 Código "CROSS INTERLEAVE".

Un código cross-interleave está compuesto de dos ó más códigos de bloque ensamblados en una estructura convolucional. Este tipo de códigos se arregla en renglones y columnas y la estructura convolucional se introduce según los bloques son separados por retardos y luego intercalados para mejorar la capacidad de corrección, tal como se ilustra en la figura 3-35. El método es bastante eficiente, ya que los síndromes de un código se pueden usar para apuntar los errores en el otro código.

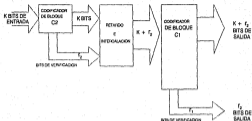


FIGURA 3-35. Codificador del código CROSS INTERLEAVE. Los síncronos del primer bloque son usados como apuntadores de error en el segundo bloque.

Si ambos códigos son correctores de un sólo error (single erasure), el código resultante es conocido como código "cross-interleave" (CIC). En el caso de los discos ópticos los códigos son Reed Solomon y el método es conocido como código "Cross-Interleave Reed-Solomon" (CIRC).

Como hemos visto, existen varios tipos de esquemas para detectar y corregir errores. La intercalación, el CRCC y CIRC se usan eficientemente en la corrección de la mayor parte de los errores encontrados en los sistemas de audio digitalizados, aun cuando son las características de la aplicación específicas las que dictan el sistema de corrección a emplear.

### 3.9.3.5 ENCUBRIMIENTO DE ERRORES.

Un sistema de detección y corrección de errores perfecto, en el cual todos los errores se pueden reemplazar con exactitud por datos redundantes ó calculados, es poco práctico debido a la alta redundancia necesaria y el costo de la circuitería para codificar y decodificar esos datos. Un esquema de protección

más eficiente balancea esas limitaciones con la probabilidad de no poder corregir errores, lo que resulta en un diseño en el cual muchos errores permanecen incorregidos. Sin embargo, un circuito ocultador de errores adicional compensa esos errores y asegura que no van a ser audibles. Para poder ocultar los errores se cuenta con técnicas como la interpolación y el silencio.

En un esquema de corrección con limitaciones, algunos errores están más allá de la habilidad del sistema para corregirlos. Podemos tener dos tipos de errores incorregibles a la salida de los circuitos de corrección: aquellos errores detectados apropiadamente pero que los circuitos no están capacitados para corregir, y otros errores que no son detectados ó son corregidos equivocadamente. Los primeros errores, detectados pero no corregidos, normalmente pueden ser ocultados con circuitos apropiadamente diseñados, pero los segundos, los no detectados ó mal corregidos, no pueden ser ocultados y en muchas ocasiones resultan en transitorios audibles, por lo que se deben mantener en un mínimo.

### 3.9.3.5-1 Interpolación.

En seguida de la desintercalación, la mayor parte de los errores se han esparcidos junto con datos válidos, así que es razonable emplear técnicas en las cuales se utilicen los datos válidos alrededor de los errores para calcular nuevos datos que reemplacen datos faltantes ó incorregidos. Esta técnica funciona bien si los errores se encuentran suficientemente dispersados y están contiguos a datos válidos. Afortunadamente, los datos digitales que contiene la música casi siempre se pueden someter a interpolación sin que esto tenga efectos audibles. Las técnicas de interpolación ocultan los errores con bastante éxito en las grabaciones digitales de audio debido a la correlación entre muestras.

En su forma más sencilla, la interpolación simplemente retiene el valor del dato previo y lo repite para encubrir la palabra faltante ó incorrecta. Esta es llamada interpolación de orden cero ó valor previo, y se ilustra en la figura 3-36 a). En la interpolación de primer orden, ó interpolación lineal, la palabra errónea se reemplaza por una palabra calculada como el valor medio de las palabras previa y subsecuente, tal como se muestra en la figura 3-36 b). En muchos sistemas digitales

de audio, se usa una interpolación combinada de cero y primer orden. Si a pesar de la intercalación ocurren dos errores consecutivos, entonces se usa interpolación de valor previo para reemplazar los errores consecutivos, pero el valor final se calcula con el valor medio del valor retenido y la palabra subsecuente. Algunas veces se usan interpolaciones de mayor orden. Una interpolación de orden  $n$  utiliza polinomios de orden  $n$  para calcular los datos sustituidos, con su correspondiente incremento en el costo del hardware, ya que el proceso se debe realizar lo suficientemente rápido para mantener la tasa de los datos.

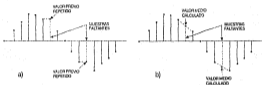


FIGURA 3-36. Métodos de interpolación para encubrimiento de errores. a) En la interpolación de orden cero se retiene el valor previo. b) En la interpolación de primer orden se calcula el valor medio.

### 3.9.3.5-2 Silencio (MUTING)

El silencio es el simple proceso de fijar en cero el valor de la palabra faltante ó incorregida. Este silencio es preferible a los sonidos impredecibles que pueden resultar al decodificar datos incorrectos. El incremento momentáneo en la distorsión producida por un silencio breve puede ser imperceptible al oído mientras que un transitorio es normalmente audible. Para ayudar a evitar la audibilidad que se produce al introducir un silencio, la circuitería debe estar diseñada para atenuar gradualmente la amplitud de la señal de salida antes del silencio total, y después reestablecer gradualmente la amplitud de la señal.

### **3.10 MODULACION.**

La modulación es la última manipulación electrónica a la que se somete una señal antes de ser almacenada. Normalmente el audio digital se considera como el almacenamiento de unos y ceros, pero estos no son grabados directamente así. En su lugar, se almacena un código modulado que representa el tren de bits. Así, se graba una forma de onda modulada, misma que después se reproduce para recuperar los datos binarios originales y después la forma de onda de audio. A los códigos de modulación los podemos describir como la escritura del audio digital.

El medio de almacenamiento digital crea un número de dificultades específicas que sólo se pueden resolver mediante las técnicas de modulación.

Durante la reproducción, la duración del periodo del bit debe ser distinguida correctamente, ya que de esto depende la exactitud en la reproducción. En circunstancias normales no sería posible distinguir entre periodos de bits cuando la señal está compuesta de una serie larga de unos ó ceros. Además, es poco eficiente almacenar directamente en el medio el código binario. Mediante la modulación, la densidad de datos codificados por unidad de longitud es mucho mayor. La modulación por pulsos codificados no es la apropiada para ser grabada directamente si consideramos las necesidades mencionadas anteriormente, así que se deben usar otras modulaciones para almacenar la señal digitalizada. Mientras que la grabación binaria está relacionada con el almacenamiento de unos y ceros del tren de bits, la señal realmente grabada puede ser bastante diferente; regularmente son transiciones de un nivel a otro en lugar de amplitudes las que representan la información en el medio.

#### **3.10.1 CODIGOS DE MODULACION.**

Se han diseñado varios códigos de modulación para codificar datos binarios de acuerdo a las propiedades del medio en donde va a ser almacenado. De ellos, sólo unos cuantos son aplicables al almacenamiento del audio digital, ya sea en

medios magnéticos u ópticos. En la figura 3-37 se muestran varios códigos aplicables a la digitalización del audio.

El código No Retorno a Cero (NRZ) es el más antiguo y la forma más simple de modulación; los unos y ceros se representan directamente como niveles alto ó bajo. La dirección de la transición al comienzo ó final de un bit indica un 1 ó un 0. En este código se presenta uno de los problemas que fomenta el uso de la modulación; no se puede sincronizar directamente una serie de unos ó ceros. En este caso, NRZ se usa sólo en los métodos de grabación digital en los que la sincronización se genera externamente. El NRZ se usa comunemente en equipos digitales como calculadoras electrónicas y equipos PCM, pero no en grabaciones en cinta magnética. Tal vez sea más apropiado referirse al NRZ como una forma de onda básica en lugar de una forma de onda modulada.

El código No Retorno a Cero Invertido (NRZI) es parecido al NRZ excepto porque sólo los unos se designan con transiciones de amplitud. De esta forma, cualquier cambio en el flujo del medio magnético indica un 1. Las transiciones ocurren sólo a la mitad del periodo de un bit. El NRZI se usa como un código de modulación intermedio en la codificación y decodificación del DISCO COMPACTO.

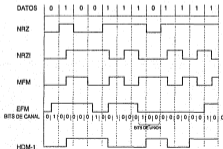


FIGURA 3-37. Ejemplos de códigos de modulación.

El código de Modulación de Frecuencia Modificada (MFM), algunas veces conocido como código Miller, ejecuta una transición de positivo a negativo ó viceversa en la mitad de cada bit que sea 1. No hay transición para los ceros, en su lugar, se ejecuta una transición al final de un bit sólo si ocurre una serie de ceros consecutivos. La sincronización se puede llevar a cabo con MFM.

En el código de Modulación de Tres Posiciones (3FM) se convierten grupos de tres bits de datos a un código de 6 bits; las reglas de conversión se muestran en la tabla 3-2. Después de la conversión, entre cada 1 y el siguiente hay por lo menos dos ceros. Sin embargo, después de estudiar las conversiones mostradas en la tabla, podemos ver que de estos valores nuestras condiciones de codificación no son completamente satisfechas. Esto es porque de acuerdo a la tabla, el quinto bit del código convertido puede ser 1 y el primer bit del siguiente código puede ser 1 también. Bajo estas condiciones, el quinto bit del código anterior y el primero del siguiente son convertidos a 0, y el sexto bit del código anterior es convertido a 1, con lo que sí cumplimos la condición de que el 1 este separado por lo menos por dos ceros. La característica esencial de este sistema es que la distancia mínima entre transiciones es 1.5 bits de datos originales. Es posible usar este sistema en donde se necesiten bits de sincronización.

DATOS	CODIGO
000	000010
001	000100
010	010000
011	010010
100	001000
101	100000
110	100010
111	100100

TABLA 3-2. Modulación de tres posiciones (3FM).

El código de modulación Ocho a Catorce (EFM) es el usado para almacenar datos en el Disco Compacto. Es un código altamente estructurado y eficiente. En

él, bloques de datos de 8 bits se trasladan a bloques de 14 bits usando una tabla de conversión, algo así como un diccionario, el cual asigna una palabra arbitraria (única e identificable de una forma similar a como se hizo en 3PM). Además, a cada bloque de 14 bits se le agregan 3 bits de unión (margin bits). Los unos en la palabra de salida son separados por lo menos por dos ceros de manera que la distancia mínima entre transiciones es de 3 bits del canal modulado (1.5 bits de datos originales). Cada 1 lógico representa una transición en el medio; por ejemplo, en un Disco Compacto cada 1 lógico está físicamente presente como un pequeño hoyo. Con EFM se gana un 25% en la densidad de datos sobre los códigos sin modular.

El código de modulación HDM-1 se usa en grabaciones digitales en cinta magnética. Sus reglas de codificación se muestran en la figura 3-38 e ilustra la cantidad de información que se puede almacenar en el código de modulación.

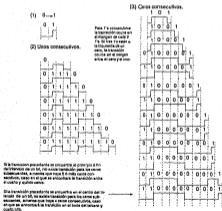


FIGURA 3-38. Reglas de codificación para la modulación HDM-1.



Después de la modulación los datos están listos para ser almacenados en el medio. En el caso de la cinta magnética, los datos se aplican a un circuito de grabación para registrarlos en la cinta. En el caso de los sistemas ópticos, como el Disco Compacto, una cinta digital previamente grabada se reproduce para fabricar un master. El código EFM resulta en pequeños hoyos ó cavidades las cuales representan unos, mientras que los espacios entre hoyos representan ceros. Las formas de onda grabadas en cinta y en el disco se muestran en la figura 3-39. Estos temas serán tratados con mayor profundidad más adelante.

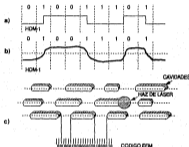


FIGURA 3-39. a) Bits de canal de la forma de onda modulada en HDM-1 que van a ser grabadas en cinta magnética. b) La señal tal como sería grabada en la cinta magnética. c) Datos modulados en EFM y que están codificados como una serie de cavidades sobre la superficie del disco.

### 3.11 DEMODULACION.

Los procesos digitales en tiempo real como el retardo y la reverberación no se someten a un procesamiento adicional después de la conversión A/D, pero en

el caso en donde la señal se almacena es necesario llevar a cabo en ella algunos procesos más para asegurar que la reproducción se va a desarrollar de una forma satisfactoria. Entre estos procesos adicionales se encuentra la modulación antes de la grabación, en consecuencia la demodulación es el primer paso en la reproducción. De esta forma mediante la demodulación se recupera la señal digital original.

Antes de pasar la señal a través del demodulador, es necesario preamplificarla ya que las señales que provienen de la cabeza de una cinta magnética ó del transductor de un disco compacto son muy pequeñas en nivel y sólo se pueden seguir procesando después de una amplificación.

La señal de audio modulada, ya sea HDM-1, EFM, MFM ó cualquier otro código, es demodulada a un código NRZ que es un código simple en el cual dos diferentes amplitudes representan la información binaria. El método para interpretar el NRZ es leer un 1 lógico cuando hay una amplitud alta y un 0 lógico cuando hay una amplitud de bajo nivel. Así es como la señal codificada ha vuelto a tomar su forma binaria original y está lista para los siguientes procesos de reproducción.

### **3.12 PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL EN LA REPRODUCCION.**

Los circuitos de procesamiento en la reproducción deben desarrollar la función inversa a la que fue sometida la señal antes de la grabación. La razón principal para hacer este procesamiento es que los circuitos deben verificar los errores ocurridos durante el almacenamiento, con este procesamiento los errores pueden ser detectados y corregidos de tal forma que se hace de la grabación digital un proceso virtualmente sin pérdida. Si la naturaleza de los errores excede la capacidad de corregir del circuito de corrección, un valor útil puede ser sustituido por un dato erróneo.

En primer lugar, los circuitos de procesamiento en la reproducción deben desintercalar los datos que fueron espaciados en el tren de bits para asegurar que un defecto en el medio de grabación no afecte a varios bits consecutivos. Con la desintercalación los datos son ensamblados apropiadamente, y los errores

causados en los bits por defectos en el medio son esparcidos a través del tren de bits donde son más fáciles de corregir ya que quedan aislados. El proceso entero de intercalación y desintercalación se describió en la sección 3.9.3.2.

Como se citó anteriormente, las inestabilidades mecánicas en la reproducción introducen un tipo de error que es conocido como "jitter" y que son corrimientos en el eje del tiempo de los pulsos que representan el tren de bits. Para solucionar este problema se usa un buffer de datos, el cual es una memoria en donde los datos son alimentados irregularmente según llegan del medio. Sin embargo, la salida del buffer es a una tasa controlada con lo que se asegura que no va a haber corrimientos en el tiempo. Con esto, se ensamblan las muestras a la misma velocidad con que fueron tomadas, garantizando la naturaleza sin pérdida del muestreo.

Mediante el uso de técnicas de redundancia, como paridad y verificación de suma, se verifican los errores en los datos. Cuando los bits de paridad ó de verificación que fueron calculados antes de la grabación no coinciden con aquellos que fueron leídos del medio, significa que hubo un error ya sea en la señal de datos de audio ó en los datos de paridad ó verificación de suma. Para aislar el error y determinar en donde ocurrió la falla se usan varios métodos. Con el uso de bits de paridad, verificación de suma ó datos redundantes los valores faltantes puedan ser determinados y sustituidos. Cuando el error es demasiado grande para ser recuperado, se emplean técnicas de compensación para encubrir el error.

Una vez que se detectaron y corrigieron los errores en el tren de bits, se vuelven a identificar y separar los bits de sincronización y las tramas individuales que fueron acomodadas bajo una cierta jerarquía.

El circuito final en el proceso de reproducción digital es el demultiplexor. El tren de bits en serie consiste en los datos originales de audio, ó por lo menos tan originales como lo haya permitido la protección de errores. Ahora hay que convertir estos datos a su forma en paralelo para que representen de nuevo los valores discretos que se crearon mediante el proceso de muestreo. El circuito demultiplexor acepta a su entrada una serie de bits y cuando una palabra completa se ha recibido,

produce a su salida todos los bits de la palabra al mismo tiempo, desarrollando esta tarea varias veces conforme los datos son aplicados a su entrada.

Después de la circuitería de procesamiento de la señal en la reproducción, la señal está lista para la conversión digital-analógica (D/A).

### **3.13 DECODIFICACION LINEAL.**

Una vez que la señal codificada digitalmente ha sido procesada, ésta se somete al proceso de decodificación. Tal operación es de nuevo una operación de recuantificación. Una característica que facilita el trabajo en la decodificación es que por cada pulso el decodificador tiene que hacer la decisión relativamente fácil de si un pulso ha sido recibido ó no, ó cual de los niveles de voltaje ha ocurrido. Supongamos que las muestras cuantificadas se hubieran procesado en lugar de los números binarios codificados para tales muestras. Entonces el cuantificador no tendría que haber decidido, en cada pulso, una simple decisión de si ó no, en cambio tendría que hacer una decisión más complicada acerca de cual de los muchos niveles posibles se ha recibido. En el ejemplo de la figura 3-18, si se hubiera procesado la señal cuantificada PAM, el cuantificador del decodificador tendría que decidir cual de los niveles del 0 al 7 fue procesado, mientras que en una señal codificada binariamente el cuantificador sólo necesita distinguir entre dos niveles posibles. La confiabilidad relativa de una decisión si ó no en un sistema codificado sobre la decisión requerida en un sistema de varios valores de una señal PAM cuantificada constituye una ventaja importante para los sistemas codificados.

El decodificador, también llamado convertidor Digital Analógico (D/A), realiza la operación inversa al codificador. La salida del decodificador es la secuencia de pulsos muestreados cuantificados de diferente nivel. De esta forma, la señal PAM cuantificada es reconstruida para luego ser filtrada y tener a la salida la señal  $m'(t)$  que es idéntica a la señal de entrada  $m(t)$  excepto por el ruido de cuantificación y los errores ocasionales que se hagan en la decisión sí ó no en el decodificador.

### **3.14 MUESTREO Y RETENCION DE SALIDA.**

La forma de onda proveniente del modulo D/A presenta transitorios debido a que la salida del convertidor tarda un cierto tiempo en establecerse en su valor correcto. Así, para poder obtener la forma de onda PAM cuantificada, es necesario pasar la señal a través de un módulo de muestreo y retención que tiene por objeto eliminar los transitorios y hacer uniforme el ancho de los pulsos de la señal PAM. Este ancho depende del tiempo de apertura del circuito de muestreo, de aquí que este módulo también sea conocido como circuito de apertura. Las características de este circuito de apertura serán estudiadas con mayor profundidad más adelante.

### **3.15 FILTRO PASOBAJAS DE SALIDA.**

En un sistema digital de audio, el primero y el último de los componentes que en él intervienen son los filtros pasobajas, y aun cuando su diseño puede ser casi idéntico, las funciones que desarrollan son completamente diferentes. Si tomamos en cuenta el criterio seguido en el teorema del muestreo de Nyquist, la función del filtro de entrada es remover todas las componentes con frecuencia mayor a la mitad de la frecuencia de muestreo para evitar distorsión por traslape entre lóbulos espectrales, mientras que la necesidad del filtro de salida se deriva de convertir la señal modulada en amplitud de pulsos (PAM) a una forma de onda continua. La figura 3-40 a) muestra la forma de onda de escalera de una señal en seguida del módulo muestreador retenedor de salida, forma que se obtiene como resultado de haber sometido la señal al proceso de muestreo. Los cambios bruscos en el nivel representan componentes de alta frecuencia que no están en la señal original. El filtro pasobajas de salida filtra esas componentes transformando la forma de escalera en una forma de onda continua sin cambios bruscos, tal como se muestra en la figura 3-40 b).

Desde otro punto de vista, el filtro sirve para remover las componentes de alta frecuencia creadas por el proceso de muestreo, ya que como se vió anteriormente, el espectro de la señal muestreada es el mismo de la señal sin muestrear pero

infinitamente repetido en intervalos múltiples de la frecuencia de muestreo.

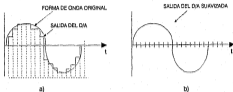


FIGURA 3-40. a) Forma de onda de escueta a la salida del decodificador. b) Forma de onda después del filtro paso-bajas de salida.

Para convertir la información muestreada de regreso a información analógica, debemos eliminar todos los espectros que fueron creados por el proceso y dejar únicamente el espectro de la señal original.

Se puede cuestionar la necesidad del filtro de salida ya que éste remueve componentes que están muy arriba del umbral de audibilidad del hombre, pero si procesamos la señal sin filtrar con sus componentes correspondientes de alta frecuencia, es posible que se produzca una modulación con algún otro equipo a través del cual pase la señal, lo que la afectaría negativamente en la banda de audio. Otros sistemas digitales pueden ser inmunes a este efecto, ya que su filtro de entrada elimina las altas frecuencias, pero osciladores en grabadoras analógicas ó transmisores podrían crear frecuencias indeseables en la banda audible.

El criterio que se debe seguir para seleccionar el filtro de salida es similar al seguido para determinar el filtro de entrada, excepto porque hay que considerar la respuesta a transitorios, ya que debe ser capaz de procesar los cambios repentinos

que se presentan en la forma de onda de la salida del convertidor D/A. Si el filtro no tiene una buena respuesta a los transitorios, éste puede crear componentes indeseables que resulten en distorsión audible.

Otra consideración que no se señala comúnmente es la posible presencia de componentes de extremada alta frecuencia (del orden de cientos de megahertz) que pueden estar contenidas en la señal de salida. Debido a la alta velocidad con que se realiza la conversión D/A, el equipo usado para el procesamiento puede causar este ruido, y las características de filtrado de la mayor parte de los equipos de audio no se extienden hasta esos valores.

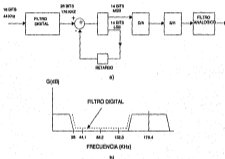


FIGURA 3-41. a) Filtro digital con sobremuestreo. b) Resultado en el dominio de la frecuencia después de pasar la señal a través de un filtro digital.

Para evitar el uso de pendiente muy pronunciada, disminuir los corrimientos de fase y mejorar la relación señal a ruido, se puede emplear un filtro digital a través del cual se pasa la señal digitalizada antes de la conversión D/A. El filtro digital consiste en aplicar una serie de retardos y algoritmos a la palabra digital para luego convertirla a analógica. El efecto producido es que se suprimen las componentes en frecuencia inmediatamente arriba de la banda de audio. Después, un filtro

pasobajas con pendiente suave elimina las componentes restantes de alta frecuencia. La figura 3-41 a) muestra este proceso y el efecto resultante en el dominio de la frecuencia se ilustra en la figura 3-41 b).

A la salida del filtro pasobajas sigue un amplificador analógico de audio, el cual sirve para adecuar el nivel de la señal y dejarla lista para ser amplificada en potencia.

Con este subsistema, se tiene el final de un sistema digitalizado de audio.

### **3.16 ARQUITECTURAS DE LOS SISTEMAS DE CONVERSION.**

Los componentes que conforman un sistema digital de audio y que ya han sido analizados teóricamente, están enfocados al esquema de conversión más común en el audio digital: el PCM lineal. Alternativamente, se disponen de otras arquitecturas de conversión que se usan dependiendo de la aplicación específica. En esta sección analizaremos algunas de estas otras técnicas que encuentran aplicación en el audio, así como el sistema PCM completo. Los métodos de punto flotante, diferenciales y modulación delta se encuentran entre estas técnicas.

#### **3.16.1 SISTEMA PCM COMPLETO.**

El sistema PCM (Pulse Code Modulation) fue inventado en 1939 por A. H. Reeves y en 1948 Shannon lo analizó y desarrolló como un sistema de modulación desde el punto de vista de teoría de comunicaciones. Hoy en día, el PCM se usa ampliamente en sistemas telefónicos y en comunicaciones vía satélite, de la misma forma que está teniendo una gran aceptación en los sistemas de audio.

La figura 3-42 muestra un diagrama de bloques de un sistema PCM completo, donde observamos que la señal se muestrea, se cuantifica, se convierte a una forma binaria y se codifica para su procesamiento. El proceso inverso produce una réplica de la señal original. La sección de entrada está compuesta por amplificadores de línea que se usan para ajustar el nivel y la impedancia de la señal, un generador de "dither" genera ruido blanco para minimizar el error de cuantificación, el filtro



pasobajas de entrada remueve las componentes con frecuencias mayores a las de Nyquist para evitar distorsión por traslape, un circuito muestreador retenedor que muestrea a una velocidad determinada valores discretos de la señal continua de entrada y retiene ese valor mientras se lleva a cabo la conversión analógico-digital y un convertidor A/D que cambia los valores muestreados a un código binario para que después se procese digitalmente la señal. Estos procesos son : modulación para facilitar el registro de la señal binaria en el medio de almacenamiento, protección contra errores por medio de adición de bits de paridad y datos redundantes y multiplexaje para convertir los datos serializados en paralelo y multicanalizar señales.

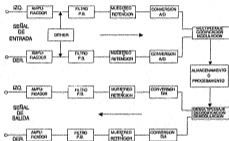


FIGURA 3-42: Diagrama de bloques de un sistema de audio PCM completo.

En la sección de reproducción se desarrollan las mismas operaciones que en la sección de conversión A/D pero en sentido inverso. Primero se detectan y corrigen los posibles errores, en seguida mediante el D/A se convierte la palabra digital en una serie de valores discretos en el tiempo, los cuales se alimentan a un circuito muestreador retenedor de salida que permite que la señal digital alcance su valor discreto correcto y elimina los transitorios causados por cambios bruscos a la salida del D/A. Finalmente la señal se pasa a través de un filtro pasobajas que

suaviza la forma de la onda escalonada de la salida del muestreador-retenedor para reconvertir la señal a su forma continua original.

### 3.16.2 PCM DE PUNTO FLOTANTE.

Un convertidor de punto flotante usa una arquitectura PCM modificada que produce una palabra digital constituida de dos diferentes partes: exponente y mantisa. Se puede considerar la parte exponencial de la palabra digital como un factor de ganancia el cual se aplica a la señal de entrada antes de la conversión con un elemento PCM normal. El diagrama de bloques de la figura 3-43 ilustra un convertidor de punto flotante.

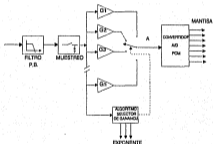


FIGURA 3-43. Diagrama de bloques de un sistema de conversión de punto flotante. La conversión se desarrolla con un convertidor PCM estándar (mantisa), y el algoritmo selector determina la ganancia de preconversión óptima (exponente).

La señal de entrada, después de ser filtrada y muestreada, se amplifica ó atenúa por una de las ganancias posibles. El algoritmo selector de ganancia elige la mayor ganancia posible (mínima atenuación) para que la señal no exceda el rango

del elemento PCM en el punto A. Aun cuando la palabra de salida del convertidor (mantisa) es un PCM estándar para el punto A, el valor verdadero de la entrada es esta palabra dividida entre la ganancia seleccionada (exponente).

Para ilustrar como funciona este tipo de convertidores de punto flotante, supongamos que el exponente es de 3 bits y la mantisa un código de 12 bits. De esta forma, los 3 bits del exponente pueden representar cualquiera de 8 valores posibles de ganancia. Aun cuando no es imperativo, las ganancias son comúnmente enteros múltiplos de decibeles, como 0, 6, 12, 18, 24, etc. Así, la palabra del exponente 011 (3 decimal) indica que la ganancia seleccionada fue 18 dB y el valor de la señal fué 1/8 del número convertido.

En un sistema PCM estándar, la señal de amplitud pequeña abarca sólo unos cuantos niveles de cuantificación, produciendo un error de cuantificación relativamente alto en relación con la señal. Los sistemas de punto flotante amplifican y atenúan esas señales con objeto de que abarquen un número mayor de niveles de cuantificación, con lo que el error se incrementa ó disminuye según la señal analógica cambia. En la mantisa, el error absoluto de cuantificación es constante, y el exponente produce en la palabra digital de la mantisa un corrimiento hacia la izquierda ó la derecha de un número de bits que depende de la ganancia seleccionada.

La figura 3-44 muestra los intervalos de cuantificación con respecto a la señal analógica de entrada. En este ejemplo una mantisa de 5 bits se combina con un exponente de 2 bits. Sin importar el valor del exponente, siempre habrá el mismo número de intervalos de cuantificación, esto es  $2^5 = 32$ , pero conforme el exponente cambia su valor, los niveles de cuantificación se encuentran menos espaciados. La principal ventaja de este sistema es que se obtiene una resolución de 7 bits usando un convertidor A/D de 5.

Una desventaja de este sistema es la modulación del ruido debida a la variación del error de cuantificación con los cambios en la señal analógica según el exponente se mueve hacia arriba ó hacia abajo. De esta forma, la relación señal a ruido del convertidor cambia continuamente, tal como se muestra en la figura

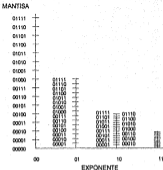


FIGURA 3-44. Niveles de cuantificación con respecto a la señal de entrada de un convertidor de punto flotante, para diferentes valores de ganancia (exponente).

3-45. En este ejemplo el exponente es de 3 bits y la mantisa de 10, lo que resulta en cambios de 6 dB en la relación señal a ruido. Otro problema que se presenta en esta arquitectura es debido a las inexactitudes en las ganancias, lo que puede ocasionar discontinuidades conforme se seleccionen los diferentes amplificadores.

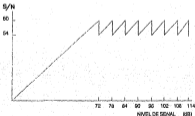


FIGURA 3-45. La relación señal a ruido varía en los convertidores de punto flotante conforme varía la potencia de ganancia (exponente).

Otra arquitectura de digitalización similar al sistema PCM de punto flotante es el convertidor de bloques de punto flotante, cuya principal ventaja es la compresión de datos. En esta técnica la señal analógica se convierte a digital usando un sistema PCM de muy alta calidad, el cual abarca la escala completa de la señal sin atenuar ó amplificar. A la palabra digital se le aplica un corrimiento y las palabras resultantes se almacenan en una memoria, en la cual una vez llena, un monitor de amplitud elige el factor más grande posible, de tal forma que seleccione la palabra más grande posible que este justo abajo de la escala completa. Los datos en la memoria se amplifican ó se atenuan digitalmente por este factor según se extraen las palabras de la memoria. Durante el proceso de lectura de la memoria, se ingresa a la memoria el siguiente grupo de datos y el máximo nivel se monitorea otra vez. Esta técnica de conversión se ilustra en la figura 3-46.



FIGURA 3-46. Convertidor de bloques de punto flotante.

Este sistema tiene la característica de que el número de bits a la salida es considerablemente más pequeño que el número de bits de la señal convertida. Así, los bits de menor orden se eliminan después de modificar por un factor la palabra digital original. El sistema es parecido al de punto flotante, excepto porque en el de bloque se usa el valor máximo posible del bloque de datos para determinar el exponente y la amplificación ó atenuación se efectúa digitalmente, lo que evita la modulación del ruido como la obtenida en PCM de punto flotante. En el convertidor de bloque, el bloque de datos se almacena ó transmite junto con un sólo exponente,

mientras que en el de punto flotante debe ser un exponente por cada palabra.

El costo de un convertidor de bloques puede ser muy alto ya que necesita un sistema de conversión de muy alta calidad antes de escalar la señal, así como una memoria digital con lógica de control. Este es el más caro de todos los sistemas de conversión, pero es el que proporciona la eficiencia más alta en cuanto a velocidad de datos.

### 3.16.3 PCM DIFERENCIAL (DPCM).

Se puede reducir el número de bits necesario en PCM para obtener una calidad determinada digitalizando la diferencia entre dos muestras vecinas de la señal analógica.

El diagrama de bloques de la figura 3-47 muestra un sistema PCM diferencial, el cual digitaliza la diferencia entre dos muestras. Después de que la señal analógica ha sido muestreada y filtrada, ésta se retarda y se resta de ella misma en el punto A. Entonces, la diferencia  $y(t)$  se cuantifica. En la decodificación, la señal codificada se reconvierte a analógica y se suma al valor previo en el punto de suma indicado por B. La señal  $y(t)$  es una serie de muestras que está relacionada a la entrada de  $x(t)$  por:

$$y(t) = x(t) - x(t-T)$$

donde  $t = nT$  y  $T$  es el período de muestreo.

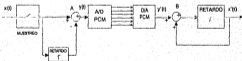


FIGURA 3-47. Diagrama de bloques de un sistema PCM diferencial.

Si ocurre un error durante la grabación digital de manera que se decodifica en el reproductor una diferencia de señal a partir de un código erróneo, el error no sólo afecta la señal reconstruida inmediatamente, sino también se extiende a las subsiguientes señales reconstruidas. Esta extensión del error se puede evitar si incorporamos un predictor al sistema PCM diferencial (figura 3-48).

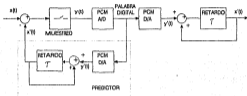


FIGURA 3-48. Diagrama de bloques de un sistema PCM diferencial con predictor.

Con la técnica predictiva, se hace una estimación del valor de la siguiente muestra basada en la muestra anterior. Se resta la señal actual del valor estimado, lo que nos da el error de predicción, el cual se cuantifica, se codifica y se graba. La señal a ser cuantificada  $y(t)$  es la diferencia entre el valor actual  $x(t)$  y el valor pasado a la salida del sistema  $x'(t-T)$ . Obsérvese que la salida  $x'(t)$  se recrea en el decodificador y el codificador de la misma información, la palabra digital, por lo que el decodificador pueda hacer la misma predicción que hizo el codificador. El sistema PCM diferencial mantiene ventajas sobre el sistema PCM sólo si la diferencia de la señal puede ser cuantificada y codificada adecuadamente al usar menos niveles de cuantificación y por lo tanto palabras de código más cortas que las requeridas cuando se usa PCM.

Al sistema PCM diferencial de dos intervalos de cuantificación se le conoce como modulación Delta y lo analizaremos en seguida.

### 3.16.4 MODULACION DELTA (DM).

El número de bits necesarios para digitalizar una señal en PCM diferencial es menor al necesitado en un sistema PCM lineal. Esta propiedad se deriva del hecho de que la digitalización se aplica al error de predicción (diferencia) entre la entrada y la estimación. La modulación Delta usa sólo 1 bit (dos intervalos de cuantificación) para digitalizar las diferencias en la señal. Es por esto que la DM es un caso particular del PCM diferencial.

La ventaja principal de este tipo de sistema, que se ilustra en la figura 3-49, es la simplicidad de su circuitería tanto en la codificación como en la decodificación, ya que es sustancialmente más simple que en el PCM. En DM no hay filtro de entrada ni muestreador, ya que estos son parte implícita de la operación del sistema. El proceso entero se puede desarrollar en un solo circuito integrado, por lo que se ha estudiado ampliamente la DM para aplicaciones de voz.

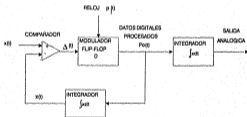


FIGURA 3-49. Codificador y decodificador de un esquema de modulación delta.

La señal de reloj provee un tren de pulsos  $P_i(t)$  que se repite con amplitud y polaridad constante. El modulador recibe estos pulsos  $p_i(t)$  así como una señal  $\Delta(t)$ . La salida del modulador  $P_o(t)$  es el tren de pulsos de entrada  $P_i(t)$  multiplicados por  $+1$  ó  $-1$  dependiendo de la polaridad, no de la magnitud de  $\Delta(t)$ . Si  $\Delta(t)$  es positivo cuando  $P_i(t)$  ocurre, la multiplicación es por  $+1$ , y si  $\Delta(t)$  es



negativa por  $-1$ .

La forma de onda  $Po(t)$  se aplica a un integrador cuya salida es designada como  $\bar{x}(t)$ , la cual es una aproximación de la señal de entrada  $x(t)$ . Las señales  $x(t)$  y  $\bar{x}(t)$  son comparadas en un amplificador diferencial cuya salida  $\Delta(t)$  está dada por  $\Delta(t) = x(t) - \bar{x}(t)$ .

La operación de este modulador puede ser vista considerando las formas de onda mostradas en la figura 3-50. En esta figura se ha elegido que  $t=0$  ocurra a la mitad de dos pulsos. Los valores iniciales de  $x(t)$  y  $\bar{x}(t)$  han sido seleccionados arbitrariamente. En el tiempo  $t_1$  ocurre que  $x(t)$  es más grande que  $\bar{x}(t)$ , por lo tanto el pulso de salida del modulador es positivo. La respuesta del integrador a este pulso es un escalón positivo. En el tiempo  $t_2$ ,  $\Delta(t) = x(t) - \bar{x}(t)$  es positivo con el resultado de que  $\bar{x}(t)$  escala positiva otra vez. La forma de onda  $\bar{x}(t)$  continúa su aproximación a  $x(t)$  en forma de escalones hasta el cuarto pulso, en cuyo tiempo  $\bar{x}(t)$  rebasa el valor de  $x(t)$ . De aquí que inmediatamente después del cuarto pulso  $\Delta(t)$  es negativo, y el siguiente pulso en la salida del modulador es de polaridad negativa.

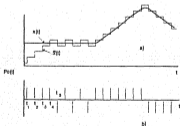


FIGURA 3-50. Formas de onda del sistema de modulación delta de la figura 3-49. a) La señal  $x(t)$  y su aproximación  $\bar{x}(t)$ . b) El tren de pulsos transmitidos.

La primera parte de  $x(t)$  ha sido indicada sin variaciones en el tiempo para que se aprecie la aproximación transitoria inicial de  $\bar{x}(t)$  a  $x(t)$  y muestre el comportamiento de  $\bar{x}(t)$  cuando  $x(t)$  no varía. La señal que se graba ó se procesa en un sistema digital es la secuencia de pulsos  $P_o(t)$ . Grabando ó transmitiendo  $P_o(t)$  no se graban en forma de código los niveles de la señal, sino más bien la información acerca de la diferencia entre la forma de onda  $x(t)$  y su aproximación  $\bar{x}(t)$ . De aquí el nombre de modulación Delta.

El cuantificador de la figura 3-49 sirve para ejecutar, en principio, las mismas funciones realizadas por el cuantificador en un sistema PCM. Es de esperarse, que si el ruido sumado a la señal en la grabación no es excesivo, el cuantificador podrá casi siempre distinguir un pulso positivo de un pulso negativo. Entonces el tren de pulsos  $P_o(t)$  está disponible en el decodificador, por lo que podemos reconstruir la forma de onda  $\bar{x}(t)$  usando un integrador como en la codificación. A la salida del integrador se usa un filtro pasobajas con el objeto de suprimir los saltos bruscos en  $\bar{x}(t)$  y así suavizar la señal.

El escalón fijo  $\bar{x}(t)$  impone sobre la modulación delta una limitación que no se encuentra en otros esquemas de modulación por pulsos y que resulta en una saturación cuando la señal cambia rápidamente. Esta saturación aparece cuando la señal a modular cambia, entre muestras, en una cantidad mayor al tamaño del escalón, de aquí que esta saturación no está determinada por la amplitud de la señal a modular, sino por su pendiente. Esta limitante se muestra en la figura 3-51. Para tratar de disminuir este efecto, son necesarias velocidades de muestreo del orden de 100 MHz, pero sin eliminarlo por completo.



FIGURA 3-51. Representación del efecto de saturación en la modulación delta. Las señales  $x(t)$  y  $x'(t)$  en a) y en b) tienen la misma amplitud, sin embargo, debido a la mayor pendiente con que se incrementa la señal en b), la aproximación  $\bar{x}(t)$  no puede seguir a  $x'(t)$ .

En la modulación delta, la relación señal a ruido está dada por:

$$\text{SNR} = \frac{0.2 f_s^{1.5}}{f \ln W^{0.5}}$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo,  $f$  la frecuencia de la señal y  $W$  el ancho de banda del sistema. De esta ecuación se observa que la eficiencia de la modulación delta es muy inferior al PCM, ya que si hacemos el equivalente a duplicar el número de bits al duplicar la velocidad de muestreo, sólo obtenemos un mejoramiento de 9 dB en la relación S/N, mientras que para un sistema PCM al duplicar el número de bits se duplica la relación S/N en dB.

En la práctica, no se puede usar la modulación delta para aplicaciones de alta fidelidad porque las velocidades de muestreo no pueden ser lo suficientemente altas, además de que una señal codificada de un sólo bit no puede seguir una forma de onda compleja como lo es el audio; la limitación en la velocidad de respuesta (slow rate) que ocasiona la saturación conduce a distorsiones transitorias. Sin embargo, la modulación delta se puede emplear en aplicaciones de voz, donde únicamente se requiere una inteligibilidad de las palabras.

### **3.16.5 MODULACION DELTA ADAPTIVA (ADM).**

En la modulación Delta, durante cualquier período de tiempo en el que los cambios de la señal  $x(t)$  son menores que el tamaño del escalón, el modulador ya no seguirá la señal y producirá a su salida un tren de pulsos positivos y negativos alternadamente. De manera parecida el modulador se saturará cuando la pendiente de la señal sea demasiado grande. Cualquiera de estas dos limitaciones puede ser remediada ajustando el tamaño del escalón de acuerdo con la señal de que se trate. Cuando los cambios en la señal son pequeños, sería deseable que el tamaño del escalón fuera reducido, mientras que para evitar la saturación por una pendiente muy grande, sería bueno que el tamaño del escalón se incrementara.

Un sistema de modulación delta que ajusta el tamaño de su escalón es conocido como modulación delta adaptativa (ADM) y se ilustra en la figura 3-52. En ella, el tamaño del escalón puede ser seleccionado dependiendo de los datos transmitidos. Una serie de varios unos ó ceros continuos indica que el integrador está en su límite de pendiente y se incrementa el tamaño del escalón por un factor  $P$ , lo que permite al integrador seguir señales con pendiente pronunciada. Por otra parte, si se tiene una serie en donde los unos y ceros están alternando, indica que no hay cambios bruscos en la pendiente de la señal y se reduce el tamaño del escalón por un factor  $Q$ . La condición para que haya estabilidad en el sistema es que  $PQ < 1$ . Para señales de voz se ha determinado que los valores óptimos son  $P = 1.5$  y  $PQ = 1$ .

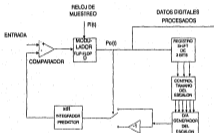


FIGURA 3-52. Codificador de un sistema de modulación delta adaptativa. Tres bits de los datos procesados se almacenan en la memoria del registro shift para controlar el algoritmo del tamaño del escalón. El convertidor D/A se usa para crear el tamaño del escalón.

El diseño del hardware es más complicado que en la DM ya que el decodificador debe estar sincronizado para reconocer apropiadamente los cambios en el tamaño del escalón. También es difícil cambiar el tamaño del escalón lo suficientemente rápido para seguir los transitorios de audio, y como a altas frecuencias y altas amplitudes se requieren grandes incrementos en el escalón, el ruido de cuantificación también se vuelve grande, con lo que se produce una

modulación del ruido. Además es difícil agregar diñter a una señal en un esquema ADM, ya que los intervalos de cuantificación cambian y una cantidad fija de diñter es ineffectiva. Por estas razones, ADM no se usa para procesar señales de música. Sin embargo, la ADM ha sido extensamente usada para aplicaciones de voz en donde no hay transiciones tan bruscas .

### **3.16.6 PCM DIFERENCIAL ADAPTIVO (ADPCM).**

Este tipo de convertidor es una forma híbrida que combina las propiedades diferenciales de la modulación delta y la representación binaria del PCM, reemplazando la decisión de 1 solo bit por una representación de varios bits. Por ejemplo, consideremos un código de 3 bits, con lo que la información del error de predicción es entonces uno de ocho niveles posibles en lugar de ser simplemente positivo ó negativo, teniendo una resolución mucho más alta en la señal. Además, la frecuencia de muestreo se debe reducir en un factor de 3 si la tasa de bits se mantiene constante.

La principal ventaja del ADPCM, es que hay más información disponible para el algoritmo de adaptación durante cada período de muestreo. Para el ejemplo anterior, la magnitud del error está disponible en cuatro rangos (más signo), a cada uno de los cuales puede ser asignado un factor de escala para cambiar adaptivamente el tamaño del escalón. Para la voz se han encontrado valores para el factor de 0.9, 1.25 y 2. De esta forma, si la decisión previa fue 101, el tamaño del escalón para la siguiente muestra sería reducido por un factor de 0.9. En contraste, si la decisión fue 111, que sugiere una limitación en la velocidad de respuesta (slew rate), el tamaño del escalón sería incrementado por un factor de 2. Se pueden usar otros factores dependiendo de la estadística de la señal de entrada.

La técnica ADPCM ha sido ampliamente evaluada para señales de voz . En términos de energía en el error de cuantificación, el ADPCM tiene una mayoría de aproximadamente 1.5 bits sobre el PCM. Sin embargo, juicios subjetivos arrojan una mejora de cerca de 2.5 bits. Un sistema ADPCM de 4 bits se juzga ser mejor que un PCM logarítmico de 6 bits, pero no que uno de 7 bits. Aun cuando el ADPCM

para señales de música no se usa, para señales de voz si tiene gran aplicación, ya que en la tasa de transmisión de bits se ahorra por lo menos un 40%.

### **3.17 CARACTERISTICAS DE ALGUNOS CIRCUITOS EMPLEADOS EN LAS CONVERSIONES A/D Y D/A.**

Hasta aquí, se han descrito los conceptos teóricos relativos a cada uno de los procesos a los cuales se somete la señal para ser digitalizada y reconvertida a su forma analógica. Ahora describiremos las características de algunos de los circuitos empleados en estos procesos.

#### **3.17.1 FILTRO PASOBAJAS DE ENTRADA.**

Como se dijo anteriormente, los filtros realizables tratan de aproximar su comportamiento al de un filtro ideal, situación que ha llevado a que se desarrollen varias teorías acerca de estas aproximaciones.

Dentro de estas aproximaciones se encuentran, entre otras, la Gaussiana, de Bessel, Buterworth, Chebyshev y Elíptica, siendo estas dos últimas las que mejor cumplen los requisitos para la digitalización del audio.

Las aproximaciones Gaussiana y de Bessel presentan banda de paso bastante plana al principio, pero va disminuyendo considerablemente la ganancia conforme la frecuencia se va acercando a la frecuencia de corte  $f_c$ , de aquí que estos filtros se aproximan bastante al ideal en su banda de paso, pero no en cuanto a la pendiente pronunciada en la banda de transición. En otras palabras, el criterio usado es minimizar la máxima desviación de la característica ideal en la banda de paso, donde la ganancia es plana. Los filtros Butterworth tienen una banda de paso plana, pero presentan una pendiente poco pronunciada y su respuesta a transitorios como los que ocurren en un programa de audio no es buena.

En las aproximaciones de Chebyshev y Elíptica, cambiamos la condición de aproximación en la banda de paso (ya que en estos filtros no es plana) por una aproximación en la banda de supresión al hacer la banda de transición pequeña.

En la figura 3-53 se muestra un filtro pasobajas Chebyshev pasivo y su curva de respuesta. Como se puede observar, en la banda de paso se presentan una serie de rizados que se tratan de mantener de igual amplitud. De ahí mismo, se puede observar que la aproximación se mejora incrementando el orden del filtro, que no es más que conectar varios filtros en cascada.

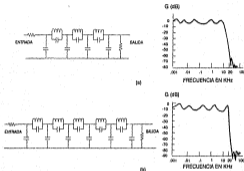


FIGURA 3-53. (a) Filtro pasivo Chebyshev y su respuesta en frecuencia. (b) Aumentando el orden del filtro se tiene una mayor atenuación y la pendiente es más pronunciada.

En la figura 3-54 se muestra un filtro Chebyshev activo de sexto orden con su respuesta en frecuencia y fase y la forma en que se incrementan la pendiente y el corrimiento en fase conforme se incrementa el orden del filtro. Los sistemas comerciales digitales usan filtros de alto orden para poder cumplir los requisitos.

Aun cuando los filtros Chebyshev se aproximan más a los ideales teniendo una banda de transición pequeña, en la banda de supresión la atenuación no es

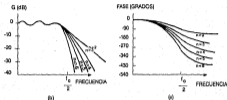
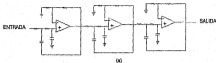


FIGURA 3-54. (a) Filtro Chebyshev de sexto orden. (b) Respuesta en frecuencia y la variación de la pendiente con el orden del filtro. (c) Corrimientos de fase según el orden del filtro.

tan grande como en la aproximación elíptica, también conocida como aproximación de Cauer.

La aproximación elíptica es la más usada en el diseño de filtros para usos generales. La figura 3-55 ilustra el comportamiento de los filtros elípticos.

Entre las ventajas que presentan los filtros elípticos se tiene que su banda de atenuación es considerablemente más plana que en las demás aproximaciones, resultando que para obtener una característica determinada se requiere un orden menor al que se necesitaría en las aproximaciones de Butterworth ó Bessel, y como a un menor orden corresponde menos circuitería del filtro, la aproximación elíptica es la que permite realizar filtros más baratos.

De lo anterior, podemos concluir que para la digitalización de las señales de audio, los filtros que mejor cumplen los requisitos en cuanto a pendiente



pronunciada, banda de supresión, banda de paso y costo, son los filtros elípticos y los de Chebyshev, mismos que actualmente son los más usados para procesar éstas señales.

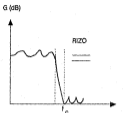


FIGURA 3-55. Respuesta en frecuencia de los filtros elípticos.

### 3.17.2 CIRCUITOS DE MUESTREO Y RETENCION.

El muestreador de entrada, convencionalmente conocido como módulo Muestreador-Retenedor (Sample and Hold) realiza dos funciones independientes: muestrea valores discretos de la señal de entrada a una velocidad determinada (velocidad de Nyquist) y retiene el valor instantáneo de esa muestra para permitir la digitalización. Estas dos funciones del módulo cambian de muestrear a retener ó viceversa al recibir la orden de una señal de control lógico como se muestra en la figura 3-56, y las dos funciones están representadas en las fases de rastrear y retener.

Durante el rastreo, la salida del módulo muestreador retenedor sigue a la entrada y este modo termina cuando el valor de la señal de control lógico cambia y el último valor que aparece en la señal de entrada es retenido. El tiempo que aparece retenido este valor es igual al tiempo que dura la señal de control lógico en el modo retener. El módulo se construye con un capacitor y un interruptor, el cual se abre en la fase de retención; el capacitor se carga con el valor analógico

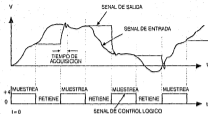


FIGURA 3-56. Formas de onda de entrada y salida de un módulo muestreador-retenedor.

que apareció en el módulo en la transición de la señal de control de muestrear a retener (figura 3-57). Cada una de estas fases puede producir su propio tipo de degradación: error en el tiempo efectivo de muestreo y cambios en los valores retenidos durante la digitalización.



FIGURA 3-57. Circuito muestreador-retenedor ideal.

Una forma de error en el tiempo se origina del hecho de que el interruptor no responde instantáneamente a la señal de control. Este tiempo, que es conocido como tiempo de apertura, se define como el retardo (tiempo de reacción) entre el tiempo en que el control lógico ordena al interruptor que abra y el tiempo en que esto realmente sucede (figura 3-58). Si este tiempo de apertura fuera constante, el efecto sería un pequeño retraso en la señal de control lógico. Sin embargo, el tiempo para abrir ó cerrar el switch es una función de la carga residual en el circuito. Para

los muestreadores requeridos en audio, la componente no lineal puede ser del orden de 5 a 100 nseg y el tiempo de apertura de 200 pseg, tiempos que son factibles si se usa un FET como interruptor.



FIGURA 3-58. Error debido al tiempo de apertura.

En las señales que varían en el tiempo, como las de audio, la señal de entrada al muestreador-retenedor cambia mientras el módulo está manteniendo un valor. Por lo tanto, el tiempo necesario para que el retenedor adquiera el nuevo valor de la señal de entrada cuando se conmuta de retener a muestrear es importante. Este es el tiempo de adquisición y depende de los circuitos empleados para hacer el muestreo y la retención. Este tiempo debe ser menor al período de muestreo, esto es, debe ser del orden de 5  $\mu$ seg.

Las inestabilidades de fase en la señal de control lógico pueden ocasionar otro tipo de error que también se presenta en los muestreadores retenedores. Los generadores de reloj analógicos, excluyendo los de cristal, son muy propensos a inestabilidades debido al mecanismo inherente que convierte el voltaje de ruido en inestabilidad de fase.

Para ilustrar este efecto, consideremos un generador de reloj hipotético formado por un generador de onda senoidal seguido por un comparador, como se muestra en la figura 3-59. Además, modelemos todas las fuentes de ruido analógico en el oscilador y el comparador como un sólo voltaje de ruido en serie con cada una de las entradas del comparador. Si examináramos microscópicamente los cruces en cero, observaríamos que hay corrientes aleatorias dependiendo del valor

del ruido en el momento en que la señal cruza el cero. Para ejemplificar el efecto y observar sus magnitudes, diremos que una señal senoidal de 1V y 50 KHz puede producir inestabilidades de 300 psseg cuando el voltaje de ruido es de 100  $\mu$ V. En comparadores y otros circuitos analógicos de banda ancha son comunes magnitudes de ruido de este valor. También circuitos integrados digitales de baja calidad pueden contener fuentes de ruido que contribuyen a inestabilidades en la fase del reloj. Para el funcionamiento de circuitos digitales son irrelevantes amplitudes de ruido de 50 mV, pero pueden afectar la pureza de la fase.

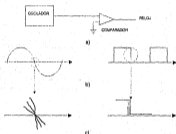


FIGURA 3-59. Ilustración del proceso mediante el cual el ruido se convierte en inestabilidades de fase. a) La salida del oscilador senoidal se limita por un comparador. b) La onda senoidal y la señal de reloj resultante. c) Vista ampliada de la región donde la señal cruza el cero y donde se observa que una pequeña cantidad de ruido puede producir cambios en la fase del reloj.

Por esta razón, los sistemas de conversión de la más alta calidad deben ser manejados con un reloj de cristal, y la pureza de la fase debe ser examinada en el muestreador de entrada y el amplificador retenedor de la salida. El reloj que tenemos por resultado a la salida es tan importante como el de la entrada, y aun cuando no es difícil lograr errores de tiempo razonablemente pequeños, estos son difíciles de medir directamente.

Estudios empíricos del umbral perceptible de inestabilidad indican necesidades mucho menos severas. Se ha calculado que menos del 5% de las personas podría escuchar inestabilidades de 35 nseg. Sin embargo estas pruebas fueron realizadas usando como material cintas magnéticas grabadas, y el factor limitante puede haber estado en el rango dinámico inherente a estas grabaciones. Por otra parte, se recomiendan especificaciones más conservadoras de 5 a 10 nseg, pero en ambos casos probablemente otras degradaciones limiten el poder detectar valores tan pequeños de inestabilidad.

En la práctica, un circuito muestreador-retenedor se compone por algo más que un interruptor y un capacitor. Se deben usar circuitos activos como amplificadores operacionales buffers para condicionar las señales de entrada y salida, la velocidad y el tiempo en el interruptor, y ayudar a prevenir fuga. Sólo unos cuantos amplificadores operacionales tienen las especificaciones requeridas de ancho de banda y tiempo de establecimiento rápido. Comúnmente se seleccionan amplificadores operacionales del tipo JFET para este propósito. De esta forma, un circuito muestreador-retenedor completo debe tener un amplificador operacional JFET de entrada para aislar el capacitor y proporcionarle la corriente de carga. El interruptor es un transistor FET el cual opera con mínima distorsión de fase y el capacitor es de la más alta calidad. Un amplificador operacional se coloca a la salida para ayudar a preservar la carga del capacitor. Un ejemplo práctico de un circuito muestreador-retenedor se muestra en la figura 3-60. El interruptor A se cierra para muestrear y después de la conversión, el interruptor B se cierra para descargar el capacitor y estar listo para otra muestra.

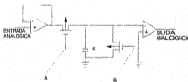


FIGURA 3-60. Un ejemplo práctico de un circuito muestreador-retenedor empleando interruptores JFET.

En el capacitor de retención se presentan otro tipo de errores: el error por caída de voltaje y el error debido a que el voltaje en el capacitor está siendo cambiado en tiempos muy pequeños.

El mecanismo de error por caída (figura 3-61), que es la variación en el voltaje retenido debido a la corriente de fuga en el capacitor, se puede mantener en un mínimo incrementando el valor del capacitor, lo que ocasiona que el valor de la muestra se mantenga constante por un tiempo mayor. Sin embargo, un valor grande en el capacitor implica que el tiempo de adquisición sea muy grande, y por lo tanto no se puede aumentar mucho el tamaño del capacitor. Se ha encontrado que capacitores de 1 nanofarad pueden satisfacer ambos requerimientos.

Por otro lado, aun los mejores capacitores exhiben fenómenos conocidos como absorción dieléctrica e histéresis. Como la energía está almacenada en el material dieléctrico, el voltaje final sufre ajustes según el dieléctrico alcanza el equilibrio, lo que ocasiona variaciones en el voltaje parecidas a los producidos por caída. Para reducir este efecto al mínimo se deben usar capacitores de la más alta calidad como los hechos de policarbonato, polietileno ó teflón como dieléctrico, ya que estos materiales pueden responder rápidamente, retener la carga y minimizar la absorción dieléctrica y la histéresis. Los capacitores mylar no son buenos y los cerámicos son inaceptables.

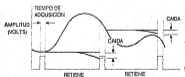


FIGURA 3-61. Dos condiciones de error en el circuito de muestreo y retención: tiempo de adquisición y error por caída de voltaje.

### 3.17.3 CONVERTIDORES D/A.

Un convertidor Digital -Analógico, como el nombre lo sugiere, es un circuito que convierte una señal digital en una señal analógica relacionada directamente al número codificado digitalmente. La señal de entrada del dominio digital puede estar en serie, paralelo ó en forma de conteo. Los convertidores D/A son más simples que los A/D, y aún más, un convertidor D/A se usa comúnmente dentro de la estructura de los convertidores A/D. Por estas razones consideraremos primero los convertidores Digital-Analógico.

Generalmente, la señal analógica a la salida se obtiene en el dominio del voltaje ó corriente. Puesto que la cantidad de entrada al convertidor es un número, la base de todas las técnicas de conversión es convertir el número a un número correspondiente de unidades de carga, corriente ó voltaje y luego sumar esas unidades en un circuito analógico. Dos tipos de sumadores analógicos son los que se usan más comúnmente en los convertidores D/A: el amplificador operacional integrador que suma cargas y el amplificador operacional seguidor de corriente que suma corrientes. Cuando la señal digital está en forma de cuenta, donde cada pulso es de igual amplitud, cada uno de estos pulsos puede ser convertido a una unidad de carga la cual es integrada en un amplificador operacional. Ahora el dato convertido se encuentra en el dominio del voltaje retenido como carga en un capacitor por lo que no permanece estable indefinidamente.

Por otra parte, la suma de corrientes produce una salida estable mientras permanezcan estables las corrientes de entrada. La pauta a seguir en un convertidor de suma de corrientes es convertir el dato, si está en serie, a una palabra digital en paralelo, generar un corriente de magnitud apropiada para cada bit que es uno, y sumar las corrientes, como se muestra en la figura 3-62.

Hay un generador de corriente para cada bit del dato de entrada, y cada bit controla a cada generador. Cuando un generador de corriente es activado por un "1" en la palabra de datos, éste genera una corriente proporcional al valor de su bit de entrada, esto es, al bit más significativo corresponderá una corriente mayor y al menos significativo una corriente menor.

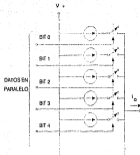


FIGURA 3-62. Convertidor digital-analógico básico.

La combinación de las corrientes generadas produce una corriente total que es proporcional al número codificado digitalmente. Esta es la configuración más usada de convertidores D/A.

El convertidor D/A mostrado en la figura anterior se usa por lo general conjuntamente con uno ó más circuitos adicionales que desarrollan otras funciones como se muestra en la figura 3-63. El registro de entrada muestrea la fuente de datos digitales con una rapidez apropiada y refiere los datos en paralelo para tener una entrada estable al convertidor D/A. Este registro tendrá diferente forma dependiendo de cómo se presenten los datos a la entrada, ya que para una cuenta digital será un contador, para datos en serie un registro de corrimiento (SHIFT) y para datos en paralelo un LATCH.

El voltaje de referencia es una fuente de voltaje usada como fuente de poder de los generadores de corriente, y en muchos diseños, la corriente de salida es proporcional al voltaje de referencia en un factor que depende del valor del bit en el dato de entrada. Para hacer la suma de corrientes, así siempre se usa un circuito seguidor de corriente con el objeto de tener un punto común donde se efectúe la



suma y convertir la corriente a un voltaje proporcional.

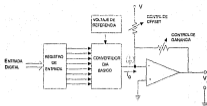


FIGURA 3-53. Convertidor digital-analógico completo.

Ahora consideraremos un número de parámetros que sirven para describir la calidad de funcionamiento de un convertidor D/A. Estos parámetros son generalmente especificados por el fabricante.

**Resolución.**- Especifica el número de bits que el convertidor puede procesar y su número correspondiente de voltajes de salida. Por ejemplo, un convertidor que puede aceptar una entrada de 10 bits se refiere como un convertidor con una resolución de 10 bits. El número posible de voltajes de salida es  $2^{10} = 1,024$ , de aquí que el cambio más pequeño posible en el voltaje de salida es  $1/1024$  de la escala total de salida. Aproximando 1,024 como 1,000, podemos describir la resolución como 1 parte en 1000, ó 0.1 por ciento. La resolución es igual al valor del bit menos significativo (LSB).

**Linealidad.**-En un convertidor D/A ideal incrementos iguales en la entrada digital deben corresponder a incrementos iguales en la salida analógica. La linealidad de un convertidor sirve como una medida de la precisión con la cual este requerimiento se satisfaca. La linealidad la podemos apreciar mejor en la gráfica 3-54. Sobre el eje vertical se indican los puntos que corresponden al voltaje analógico de salida para un convertidor de 3 bits y que se comporta como un

convertidor práctico. Si el convertidor fuera perfecto, los puntos estarían en línea recta. La linealidad de un convertidor se especifica comparando el error  $\epsilon$  con el voltaje  $\Delta$ , que es el cambio analógico de salida que corresponde al cambio digital de entrada que a su vez es el cambio en el bit menos significativo. De esta forma, si la linealidad de un convertidor comercial se especifica como  $\pm 1/2$  LSB, significa que  $|\epsilon| < 1/2 \Delta$ .

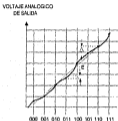


FIGURA 3-64. Medición de la linealidad en los convertidores D/A.

Ahora supongamos que para una entrada digital encontramos que  $\epsilon$  es positivo y  $\epsilon > 1/2 \Delta$  mientras que para la siguiente entrada digital  $\epsilon$  es negativo y  $|\epsilon| > 1/2 \Delta$ . En este caso el convertidor tendría una característica inaceptable de no ser MONOTÓNICO, esto es, un incremento en la entrada digital corresponde a un decremento en la salida analógica. La linealidad depende principalmente de la exactitud de los resistores.

**Exactitud.** La exactitud es una medida de la diferencia entre el voltaje analógico de salida y el voltaje que debiera tener en el caso ideal. La ausencia de linealidad contribuye a inexactitud. La mayor parte de los convertidores deben tener una exactitud de por lo menos  $\pm 1/2$  LSB.

**Tiempo de establecimiento.** La velocidad de respuesta de un convertidor D/A es el tiempo requerido para que la señal de salida se establezca dentro de  $1/2$  LSB de su valor final después de un cambio en el código de entrada. Generalmente este

tiempo está limitado por la respuesta del amplificador de salida.

**Sensibilidad térmica.** Para una determinada entrada digital, la salida analógica cambiará conforme cambie la temperatura. Los rangos de sensibilidad térmica varían desde  $\pm 50$  ppm/C en un convertidor de propósito general hasta  $\pm 1.5$  ppm/C en uno de alta calidad. La sensibilidad térmica depende de los voltajes de referencia, los resistores y el amplificador operacional.

Aun cuando existen varios tipos de convertidores D/A, aquí sólo nos referiremos a los más usados en la digitalización del audio y que son: Resistores ponderados, Escalera R-2R y por Integración.

### 3.17.3-1 Resistores Ponderados.

La forma más simple de un convertidor D/A es la de resistores ponderados, como se muestra en la figura 3-65.

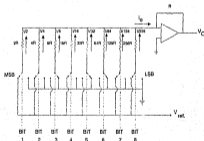


FIGURA 3-65. Convertidor D/A por resistores ponderados.

Los generadores de corriente son resistencias de precisión en serie con el voltaje de referencia  $V_{ref}$ . Los controles del generador de corriente son interruptores

analógicos de estado sólido que se manejan en respuesta a los niveles lógicos de las entradas digitales, produciendo cada uno de estos una fracción apropiada de la escala total de corriente  $I$ . Un "1" digital cierra el interruptor y contribuye con una corriente mientras que un "0" digital mantiene el interruptor abierto y no hay flujo de corriente. Un amplificador operacional suma las corrientes y las convierte a un voltaje de salida.

Llamaremos  $R$  a la resistencia necesaria para generar la escala completa de corriente  $I$ , en consecuencia:

$$I = V_R/R$$

Para que el bit más significativo (MSB) genere una corriente de  $I/2$  su resistencia debe ser  $2R$ , para producir una corriente de  $I/4$  la resistencia para el bit 2 debe ser  $4R$ , y en general la resistencia es  $2^n R$ , donde  $n$  es el número de bit, siendo 1 el MSB. La suma de las corrientes generadas  $i_0$  es:

$$i_0 = I \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \frac{b_3}{8} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right)$$

donde las  $b_n$  son los niveles lógicos de los bits (0 ó 1). La ecuación anterior puede ser escrita como:

$$i_0 = I \sum_{n=1}^n \frac{b_n}{2^n} = \frac{VR}{R} \sum_{n=1}^n \frac{b_n}{2^n}$$

Ahora bien, para un seguidor de corriente tenemos que  $V = i_0 R$ , por lo que al final tenemos:

$$V_0 = V_R \sum_{n=1}^n \frac{b_n}{2^n}$$

De esta forma, tendremos a la salida del convertidor un voltaje en función del voltaje de referencia y de los valores lógicos de los bits de la palabra de datos. Por

ejemplo, si tenemos la palabra 11010011 y  $V_{ref} = 10v$

$$V_0 = -10 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{0}{8} + \frac{1}{16} + \frac{0}{32} + \frac{0}{64} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256} \right)$$

$$V_0 = -10 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{16} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256} \right)$$

$$V_0 = 8.87 \text{ volts}$$

El valor de las resistencias depende del voltaje de referencia y de la corriente  $I$  que se desee manejar. Si consideramos que son comunes valores del orden de  $K \Omega$  para  $R$ , para convertidores de 8 bits o más requeriremos en los bits menos significativos valores del orden de  $M \Omega$ . Por lo tanto, se requiere una amplia gama de valores de resistores con tolerancias muy pequeñas, lo que limita un poco la utilidad de este circuito tan simple. Además de la limitación en la tolerancia, se requiere que la resistencia de los interruptores analógicos en sus posiciones de encendido ó apagado sean extremas.

### 3.17.3-2 Escalera R-2R.

En los convertidores por resistores ponderados se usa una amplia gama de valores de resistores. Para evitar esta limitante se diseñó un convertidor el cual únicamente usa dos valores de resistores  $R$  y  $2R$ , tal como se muestra en la figura 3-66.

Se puede encontrar la función que determina  $i_0$  considerando las fuentes de corriente de una en una. Si sólo el MSB es 1:

$$i_1 = 2V_1/2R$$

$$\text{pero } I = V_1/R$$

por lo que  $i_1 = R_1/2R = I/2$

Como el punto de suma del amplificador operacional es tierra virtual, la red que se encuentra arriba de  $N_1$  no influye, por lo que toda esta corriente se va a sumar en el amplificador operacional.

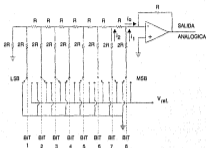


FIGURA 3-66. Convertidor D/A R-2R.

Si hiciéramos un análisis similar para el bit 2, encontraríamos que la corriente con que contribuye para ser sumada es  $I/4$ , y así encontraríamos que para el bit 3 sería  $I/8$  etc. O sea, se siguen exactamente las mismas ecuaciones que para el convertidor por resistores ponderados, y que son:

$$i_o = I \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right)$$

$$i_o = I \sum_{n=1}^n \frac{b_n}{2^n} = \frac{V_{ref}}{R} \sum_{n=1}^n \frac{b_n}{2^n}$$

y a la salida del seguidor:

$$V_0 = -V_{ref} \cdot \sum_{n=1}^8 \frac{8n}{2^n}$$

Este tipo de convertidores es más usado ya que como se vio, únicamente requiere dos tipos de resistores y se puede obtener estabilidad.

### 3.17.3-3 Convertidor por Integración.

El convertidor por integración de doble pendiente, como se verá más adelante, tiene un funcionamiento similar al convertidor A/D por integración. En este tipo de convertidor la exactitud no depende de la precisión de resistores y se puede obtener una gran exactitud en el voltaje de salida si las corrientes internas de referencia se regulan cuidadosamente. Un integrador de doble pendiente puede aceptar una palabra de entrada de 16 bits dividiéndola en dos de 8 bits, la más significativa y la menos significativa. Un amplificador integrado de salida recibe las dos fuentes de corriente por intervalos de tiempo y presenta a la salida un voltaje analógico proporcional a las rampas integradas. Este convertidor D/A es fácilmente producido en un circuito integrado, y actualmente se usa en muchos sistemas digitalizados. (Figura 3-67)

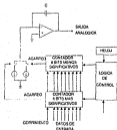


FIGURA 3-67. Convertidor D/A por Integración de doble pendiente.

### 3.17.4 CONVERTIDORES ANALÓGICO - DIGITALES (A/D).

Como se dijo anteriormente, un convertidor A/D realiza las funciones de cuantificador y codificador, esto es, determina cual es el valor de cuantificación más cercano al cual se encuentra la forma de onda analógica y produce a la salida un número binario especificando ese nivel, completando esta tarea en 20 microsegundos ó menos. El convertidor A/D es el componente más costoso y crítico en todo el proceso de digitalización. Afortunadamente hay varios tipos de circuitos que pueden realizar esta función, aunque dos aproximaciones son las que prevalecen. Se puede comparar el voltaje analógico de entrada con un voltaje de referencia variable dentro de un bucle de realimentación para determinar la palabra digital de salida, ó se puede disminuir el voltaje de entrada y el tiempo que tarda en llegar a cero se registra con un contador el cual genera una palabra digital a la salida.

El método de aproximaciones sucesivas y el comparador en paralelo son ejemplos del primero y los métodos por integración son ejemplos del segundo.

El convertidor A/D debe completar una conversión cada vez que aparece una muestra, por ejemplo, 48,000 conversiones por segundo en un sistema comercial de audio digitalizado. Aún más, la palabra digital que produce debe ser una representación exacta del voltaje de entrada. En un sistema de 16 bits, cada uno de los 65,536 incrementos debe estar adecuadamente espaciado a través del rango de amplitud de manera que aun los bits menos significativos en la palabra resultante tengan significado. De esta forma, velocidad y exactitud son necesidades clave para cualquier convertidor A/D.

Al igual que en los convertidores D/A, describiremos los parámetros que definen la calidad de un convertidor A/D.

**Tiempo de conversión.**- Es el tiempo que tarda el convertidor en producir cada palabra digital. Este tiempo debe estar dentro del período de muestreo. Algunas veces resulta difícil realizar conversiones exactas de muestra a muestra debido a errores por el tiempo de estabilización; el resultado de completar una conversión



puede influir en la siguiente. Si la entrada de un convertidor se mueve desde un voltaje A a B, y más tarde de B a C, la salida digital resultante para B puede ser diferente debido a la inhabilidad del dispositivo para establecerse apropiadamente en preparación para la siguiente muestra. Obviamente, los errores dinámicos son más severos con velocidades de conversión más altas. En la práctica, se pueden desarrollar las velocidades requeridas para la digitalización del audio en alta fidelidad. De hecho, algunos convertidores procesan simultáneamente dos formas de onda, alternando entre los canales izquierdo y derecho, sin embargo, el costo es siempre mayor para convertidores con tiempo de conversión rápidos. Los valores más comunes varían desde 50  $\mu$ seg para unidades de velocidad media hasta 50 nseg para convertidores de muy alta velocidad.

**Exactitud.** - La exactitud define la desviación entre la salida del convertidor y una salida ideal del mismo, e incluye los errores que se presentan en el proceso tales como error de cuantificación, ruido debido a la fuente de voltaje de referencia, etc. La exactitud se ilustra en la figura 3-68.

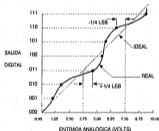


FIGURA 3-68. Las especificación de exactitud en un convertidor analógico-digital.

En esta figura podemos observar la desviación entre un convertidor ideal y uno realizable. A la exactitud también se le conoce como linealidad, ya que la gráfica

de la salida del convertidor contra la entrada, en el caso ideal, debe ser una recta.

La linealidad es un factor muy importante en todo convertidor A/D. Un convertidor de  $n$  bits no es realmente un convertidor de  $n$  bits a menos que se garantice una exactitud ó linealidad de  $\pm 1/2$  LSB. El convertidor de la figura 3-68 tiene una exactitud de  $\pm 1/4$  LSB. Normalmente la exactitud se expresa en términos de  $1/2$  LSB. Son comunes valores de  $\pm 0.02\%$  de la escala completa, sin embargo, convertidores de alta calidad pueden proporcionar exactitudes del  $0.001\%$  de la escala total.

Estabilidad.- La exactitud de un convertidor es generalmente dependiente de la temperatura, por eso es importante que el convertidor opere dentro del límite de temperatura que el fabricante especifica.

Existen varios tipos de circuitos conversores A/D apropiados para varias aplicaciones. Para la digitalización del audio, la necesidad de rapidez y exactitud limitan la elección a unos cuantos tipos. Estos son: comparador en paralelo, por aproximaciones sucesivas e integración por doble pendiente.

### 3.17.4-1 Convertidor A/D Comparador.

El convertidor comparador es un dispositivo con dos entradas (una señal de entrada y una señal de referencia) y una sola salida. Está compuesto por comparadores de voltaje que comparan el voltaje de la señal de entrada con un voltaje de referencia, que representa cada uno de los niveles de cuantificación. Cuando la señal de entrada es menor al voltaje de referencia la salida del comparador es un 0 lógico. Un convertidor con  $n$  bits de salida necesita  $2^n - 1$  comparadores. Para el sistema de 3 bits de la figura 3-69 se usan 7 comparadores  $C_1$  a  $C_7$ .

Si el voltaje analógico está en el rango de  $0$  a  $1/14 V_0$ , todas las salidas de los comparadores estarán en 0, esto es,  $C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 = 0000000$ . Si  $V_A$  está en el rango de  $1/14 V_0$  a  $3/14 V_0$ , entonces  $C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 = 1000000$  etc...Las

salidas de estos comparadores serán transferidas a las salidas de los 7 flip-flops del registro cuando ocurra el pulso del reloj, y finalmente, las salidas del registro entran a un decodificador, el cual convierte la salida en un código binario de 3 bits.

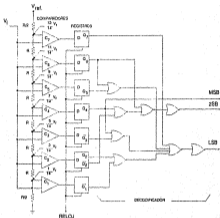


FIGURA 3-69. Convertidor A/D comparador.

El convertidor A/D comparador es capaz de manejar una velocidad muy alta ya que el proceso entero de conversión ocurre simultáneamente en lugar de secuencialmente, o sea, inmediatamente a la presentación del voltaje analógico de entrada y después de un pequeño retraso en los comparadores se dispone de la representación digital del valor analógico.

Los convertidores del tipo comparador tienen el inconveniente de que el hardware requerido se duplica para cada bit adicional. De esta forma, mientras que

un convertidor de 3 bits necesita 7 comparadores y 7 flip-flops, un convertidor de 4 bits necesitará 15 comparadores y el correspondiente incremento en las compuertas del decodificador. Para evitar este crecimiento en hardware, aunque sacrificando la velocidad de operación, es posible conectar este tipo de convertidores en cascada. Por ejemplo, si conectamos en cascada 2 convertidores de 3 bits (figura 3-70) requerimos de  $2(2^3-1) = 14$  comparadores en lugar de  $2^6-1 = 63$  comparadores, que serían los necesarios si se diseñara con la configuración anterior.

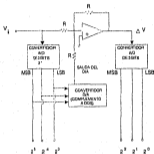


FIGURA 3-70. Convertidor A/D de 6 bits compuesto de dos convertidores comparadores de 3 bits.

### 3.17.4-2 Convertidor A/D por Aproximaciones Sucesivas.

El diseño más usado para la digitalización del audio es el convertidor con registro de aproximaciones sucesivas (SAR), tal como el ilustrado en la figura 3-71. Este convertidor emplea un convertidor digital-analógico en un bucle de realimentación, un comparador y una sección de control. En esencia, este convertidor compara la señal analógica de entrada con una palabra digital interna convertida en analógica, hasta que las dos sean iguales dentro de una resolución dada.

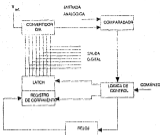


FIGURA 3-71. Diagrama de bloques de un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.

Por ejemplo, supongamos una entrada analógica de 6.92 volts y un convertidor A/D de 8 bits. Las operaciones por las cuales el SAR pasa se muestran en la figura 3-72. El bit más significativo en el SAR se fija como 1 y todos los demás en 0, así se aplica la palabra 10000000 al convertidor D/A interno. Esta palabra establece a la salida del D/A un valor de 5 volts. Como el voltaje de entrada analógico es mayor que la salida del convertidor D/A, la salida del comparador permanece en un nivel alto; el bit uno se almacena como un 1 lógico y el siguiente bit más significativo se fija en 1, de manera que ahora se aplica la palabra 11000000 al convertidor D/A, teniéndose a la salida de éste un voltaje de 7.5 volts. Este valor es más grande que la entrada analógica, por lo que este bit se regresa a 0 y se almacena. El tercer bit se fija en 1 y la palabra 10100000 se aplica al D/A, el cual produce a su salida 6.25 volts, valor menor a la entrada analógica, por lo que el tercer bit permanece en alto. El proceso continúa hasta que el bit menos significativo es almacenado y los 6.92 volts quedan representados por la palabra 10110001.

El método de aproximaciones sucesivas necesita 'n' conversiones D/A por cada conversión A/D (n es el número de bits a la salida), lo que implica que se requieran n pulsos de reloj para llevar a cabo una conversión, velocidad

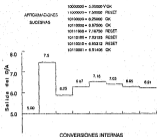


FIGURA 3-72. Pasos intermedios en una conversión de aproximaciones sucesivas.

relativamente alta que se obtiene a un costo no muy grande. Por esta razón, los convertidores SAR han tenido buena aceptación en los sistemas de audio digitalizados.

### 3.17.4-3 Convertidor A/D por Integración de Doble Pendiente.

Otro método de conversión A/D que no presenta realimentación y que también se llega a usar en circuitos de audio es por integración de doble pendiente. En un convertidor de una sola pendiente, como se muestra en el diagrama de bloques de

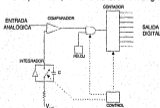


FIGURA 3-73. Convertidor A/D por integración de pendiente sencilla.

En la figura 3-73, un voltaje de referencia se integra como una función rampa y el tiempo que tarda en ser igual al voltaje de entrada es medido por un contador de alta velocidad; la salida del contador es una palabra digital que representa un valor analógico. Para una conversión de 16 bits en 10 microsegundos, el reloj tendría que oscilar a una frecuencia de 8 gigahertz, lo cual es demasiado para circuitos digitales convencionales.

En los diseños de doble pendiente, se modifica el método de integración mediante el uso de dos contadores cada uno de 8 bits. La frecuencia del reloj tendrá que ser de 50 Megahertz, valor bastante común entre los osciladores. En la figura 3-74 se muestra un convertidor de doble pendiente, donde se observa que se pueden conmutar dos fuentes de corriente hacia el integrador.

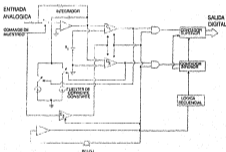


FIGURA 3-74. Convertidor A/D por integración de doble pendiente.

Las dos pendientes, una muy pronunciada y la otra no, son medidas en el tiempo por contadores digitales que producen la palabra digital de salida. El primer generador de corriente se conmuta para formar la pendiente pronunciada y el tiempo que tarda en llegar a  $V_1$  se registra por el primer contador; un período de conteo equivale a 256 períodos del segundo contador. En seguida se conmuta

1/256 de la primera fuente de corriente para formar la segunda pendiente, que no es tan pronunciada y que de la misma forma que la primera, el segundo contador registra el tiempo que tarda en llegar a 0. Las pendientes que se generan en el integrador se muestran en la figura 3-75.

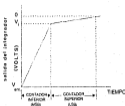


FIGURA 3-75. Pendientes en un convertidor A/D por integración de doble pendiente.

Los 8 bits más significativos se unen con los 8 bits menos significativos para formar una palabra de 16 bits a la salida del convertidor. La linealidad de este tipo de circuitos depende en gran medida de la pérdida dieléctrica en el capacitor. Los convertidores que usan contadores son los más lentos, ya que requieren  $2^n$  ciclos de reloj para hacer la conversión. Este método de conversión ha sido desarrollado en un solo circuito integrado y se usa en algunos sistemas digitales de audio donde la rapidez no es muy necesaria.

Resumiendo, un convertidor A/D comparador recibe la señal analógica de entrada y la compara con los diferentes niveles de cuantificación para que en seguida y mediante un decodificador establezca casi inmediatamente la palabra digital apropiada para el valor analógico de entrada. El registro de aproximaciones sucesivas usa un convertidor D/A en un bucle; genera una palabra digital y compara el resultado analógico con la señal original de entrada, luego hace correcciones a sus aproximaciones hasta que detecta la palabra apropiada y la genera como salida. Los convertidores A/D por integración usan circuitos secuenciales, un capacitor almacena un voltaje y un circuito hace un conteo conforme el voltaje es integrado como una rampa. El número de conteos en ese tiempo se convierte en la palabra



digital de salida. Cualquier método que sea usado, el propósito de digitalizar la señal analógica ha sido desarrollado.

Como se mencionó anteriormente, para los sistemas digitalizados en donde el procesamiento se hace en tiempo real como retardo ó reverberación, la señal está lista para procesarse ya sea por software ó por algún hardware dedicado. En el caso de sistemas de grabación digital, es necesario hacer un procesamiento adicional para preparar la señal para el medio de almacenamiento.

### **3.17.5 MUESTREADOR-RETENEDOR DE SALIDA**

A la salida de los convertidores D/A casi siempre se cuenta con un módulo muestreador retenedor, el cual es esencialmente idéntico al de entrada, pero que desarrolla funciones totalmente diferentes. El muestreador retenedor de salida, a diferencia del de entrada, no muestrea una señal analógica continua, sino que lo hace a la señal que proviene del convertidor D/A, principalmente para remover las irregularidades que se generan en la transición de un voltaje al siguiente. Al circuito muestreador retenedor de salida también se le conoce como circuito de apertura.

La mayor parte de los convertidores D/A pueden generar diversos tipos de señales erróneas, las cuales son superimpuestas al voltaje analógico de salida. Los datos digitales de entrada al convertidor D/A necesitan de un cierto tiempo para estabilizarse, esto es, que todos los bits encuentren su valor apropiado. Durante este período, el voltaje de salida del D/A puede mostrar esa inestabilidad en forma de variaciones de voltaje. Un convertidor D/A cuidadosamente diseñado puede minimizar este problema pasando la entrada a través de un registro LATCH, o sea, sosteniendo los datos temporalmente antes de presentarlos al convertidor y con esto permitirles que se estabilicen. Sin embargo, todos los D/A producen otro tipo de salida errónea; cuando un D/A se conmuta de un voltaje de salida a otro, ocurren variaciones de voltaje que se manifiestan como transitorios cada vez que hay un cambio de nivel en la salida del convertidor.

Aun los D/A más rápidos presentan transitorios. Si esos voltajes indeseables se procesaran en los pasos subsecuentes, en la salida del sistema digitalizado se

manifestarían como distorsión.

Un circuito muestreador-retenedor de salida se usa para eliminar esta posibilidad. El muestreador-retenedor de salida recibe un voltaje del convertidor D/A sólo cuando éste ha alcanzado una condición de salida estable. Ese voltaje correcto es retenido por el circuito muestreador-retenedor mientras la salida del convertidor D/A cambia de valor. La operación de un circuito muestreador retenedor se muestra en la figura 3-76.

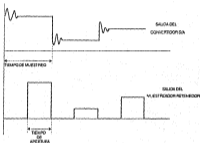


FIGURA 3-76. Se usa un circuito muestreador-retenedor para eliminar los transitorios presentes a la salida del convertidor D/A.

El circuito muestreador-retenedor se puede diseñar de una forma similar a la usada en el muestreador-retenedor de entrada. En algunas especificaciones como en el error por caída de voltaje, el muestreador-retenedor de salida puede ser menos preciso, cualquier caída resultaría solamente en un corrimiento por una componente de DC a la salida, la cual puede ser fácilmente removida.

Aun cuando el muestreador-retenedor de salida se usa para evitar la introducción de componentes erróneas y distorsiones provenientes del D/A, él puede crear sus propias fuentes de distorsión. Un circuito muestreador-retenedor

produce a su salida un valor estable mientras se encuentra en el modo de retención. Sin embargo, cuando se conmuta al modo de muestreo (ó adquisición), una transición lenta introduciría valores intermedios incorrectos a la forma de onda de salida. Este problema no aparece en el muestreador retenedor de entrada, ya que el convertidor A/D completa la digitalización durante el modo de retención e ignora el modo de transición. Sin embargo, el muestreador retenedor de salida está siempre conectado a la salida del sistema y cualquier error en la transición aparece a la salida. Para solucionar este problema, el circuito de muestreo y retención se debe conmutar del modo de retener a rastrear tan rápido como sea posible. Mientras en teoría esto podría minimizar en gran medida la posibilidad de distorsión causada por las transiciones, en la práctica es difícil obtener la rapidez de variación del voltaje lo suficientemente alta, que se ha calculado debe ser de 5000 V/microsegundo.

Para tratar de obtener esta rapidez, se le ha hecho una modificación al circuito muestreador-retenedor básico, que consiste en introducir un cambio exponencial en la amplitud de un intervalo de cuantificación al siguiente, lo cual crea una señal no lineal. En la figura 3-77 se muestra la salida de un circuito integrador-retenedor, en donde se puede observar que la transición de muestra a muestra tiene la forma de una curva exponencial. A menudo se usa un circuito muestreador-retenedor que integra la diferencia entre el valor actual y el siguiente, lo que resulta en una transición exponencial.



FIGURA 3-77. Un circuito integrador-retenedor hace que la variación de nivel sea exponencial.

Resumiendo, el muestreador-retenedor de salida remueve los transitorios de la salida del convertidor D/A. Una función de integración se usa comúnmente para

evitar introducir su propio tipo de distorsión y se fija el tiempo de retención en menos de un periodo de muestreo para minimizar el error de apertura. A la salida del circuito muestreador retenedor de salida, la señal analógica en forma de escalera está lista para el filtrado, paso final para la recuperación de la señal original.

### **3.17.6 FILTRO PASOBAJAS DE SALIDA**

Los criterios de diseño para el filtro pasobajas de salida son similares a los seguidos en el filtro de entrada. Las bandas de paso y supresión deben ser planas, la banda de supresión muy atenuada y la pendiente de la línea que une ambas bandas debe ser muy pronunciada. Se pueden emplear las mismas aproximaciones elíptica y de Butterworth para desarrollar este filtro.

Como se mencionó anteriormente, se puede emplear un filtro digital después del muestreador retenedor de salida para evitar que el filtro analógico requiera de una gran pendiente, además de que esto reduce los corrimientos de fase y mejora la relación señal a ruido.

Se puede emplear un filtro digital transversal en la señal digitalizada antes de la conversión D/A, en lugar de suprimir las componentes de alta frecuencia después de que la señal se ha convertido a analógica. Un filtro transversal consiste de una serie de líneas de retardo y circuitos de multiplicación; su efecto es suprimir el espectro de frecuencias arriba de la banda de audio. Después se emplea un filtro pasobajas de pendiente suave para remover las componentes remanentes de alta frecuencia.

En la figura 3-78 se muestra el diseño de un filtro transversal. En él, se usan retardos, multiplicadores y una suma para llevar a cabo el filtrado por sobremuestreo. Cada línea de retardo es igual a un periodo de muestreo y los multiplicadores usan coeficientes de 12 bits, cada uno de ellos diferentes. Cada palabra de 16 bits se multiplica cuatro veces con diferentes coeficientes antes de que se pase al siguiente retardo. El producto de cada multiplicación es de 28 bits. Cuando esos productos se suman, se obtiene un promedio de un gran número de de muestras. El resultado es la multiplicación de la frecuencia de muestreo y en

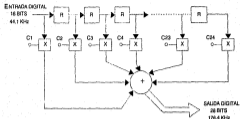


Figura 3-78. Filtro digital transversal de 24 elementos.

consecuencia la supresión de componentes arriba de la frecuencia de muestreo original. Por ejemplo, si la frecuencia de muestreo se multiplicara por cuatro, el sobremuestreo se extendería de 44.1 KHz a 176.4 KHz. El efecto total es la supresión de frecuencias entre 20 KHz y 156.4 KHz (figura 3-41). Un beneficio importante del sobremuestreo es la disminución del ruido de cuantificación. Por ejemplo, cuando una señal se muestrea con una frecuencia de muestreo cuatro veces mayor, la densidad del ruido se reduce una cuarta parte en la banda de audio, teniendo una mejora de 6 dB en la relación S/N.

Para minimizar todavía más el ruido en la banda de audio y en consecuencia aumentar más la relación S/N, se emplea un circuito modelador de ruido, tal como el mostrado en la figura 3-79. Las palabras de 28 bits que provienen del filtro transversal se redondean para crear palabras con los 14 bits más significativos. Los 14 bits menos significativos se retardan un período de muestreo y se restan de la siguiente palabra de datos. El resultado es un incremento de 7 dB en la relación S/N en la banda de audio.

El sobremuestreo permite al modelador de ruido transferir la información en los bits 15 avo. y 16 avo. de la señal de 16 bits a una salida de 14 bits, sin que haya pérdida en la información. Esto permite el uso de un convertidor D/A de 14 bits para procesar una señal de 16 bits.

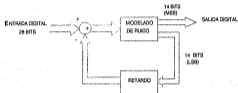


Figura 3-79. Circuito modelador de ruido.

Finalmente se usa un filtro pasobajas analógico de orden menor, con corrimientos de fase pequeños, para remover las componentes que aún permanecen alrededor de los 176.4 KHz. Por ejemplo, se puede emplear un filtro Bessel de 3er. orden con atenuación de -3 dB a 30 KHz.

La principal ventaja del filtrado digital es el evitar los grandes corrimientos de fase causados por los filtros con pendiente pronunciada, especialmente a altas frecuencias. Como hemos visto, una ventaja adicional del sobremuestreo y el modelado de ruido es el mejoramiento de la relación S/N. El sobremuestreo aumenta en 6 dB la relación S/N y el modelado de ruido en otros 7 dB. De esta forma, un convertidor de 14 bits con sobremuestreo y modelado de ruido, proporciona una relación S/N comparable a la de un convertidor de 16 bits y un filtro con pendiente pronunciada. Las técnicas de filtrado digital tienen aplicación en productos profesionales y comerciales.

## **CAPITULO IV.**

### **PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES DE AUDIO DIGITALIZADAS.**

## 4.1 INTRODUCCION

Una vez que se ha trasladado la señal del dominio analógico al dominio digital, de que se le han agregado bits redundantes para protección de errores y se ha pasado por el proceso de modulación, ésta se encuentra lista para ser almacenada ó procesada. En este capítulo analizaremos en sus diferentes variantes las dos formas más usadas para almacenar y reproducir las señales de audio digitalizadas, que son la cinta magnética y el disco digital, así como las características y principios de funcionamiento de estos medios de almacenamiento. También se estudiarán otros procesos que tradicionalmente estaban limitados al campo analógico, pero ahora con las nuevas técnicas se pueden realizar digitalmente. Estos procesos son: edición, mezclado, reverberación, retardo y coros .

## 4.2 GRABACION EN CINTA MAGNETICA.

La grabación en cinta magnética ha sido el soporte principal del almacenamiento de las señales de audio analógicas por más de 40 años. Su habilidad para escribir, leer y borrar, la ha hecho única entre los diferentes medios de almacenamiento. Con la llegada y proliferación de las computadoras digitales y el uso de medios magnéticos para almacenar datos, resultó lógico para el audio digital ser almacenado magnéticamente usando técnicas iniciadas por la industria de la computación, por lo que ahora es el principal medio de almacenamiento digital, ya que aun para la elaboración de discos digitales las señales son primero grabadas en cinta.

En primer lugar, describiremos los principios de operación de la grabación en cinta magnética y en seguida los dos diferentes esquemas de grabación y reproducción: cabeza estacionaria y cabeza giratoria.

### **Ancho de Banda de la Grabación.**

El ancho de banda de un dispositivo mide el rango de frecuencias que es capaz de manejar con una pérdida en la amplitud de no más de 3 dB. Para una



grabadora analógica de cinta, un ancho de banda de 20 KHz (0 a 20 KHz) sería el adecuado, ya que las frecuencias de la banda de audio son grabadas directamente sobre la cinta, ayudadas por una señal de polarización de alta frecuencia. Sin embargo, una grabadora digital de cinta requiere un ancho de banda mucho mayor. Específicamente, una señal de 20 KHz requiere una frecuencia de muestreo de aproximadamente 45 KHz, y si consideramos un sistema con 16 bits de cuantificación, entonces necesitamos procesar 720 Kilobits por segundo. Si además agregamos los bits de sincronización y protección de errores, la frecuencia más alta puede llegar a ser de entre 1 y 2 MHz. Después de la modulación, la frecuencia necesaria para representar las transiciones se puede reducir a 500 KHz. Así, el ancho de banda requerido para una grabación digital en cinta magnética es de 0.5 MHz (0 a 500 KHz) que es aproximadamente 25 veces el ancho de banda requerido en una grabadora analógica.

### La Cinta Magnética.

Una cinta magnética está compuesta de una base plástica como el polyester cubierta con una capa delgada de un material magnético como el óxido férrico gama ( $Fe_2O_3$ ). El óxido férrico gama está compuesto por una agrupación de partículas las cuales tienen forma de aguja, de 250 a 650 micras de largo y de 75 a 100 micras de diámetro. Cada partícula puede ser vista como un imán, con polos norte y sur colocados a lo largo de la cinta, tal como se ilustra en la figura 4-1.

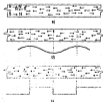


FIGURA 4-1. a) Los polos norte y sur de las partículas magnéticas están orientados aleatoriamente antes de la grabación. b) La grabación analógica almacena los cambios de amplitud a través de la variación de la alineación relativa de las partículas. c) En las grabaciones digitales, los cambios en la orientación del flujo de N a S ó S a N representan la palabra digital. (grabación por saturación)

Para grabar la información, un campo magnético externo producido por una cabeza de grabación invierte la polaridad de las partículas a lo largo de la cinta. En las grabaciones analógicas la alineación relativa de las partículas representa la intensidad de la señal grabada con lo que se puede almacenar una amplitud analógica variando continuamente. En el caso digital, se emplea una grabación por saturación en la cual una región completa de partículas se orienta primero al polo norte si se trata de un 0 ó primero al polo sur si se trata de un 1. Arbitrariamente, un cambio en el polo de norte a sur puede ser un "1" digital, mientras que un cambio de sur a norte sería un "0" digital. Durante la reproducción, se pasa el medio magnético con sus regiones orientadas en diferente forma ante la cabeza de reproducción, la cual detecta los cambios en la orientación, como se ilustra en la figura 4-2.



FIGURA 4-2. Grabación y reproducción digital en cinta magnética.

La grabación magnética digital difiere en muchos aspectos de la analógica. El espesor de la base para las cintas analógicas es generalmente de 1.15 a 1.45 mil (1 mil es un milésimo de pulgada), mientras que para las grabaciones digitales este valor es del orden de 0.80 a 0.88 mil, ya que se necesita una cinta más flexible para tener un contacto más preciso entre la cabeza y la cinta. Para las grabaciones analógicas la fuerza magnética entre partículas es de 300 a 400 Oersted. Con

grabaciones digitales, la densidad lineal, o sea el número de bits que se pueden grabar linealmente en la cinta en Kbit (Kilobits por pulgada), es uno de los principales obstáculos a vencer. En las grabaciones analógicas se requiere una densidad lineal equivalente a 1.3 Kbit (si consideramos una señal de 20 KHz y una velocidad de la cinta de 15 pulgadas por segundo), sin embargo, con una señal digital (una frecuencia de muestreo de 48 KHz, 16 bits por muestra y 15 pps) la densidad requerida es de 50 Kbit. Para poder tener estas densidades, se escoge un tipo de partículas con mayor energía magnética para acomodar una mayor densidad de datos. Comúnmente se usa el cobalto para modificar la fuerza magnética de las partículas del óxido férrico hasta niveles de 700 a 1000 Oerstedts.

Se emplean varios métodos para desarrollar las grabaciones magnéticas, los cuales dependen de la posición de las partículas para representar las transiciones. De estos métodos el longitudinal, el perpendicular y el isotrópico son los más usados.

En la grabación longitudinal (figura 4-3) las partículas se encuentran a lo largo de la cinta una en seguida de otra y los cambios de valor en la señal se registran con transiciones N-S y S-N. Este tipo de grabación no acepta altas densidades de datos, ya que para poder almacenarlos se requiere que las partículas se encuentren demasiado cerca entre ellas, lo que provoca una autodesmagnetización que influye en la amplitud de la señal. Para poder obtener el ancho de banda requerido se puede aumentar la velocidad de la cinta, resultando en un alto consumo de cinta y en tiempos de grabación breves.

Para disminuir el consumo de cinta, con frecuencia se emplean grabaciones en varias pistas, esto es, los datos digitales de un canal de audio pueden ser escritos en múltiples pistas en la cinta para obtener altas densidades por área. Mientras mayor sea el número de pistas mayor será la densidad del área de grabación en  $\text{Kbit}^2$ . Sin embargo, el problema de defectos en la cinta se vuelve más grande con pistas angostas, haciendo que los sistemas de detección y corrección de errores sean más sofisticados.



FIGURA 4-3. En la grabación longitudinal, las partículas magnéticas se colocan a lo largo de la cinta una en seguida de otra con transiciones N-S y S-N.

Se han desarrollado mejoras tanto en la cinta como en los mecanismos de grabación y reproducción para poder incrementar la densidad lineal y por área. Por ejemplo las cabezas, que se construyen con las mismas técnicas fotolitográficas empleadas en la elaboración de circuitos integrados híbridos, lo que las hace muy precisas y mantiene la interferencia entre pistas (diafonía) en niveles muy bajos. A pesar de las mejoras que se le pudieran hacer a la técnica, siempre estará limitada por el número de partículas que se puedan acomodar a lo largo de la cubierta magnética de la cinta. Cada partícula debe tener una forma cilíndrica con su longitud mucho más grande que su grueso, ya que de no ser así, la autodesmagnetización reduce la fuerza de las partículas al neutralizar un polo el otro, tal como se observa en la figura 4-4, donde se puede ver que la amplitud de la señal de salida se reduce conforme se aumenta la densidad. Actualmente se cuenta con densidades lineales de 45 Kbpi, sin que esto produzca desmagnetizaciones significativas.



FIGURA 4-4. La autodesmagnetización ocurre cuando hay grandes densidades lineales en grabaciones longitudinales.

La grabación perpendicular, algunas veces llamada grabación vertical, difiere de la longitudinal en la forma en que es magnetizado el medio, ya que en este caso se hace formando un ángulo recto con la superficie de la cinta, en lugar de hacerlo a lo largo de la misma, como se ilustra en la figura 4-5. Las partículas se colocan verticalmente en el medio magnético, perpendiculares a la superficie, por lo que el factor limitante en este caso para tener una gran densidad es el grueso de las partículas, ya que entre más delgadas sean se permite una mayor densidad.



FIGURA 4-5. Grabación perpendicular.

Según estudios se ha observado que se pueden tener hasta 500 Kbit en la grabación perpendicular, mientras que en la grabación longitudinal sólo se obtienen densidades de 45 Kbit. Un sistema digital de audio que requiera 800,000 bits por segundo consumiría 40 pulgadas por segundo de cinta grabada longitudinalmente, pero menos de 2 pulgadas por segundo con técnicas de grabación perpendicular. Para poder llevar a cabo estas grabaciones se debe contar con el medio magnético idóneo, ya que las propiedades de este medio deben ser más estrictas que aquellas usadas en la grabación longitudinal. En primera instancia se han usado aleaciones de cromo y cobalto como parte magnética de la cinta.

La grabación isotrópica se aprovecha del hecho de que la capa de óxido puede ser magnetizada en todas las direcciones; se graban simultáneamente en modos perpendicular y transversal. Esto es difícil de llevar a cabo ya que los dos

campos tienden a combinarse y producir una señal de salida atenuada. Es posible grabar esos componentes sin que se tenga una atenuación significativa acoplando adecuadamente las especificaciones de la cabeza y las propiedades de la cinta.

La cabeza isotrópica se diseña de tal forma que el campo de grabación perpendicular borra los campos longitudinales cerca de la superficie de la cinta, de esta forma la cinta se graba internamente con los campos longitudinales y superficialmente se graban los campos perpendiculares, como se muestra en la figura 4-6. Con esta técnica se han llegado a tener densidades de 250 Kbit.



FIGURA 4-6. Grabación isotrópica.

#### **4.2.1 GRABACION CON CABEZA ESTACIONARIA Y CABEZA GIRATORIA.**

Desde que se inició el uso de la cinta magnética en el audio, se han desarrollado dos técnicas para realizar la grabación y reproducción en ella. La primera es la grabación con cabeza estacionaria, técnica que ha sido usada en las grabaciones analógicas por muchos años, y la segunda, la cabeza giratoria, que es una técnica derivada del uso de la cinta magnética para almacenar señales de video.

La cabeza estacionaria tiene ventajas inherentes para las grabaciones analógicas, como la simpleza de su diseño a un bajo costo, una larga duración y la facilidad para editar. En las grabaciones digitales estas ventajas desaparecen, ya que la gran densidad de datos requerida (y en consecuencia el ancho de banda) hace que se complique la técnica, teniendo que aumentar la velocidad de la cinta

ó hacer la grabación en varias pistas.

La cabeza giratoria utiliza mecanismos mucho más complicados similares a los usados para el almacenamiento de señales de video, y ofrecen un ancho de banda mayor a expensas de procedimientos de edición más sofisticados.

La figura 4-7 muestra las diferencias entre estos dos sistemas. En 4-7 a) se observa la trayectoria que sigue la cinta en un arreglo de cabeza estacionaria, que es muy parecido al de una grabadora analógica convencional, excepto porque hay dos cabezas de grabación. La figura 4-7 b) muestra la trayectoria de la cinta en un sistema de cabeza giratoria. La cinta se enrolla alrededor de un tambor cubriendo un arco de más de  $180^\circ$ . Las dos cabezas están dentro del tambor y giran en sentido opuesto al movimiento de la cinta, por lo que la velocidad relativa entre la cinta y la cabeza es muy grande.

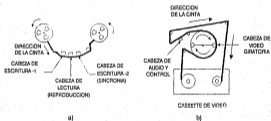


FIGURA 4-7. a) Trayectoria de la cinta en un sistema de cabeza estacionaria. b) Trayectoria de la cinta en un sistema con cabeza giratoria.

## 4.2.2 GRABACION CON CABEZA ESTACIONARIA.

Las grabadoras de cabeza estacionaria presentan varias ventajas sobre los diseños de cabeza giratoria. Las cintas procesadas en cabeza estacionaria son

mucho más fáciles de editar, reemplazar tramos cortos de la grabación, y grabar y reproducir canales por separado para grabaciones sincronizadas; todas estas funciones muy importantes en grabaciones profesionales de varios canales.

Es muy común el uso de técnicas de grabación sincronizadas; algunos canales son grabados mientras otros canales son reproducidos mediante una sincronización en el tiempo. Esta técnica de "encimado" es ampliamente usada en grabaciones multicanal ó multipista. Para grabaciones síncronas, las grabadoras analógicas usan una sola cabeza de reproducción y grabación; las pistas grabadas previamente son reproducidas de nueva cuenta y pasadas a través de la cabeza de grabación, mientras se graban simultáneamente nuevas pistas mediante diferentes secciones de la misma cabeza de grabación. Si las cabezas de grabación y reproducción no se encontraran conjuntadas en una sola, se escucharían las pistas previas en la cabeza de reproducción y se grabarían las nuevas en la cabeza de grabación; debido al desplazamiento físico entre las dos cabezas, sería necesario retardar la reproducción de las pistas previas en relación con la grabación de las nuevas para realizar la grabación síncrona. En las grabadoras digitales de cinta es muy difícil conjuntar las cabezas de grabación y reproducción en una sola, por lo que una grabadora digital tiene dos cabezas de escritura (grabación), una que se usa como la cabeza de grabación antes de la cabeza de lectura (reproducción), y otra después de la de reproducción, ésta usada para la

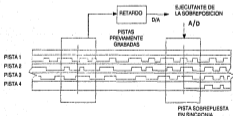


FIGURA 4-8. Grabación por sobreposición sincronizada (overdubbing).



sincronización, tal como se ilustra en la figura 4-7 a). Las cabezas de escritura -1 y lectura se usan para leer después de escribir, y las cabezas de lectura y escritura -2 se usan como monitor de sincronía. Las pistas reproducidas se toman de la cabeza de lectura y se retardan para hacerlas coincidir en el tiempo con la cabeza de grabación, como se muestra en la figura 4-8. Las señales de las pistas 1, 2 y 3 grabadas previamente, son reproducidas mediante la cabeza de lectura y retardadas para coincidir con la escritura de la pista 4. Alternativamente es posible usar dos cabezas de lectura y sólo una de escritura.

Se ha demostrado que los diseños de cabeza estacionaria pueden funcionar en otras aplicaciones como el cassette digital doméstico. A la fecha se han presentado prototipos tanto de cassettes digitales de cabeza giratoria como de cabeza estacionaria, y aun cuando instintivamente parece más simple el diseño estacionario, la realidad es que a partir de 1987 se está tratando de introducir en el mercado el DAT (DIGITAL AUDIO TAPE), el cual es un cassette que se graba y reproduce mediante cabeza giratoria. El diseño de cabeza estacionaria es más complejo electrónicamente, ya que debido a la alta densidad de datos los sistemas de protección y corrección de errores son más sofisticados, pero mecánicamente más simples, y como históricamente el costo de la electrónica en nuevos productos ha disminuido mientras que el de las partes mecánicas ha permanecido constante, y si además agregamos que se encuentra muy avanzado el desarrollo de cabezas "thin film" que permiten las grabaciones en varias pistas, tal vez en un plazo no muy largo los diseños estacionarios desplacen a los giratorios en las aplicaciones domésticas.

#### 4.2.2-1 Formato DASH (DIGITAL AUDIO STATIONARY HEAD).

El formato DASH es un ejemplo del uso de las grabaciones longitudinales de audio digital. Actualmente se usa en grabadoras profesionales de dos pistas y multipistas. El DASH es un intento por establecer un formato común el cual pueda dar cabida a las futuras mejoras tecnológicas, como el uso de cabezas elaboradas con técnicas fotolitográficas (thin film) y aún así mantener una compatibilidad. Por supuesto, son especificaciones de diseño muy importantes un consumo razonable

de cinta y alta densidad de los datos almacenados .

El formato DASH abarca un amplio rango de aplicaciones que va desde grabadoras de 2 a 48 pistas, usando cinta de 1/4 ó 1/2 pulgada, como se muestra en la tabla 4-1.

ANCHO DE LA CINTA		1/4"		1/2"	
		NORMAL	DOBLE	NORMAL	DOBLE
PISTAS DOBLES		8	16	24	48
PISTAS ALTA DENSIDAD		4	4	4	4
CANALES DE AUDIO TOTAL	RAPIDO	8	16	24	48
	MEDIO	—	8	—	24
	LENTO	2	4	—	—

TABLA 4-1. Número de canales y densidad de pistas del formato DASH.

El formato tiene 3 versiones dependiendo de la velocidad de la cinta: lenta, mediana y rápida, y el número de pistas requerido para grabar un canal de audio es cuatro, dos y uno respectivamente, como se puede observar en la figura 4-9. Por ejemplo, para conservar la velocidad de la cinta dentro de la versión lenta, los datos se reparten sobre cuatro pistas. Las velocidades para los tres diferentes formatos (lento, medio y rápido) varían de acuerdo a la selección de la frecuencia de muestreo de 44.1 ó 48 KHz, atendiendo a la relación de la tabla 4-2. La densidad lineal es común para todas las versiones, 38.4 Kbits por pulgada y el código de modulación empleado es el HCM-1.

VELOCIDAD DE MUESTREO	VELOCIDAD DE LA CINTA		
	RAPIDA	MEDIA	LENTA
48 KHz	78.3 cm/seg (30 ips)	38.15 cm/seg (15 ips)	19.08 cm/seg (7.5 ips)
44.1 KHz	75.01 cm/seg (27.56 ips)	35.00 cm/seg (13.78 ips)	17.50 cm/seg (6.89 ips)

TABLA 4-2. Velocidades de muestreo y de la cinta del formato DASH.

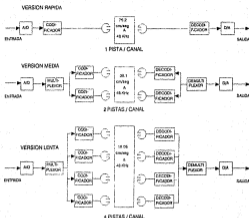


FIGURA 4-9. Estructura del formato DASH en sus tres versiones. (Los codificadores y decodificadores de todas las versiones son idénticos)

El sistema de protección de errores del formato es "Código Cross Interleave" (CIC) con intercalación entre muestras pares e impares. Se obtiene una corrección perfecta si se tienen errores de hasta 8600 bits consecutivos, y un buen encubrimiento para errores de hasta 34,000 bits. La protección de errores es independiente en cada pista; aun si alguna de las pistas resulta dañada, el funcionamiento de la corrección de errores en las otras pistas no se ve afectada.

Además del formato DASH, varios fabricantes han desarrollado sus propios tipos de grabadoras de cabeza estacionaria con diferentes especificaciones, todos ellos enfocados al mercado profesional, ya que hasta la fecha y aunque se han

desarrollado algunos prototipos todavía no hay disponible para uso doméstico ninguna grabadora digital de cabeza estacionaria. Algunas de estas grabadoras y sus especificaciones se encuentran listadas en la tabla 4-3.

FABRICANTE	HEAD	SEC	SONT	MAFLOCHER	HTLUBISH	DAISIC	REPLEX	SONY
NO. DE CARILES	2	2	3	2	2	2/4	2	2/4 4/8
ANCHO DE CINTA (PULG)	1/2	1/2	3/4	1/4	1/4	1/4	1/2	1/4 1/2 3/4 1/2
NO. PISTAS (CANAL)	2/2	2	2/4	2/2	4	1	2	2
VEL. DE CINTA (INCH)	20	20	7/8	20	20	114	7/8	20
FRECUENCIA DE MUESTREO (KHz)	22.7	22	22	44.1/22	20	20	20	22.4 / 44.088
BITS DE CUANTIFICACION (CANAL)	16	12	12	12	12	16	16	16
SISTEMA DE MODULACION	MPM	MPM	FM2	BI-PHASE	MPM	MPM	MPM	2PM
DENSIDAD DE GRABACION (PISTAS/PULG)	2.5 K		1.64 K	2.25	17.24 K	2.5 K	2.5 K	20 K
CODIGO DE PROTECCION DE DATOS	PARIDAD DE INTERPOL.		DOBLE ESCRITURA	DOBLE ESCRITURA	CRUCO	INTERPOL. CRUCO	INTERPOL. CRUCO	DOBLE INTERLEAVO CRUCO
REDUNDANCIA (CON SINCRONIA)			20%	27.7%	22.4%	26%	22.2%	47.7%
NOTAS				CABEZA FOTOCODADA	AMBOS PISTAS ANALOGICAS			AMBOS PISTAS ANALOGICAS

TABLA 4-3. Grabadoras PCM de cinta magnética (cabeza estacionaria).

### 4.2.3 GRABACION CON CABEZA GIRATORIA.

Como se vió anteriormente, un sistema digital de audio de alta fidelidad requiere de un ancho de banda de 1 a 2 MHz; si consideramos que una grabadora de video tiene un ancho de banda de más de 4 MHz, ésta resulta ser un medio ideal para almacenar audio digital. Usando un procesador digital, se puede trasladar una señal de audio a un formato de video y grabarla como si fuera un programa de video. En la reproducción, la señal es de nueva cuenta convertida a un tren de bits y después a una forma de onda analógica. Este tipo de pseudovideo sigue los estándares de la televisión y se puede usar tanto en aplicaciones profesionales

como domésticas, siendo estas últimas en donde puede encontrar mayor uso por la facilidad de contener la cinta en un cassette.

Aun cuando la información normalmente grabada en una cinta de video representa los "pixels" (que son los puntos que definen una imagen), se puede usar un procesador digital que codifica las señales de audio en un formato de video permitiendo con esto la grabación en videograbadoras de señales de audio digitalizadas. Para entender mejor como es que funciona este esquema, primero haremos una breve descripción de la operación de una videograbadora. La imagen en la televisión se forma en el tubo de rayos catódicos por un proceso de barrido; 525 líneas de barrido constituyen la imagen, tal como se muestra en la figura 4-10. Comenzando por la esquina de arriba a la izquierda, el punto de barrido se mueve a través de la pantalla diagonalmente iluminando cada uno de los pixels de fósforo verde, azul ó rojo, con el brillo correcto y la información de color adecuada. Después regresa al margen izquierdo de la pantalla describiendo una línea horizontal sin proporcionar información, para comenzar otra línea de barrido. Al llegar al final de la pantalla, el punto regresa hasta el principio, trayectoria que es conocida como intervalo vertical en blanco. Dos campos (uno impar y otro par) conforman un cuadro completo de video. Dependiendo del estándar a seguir (si es Europeo ó Americano), este proceso se repite 25 ó 30 veces por segundo. Al tiempo necesario para barrer una línea (y regresar) se le conoce como intervalo horizontal, y el tiempo para hacer un barrido desde la parte más alta de la pantalla hasta la parte más baja (y regresar) es el intervalo vertical.

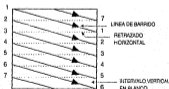


FIGURA 4-10. Líneas de barrido en la televisión.

Las videograbadoras comerciales disponibles en la actualidad siguen este formato, el cual como se puede apreciar está agrupado por partes discontinuas, separadas por puntos verticales y horizontales de retrazado, definidos por puntos de sincronía vertical y horizontal.

El gran ancho de banda requerido para grabar una señal de video necesita de una alta velocidad de la cinta. Las videograbadoras pueden tener un ancho de banda grande si se tiene una velocidad alta entre la cabeza y la cinta, para lo cual se emplea una cabeza giratoria dentro de una técnica llamada barrido helicoidal. Dos cabezas de video se colocan dentro de un cilindro que gira a 1600 revoluciones por minuto. La cinta se enrolla alrededor del tambor cilíndrico el cual gira en sentido opuesto a la dirección de desplazamiento de la cinta, teniendo como resultado que para obtener la alta velocidad requerida entre la cinta y la cabeza, la velocidad de la cinta es lenta. Este arreglo se muestra en la figura 4-11.



FIGURA 4-11. Sistema de transporte para barrido helicoidal en una grabadora de videocassettes.

El barrido helicoidal graba pistas de video alineadas diagonalmente alternando entre campos pares e impares, y como la cinta se guía de manera tal que forma un cierto ángulo, cada pista grabada se coloca diagonalmente a lo ancho de la cinta, como se ilustra en la figura 4-12. Las discontinuidades entre pistas marcan los puntos verticales de retrazado, así que la señal de video para un período vertical se graba en cada pista de video. Una cabeza estacionaria graba una pista

longitudinal para el audio analógico que acompaña el video, así como la pista de control que se usa para controlar la velocidad de la cinta a través del transporte electromecánico.



FIGURA 4-12 Patrón grabado en una cinta de videocasete.

#### 4.2.3-1 Procesador Digital de Audio.

Con objeto de poder utilizar una videograbadora para almacenar audio digital, la señal digital se debe procesar para transformarla a un formato de video. De esta forma, la señal de audio se convierte a una señal de pseudovideo; para lograr esto, los pulsos de sincronización de la televisión son agregados a la señal de audio codificada digitalmente. En otras palabras, la videograbadora graba lo que parece ser una señal de televisión. El formato del procesador digital propuesto por la EIAJ (Electronics Industry Association of Japan) emula señales de televisión con las normas Europea y Americana, por lo que procesadores de este tipo a nivel doméstico se pueden conectar a una videocasetera que use formato Beta ó VHS. De manera similar, procesadores digitales de audio profesionales convierten los datos del audio a un formato de video, pero graban en videocaseteras profesionales del tipo U.

En cuanto a la electrónica, un procesador digital funciona de manera muy similar a una grabadora digital de cabeza estacionaria. Los componentes de una grabadora PCM como filtro pasabajos de entrada, módulo muestreador/retenedor,

convertidor A/D, circuitos de corrección de errores, multiplexor, demultiplexor, convertidor D/A y filtro de salida, están también presentes en un procesador digital. Sin embargo, un procesador debe tener adicionalmente circuitos para crear la señal de video simulada. La señal de pseudovideo debe contener pulsos de sincronía horizontal y vertical, así como períodos de conmutación de la cabeza, ya que como se vió antes la señal es discontinua. Un diagrama general de un procesador PCM doméstico se muestra en la figura 4-13.

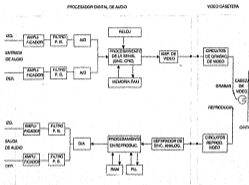


FIGURA 4-13. Diagrama de bloques del procesador digital de audio.

El video se graba cuadro por cuadro en líneas discretas mientras que el audio se compone de datos continuos, por lo que la señal tiene que ser dividida en bloques de longitud uniforme. Durante el pulso vertical de sincronía hay un vacío equivalente a 17 ó 18 líneas de barrido horizontal en las cuales no se graba información, así que para la grabación de audio se requiere de una compresión de datos en el tiempo antes de la grabación y una expansión en la reproducción. La señal de audio se direcciona a través de una memoria que funciona como buffer



de grabación para que aunque existan discontinuidades los datos de audio puedan fluir continuamente hacia el procesador. Similarmente, en la parte de salida, un buffer de reproducción permite un flujo continuo de datos de audio aun cuando estos lleguen a la memoria en bloques separados.

Además, como las videograbadoras sólo graban un canal de datos, todos los canales de audio deben ser multiplexados en uno solo. Esto es posible por la alta densidad de datos y la muy alta velocidad entre la cinta y la cabeza. Se usan buffers para almacenar muestras de un canal mientras se está grabando en la pista de video una muestra de otro canal.

El método para grabar audio en un sistema de cabeza giratoria es diferente al usado en una grabadora de cabeza estacionaria. En un sistema de cabeza estacionaria se graban cambios en la polaridad de una señal para designar un "1" ó "0" binario. Sin embargo, en las videograbadoras se usa la modulación FM de manera que los cambios entre dos frecuencias permitan la distinción entre unos y ceros. Los pulsos de sincronía, usados para identificar el fin de una línea vertical u horizontal, se representan mediante una tercera frecuencia. La longitud de onda grabada es mucho más corta que la longitud de onda de una señal PCM; el gran ancho de banda del diseño de cabeza giratoria permite soportar esta característica.

Debido a que se graba una sola pista de video sobre la cinta, un defecto en el óxido de ésta, ó una obstrucción causada por alguna partícula extraña como el polvo, pueden destruir un gran número de muestras sucesivas. Para evitar esto, los datos de cada muestra se graban intercaladamente, con lo que se asegura que muestras adyacentes en el tiempo no serán destruidas y en su lugar los errores serán distribuidos en el tiempo, donde es más fácil corregirlos. También, para protección de errores se graban muestras redundantes. Se emplea la técnica de CRC durante la grabación y un código de corrección para reconstruir la palabra adecuada en caso de que haya algún error. Para errores más severos, se usa la interpolación lineal para promediar los valores de las palabras antecedentes y precedentes y aproximar el valor de la información faltante.

La forma en que la señal de audio se graba en el formato de video se determina en primera instancia por la frecuencia de barrido del video. Puesto que un cuadro de video ocupa 1/30 de segundo en una señal de video estándar NTSC (en Estados Unidos y Japon), los datos que abarcan 1/30 de segundo de audio deben ser acomodados en un cuadro de video, esto es, dos campos de video (par e impar). Usando este formato de la NTSC, los datos muestreados a 44.058 KHz y cuantificados con 14 bits se colocan en cada línea de barrido horizontal, en lugar de la señal de video.

Específicamente se graban 6 muestras de audio de 14 bits junto con una palabra de 16 bits de CRC para detectar errores y dos palabras de paridad de 14 bits cada una para corrección de errores, para un total de 168 bits por línea horizontal de barrido, como se ilustra en la figura 4-14 a). Alternativamente, se puede colocar una señal con 16 bits de cuantificación en un cuadro de video, pero con menos bits para protección de errores. En el modo de 16 bits, se graban seis palabras de 16 bits junto con una palabra de 16 bits de CRC; sin embargo, sobra un sólo espacio de 16 bits para la palabra de paridad, por lo que se pierde en algo la capacidad de corrección. La línea de barrido horizontal de 16 bits se muestra en la figura 4-14 b). En el formato EIAJ/NTSC, 262.5 intervalos horizontales componen un intervalo vertical.

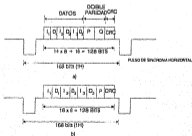


FIGURA 4-14. Distribución de datos para una línea de barrido horizontal. a) En el modo de 14 bits se graban seis palabras de datos, dos palabras de paridad y una palabra CRC. b) En el modo de 16 bits, se graban seis palabras de datos, una palabra de paridad y una CRC.

Los procesadores digitales profesionales operan de forma muy parecida a los domésticos, sólo cambia el formato, ya que en estos cada línea de barrido horizontal de pseudovideo contiene seis palabras de datos de 32 bits, o sea, 192 bits en la línea. Los datos contienen casi el 50 por ciento de redundancia en un código de intercalación de palabras cruzadas (CROSS INTERLEAVE WORD CODE), lo que permite corregir errores múltiples de hasta 2240 bits (11.7 H). Se usa interpolación lineal para errores de hasta 4480 bits.

Resumiendo, el uso del diseño de cabeza giratoria para grabadoras digitales de audio ofrece la oportunidad de tener el alto ancho de banda requerido para almacenar estas señales. Una cinta angosta y una velocidad rápida entre la cinta y la cabeza permiten grandes densidades y el consumo de cinta no es muy grande. La sincronización es fácil de obtener debido a que los pulsos de sincronía de video son parte inherente del sistema.

Las desventajas del sistema de cabeza giratoria recaen en las aplicaciones profesionales, donde no es fácil editar y no es posible grabar y reproducir canales separados simultáneamente, al igual que se dificulta el introducir ó quitar sólo partes del programa grabado.

Las aplicaciones profesionales que requieren edición, grabaciones multipista y síncrona, probablemente sigan usando el diseño de cabeza estacionaria. Sin embargo, los diseños de cabeza giratoria tienen bastante éxito en aplicaciones profesionales de dos pistas, especialmente como master de los discos compactos. El diseño de cabeza giratoria es eficiente en aplicaciones domésticas, ya sea empleando una videocasetera y un procesador adicional ó contenido en una sola unidad, aunque debido a la naturaleza del formato de video, la videograbadora tiene la desventaja de que se debe grabar en ella información extraña.

#### **4.2.3-2 Formato R-DAT.**

El formato de grabación R-DAT es un sistema de grabación digital que emplea el esquema de cabeza giratoria, que como se dijo anteriormente, es una técnica derivada de las videograbadoras. A diferencia del procesador digital de audio, el

R-DAT está contenido en una sola unidad, o sea, no necesita de una videograbadora adicional ni de los pulsos de sincronía vertical y horizontal propios de las señales de video. Mediante el R-DAT se tiene una densidad de  $144 \text{ MBPI}^2$  en un cassette pequeño, lo que disminuye el consumo de cinta y lo hace más fácil de manipular por los consumidores, mercado hacia el cual está dirigido este producto.

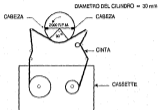


FIGURA 4-15. Mecanismo del sistema R-DAT.

La figura 4-15 ilustra el mecanismo de un R-DAT. La cinta se enrolla alrededor de la cuarta parte ( $90^\circ$ ) de un cilindro dentro del cual se encuentran dos cabezas diametralmente opuestas que giran a 2000 R.P.M., efectuando un barrido helicoidal similar al efectuado en las videograbadoras domésticas. El diámetro del cilindro es de 30mm y el tamaño del cassette es aproximadamente la mitad de los cassettes compactos de audio convencionales.

La figura 4-16 muestra un diagrama de bloques de un sistema R-DAT. La señal de audio se convierte a digital mediante un bloque de conversión A/D en donde se efectúan las operaciones de filtrado, muestreo y retención, cuantificación y codificación siguiendo el esquema PCM como el que se describió en el capítulo anterior. En esta conversión se pueden elegir varias opciones en cuanto a la frecuencia de muestreo y número de bits de cuantificación. Las frecuencias de muestreo pueden ser de 48 KHz (mandatorio) y opcionalmente se cuenta con una

de 32 KHz con su consecuente limitación en la respuesta en frecuencia, y una tercera frecuencia que es de 44.1 KHz, pero que únicamente se usa para reproducción de cassettes grabados, ya que por razones comerciales la frecuencia de muestreo en la grabación debe ser diferente a la de 44.1 KHz que utiliza el disco compacto, esto con el objeto de impedir el copiado en forma digital de discos compactos a cintas R-DAT. En cuanto a la cuantificación, ésta puede realizarse con 16 bits por muestra (mandatorio), ó 12 bits por muestra (cuantificación no lineal) para grabaciones de larga duración donde la calidad no es tan importante. Los datos de los 2 canales (izquierdo y derecho) se multiplexan para producir un sólo tren de bits antes de la codificación.

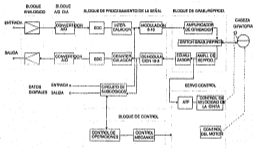


FIGURA 4-16. Diagrama de bloques de un sistema R-DAT.

En seguida se agregan datos redundantes para detección y corrección de errores, al mismo tiempo que son intercalados para esparcir posibles errores. Para este sistema se emplea el código Reed-Solomon con dos codificadores. El codificador  $C_1$  se diseña de manera que  $n_1 = 32$ ,  $k_1 = 28$  y una distancia mínima  $S = 5$ , mientras que para el codificador  $C_2$  se tiene que  $n_2 = 32$ ,  $k_2 = 28$  y una

distancia mínima  $S = 7$ .

Una vez codificados los datos se les agregan bits de sincronía y un subcódigo que contiene información relacionada con el contenido de la cinta como número de programa, tiempo transcurrido, etc., así como un grupo de bits para controlar el rastreo de las pistas. Después de la codificación, los datos se someten a una modulación 8 a 10 mediante la cual se convierte cada palabra de 8 bits en una palabra única de 10 bits, atendiendo a una tabla que sirve como diccionario, quedando de esta forma los datos listos para ser grabados en la cinta. Durante el proceso de reproducción la operación descrita anteriormente se desarrolla en sentido inverso para tener a la salida del R-DAT la señal analógica de audio. Los demás bloques son sistemas de servocontrol de las partes mecánicas como motores, rastreo de la cinta y velocidad de la misma, así como circuitos que ayudan al procesamiento de datos y circuitos que manejan la información del subcódigo. La tabla 4-4 resume las características y parámetros de un sistema R-DAT.

	R-DAT				CINTA PRE-CODIFICADA	
	MANUAL TAPES	CFC 1	CFC 2	CFC 3	NORMA	RUSSIA
NÚMERO DE CANALES	2	2	2	4	2	2
FRECUENCIA DE MUESTREO (pps)	44.1	50	50	50	44.1	44.1
CANTIFICACION (INTERMUESTRO)	16	16	12 NO UNEAL	16	16	16
VELOCIDAD DE ROTACION	3000 r.p.m.					
VELOCIDAD DE LA CINTA (mm/seg)	8.150	8.150	10.75	8.150	8.150	10.300
TASA DE TRANSICION (pps)	2.48	2.48		2.48	2.48	2.48
DENSIDAD LINEAL DE INFORMACION (pps)	64.0	64.0	60.8	60.8	64.1	64.1
CODIGO DE COMPRESION DE DATOS	NULO SOLDADURA COOL CON DOS CODIFICADORES C <sub>1</sub> (33, 26, 8) C <sub>2</sub> (34, 26, 7)					
SISTEMA DE MODULACION	8 - 10					
RESOLUCION (%)	27.0	26.0	27.0	27.0	27.0	26.0
TASA DEL SUB-CODIGO (pps)	270.1	270.1	198.8	270.1	270.1	270.1
TASA DEL CODIGO ID (pps)	66.2	66.2	50.1	50.1	66.2	66.1
DIMENSIONES DEL CASSETTE (mm)	75 x 54 x 10.5					
TIEMPO DE GRABACION (min.)	120	120	140	120	120	60
GRUESO DE LA CINTA (µm)	15					
NÚMERO DE PISTAS	1 (BARRIDO RECURRENTE)					
ANCHO DE LA CINTA (mm)	8.8 x 8.8 x 8.800					

TABLA 4-4. Especificaciones de un sistema R-DAT.

La figura 4-17 muestra la forma en que los datos se graban sobre la cinta describiendo líneas diagonales. Cada pista diagonal está compuesta por 196 bloques (más adelante se define como está formado un bloque) divididos en 7 áreas. Dos áreas de margen a los extremos de cada pista, dos áreas de subcódigo de 8 bloques cada una que contienen información varía como número de programa, código de tiempo, un índice ó dirección para localizar rápidamente un punto específico en la cinta etc. Dos áreas más conocidas como ATF (AUTOMATIC TRACK FINDING) para control de rastreo y un área de 128 bloques que contiene información de audio. Cada una de estas áreas está separada por un IBG (Inter Block Gap) para diferenciarlas una de otra.

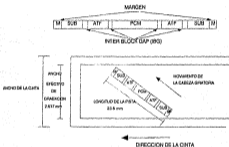


FIGURA 4-17. Formato de grabación en la cinta de un R-DAT

Cada uno de los bloques que constituye una pista se compone de 288 bits (360 después de la modulación 8-10). La figura 4-18 describe el formato de cada bloque. Los primeros 8 bits de cada bloque son de sincronía, la segunda palabra de 8 bits ( $W_1$ ) es un código que contiene una identificación del bloque en la cual se graban señales de control relacionadas con la información principal del bloque, por ejemplo, en un área de subcódigo esta información contiene el número de programa, donde comienza una selección, donde termina, etc. El tercer grupo de

8 bits ( $W_2$ ) es la dirección del bloque (address), el cuarto grupo es la paridad P generada por la suma módulo dos (ex-or) de los bytes  $W_1$  y  $W_2$ , y finalmente 258 bits de información principal que contiene los datos de audio más los datos redundantes que resultan de la codificación para protección de errores.

SYNC 4 BITS	IDENT. 4 BITS	ADDRESS 4 BITS	PARIDAD 4 BITS	DATOS MAS REDUNDANCIA 258 BITS
----------------	------------------	-------------------	-------------------	-----------------------------------

$W_1$        $W_2$

$$\text{PARIDAD } P = W_1 \oplus W_2$$

$\oplus$  = SUMA EX-OR

UN BLOQUE = 266 BITS

(258 DESPUES DE LA MODULACION 8-10)

FIGURA 4-18. Formato de un bloque de datos del sistema R-DAT.

## 4.3 DISCO DIGITAL DE AUDIO (DAD).

Como se mencionó anteriormente, la cinta magnética ha sido el medio de almacenamiento más perfeccionado durante los últimos 40 años, sin embargo, un gran porcentaje de las grabaciones llegan a los consumidores a través del disco, por lo que también se han desarrollado técnicas que permiten almacenar en un disco las grandes densidades de datos requeridas en el audio digital.

En esta sección haremos una descripción de los tres diferentes sistemas usados para detectar la información que proviene del disco digital y que son el óptico, capacitivo y mecánico (piezoeléctrico), poniendo énfasis en el sistema óptico, ya que en la actualidad es el sistema usado para elaborar discos comerciales.

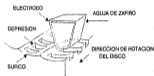
### 4.3.1 SISTEMAS CAPACITIVOS.

La figura 4-19 muestra los principios básicos de detección de señal usando un sistema capacitivo. La aguja está hecha de zafiro y tiene unida a una de sus



superficies una placa de metal muy delgada que funciona como electródo. La superficie del disco está constituida por pequeñas depresiones que representan los bits de la señal digital, y la aguja los restrea a través de la superficie del disco.

Este sistema utiliza la conductividad del disco, ya que está cubierto con una capa metálica ó bien se le ha agregado carbón al material con que fue construido.



La capacitancia cambia por la presencia ó ausencia de depresiones  $\Delta C = 0.00005 \mu F$

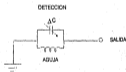


FIGURA 4-19. Principio básico de detección en un sistema capacitivo.

La capacitancia entre el electródo de metal y el disco cambia de acuerdo a la presencia ó ausencia de pequeñas depresiones ó cavidades (que representan unos ó ceros binarios) sobre la superficie del disco, lo que ocasiona que esos cambios sean leídos como cambios en la frecuencia de resonancia en el circuito equivalente del sistema. Entre las principales desventajas de este sistema se tiene que la tecnología para producirlos es muy sofisticada, además de que debido al contacto físico entre el disco y el detector se produce un desgaste que reduce la

vida tanto del disco como de la aguja. Una de las ventajas de este sistema consiste en la facilidad para rastrear la espiral del disco, esto debido a que tiene ondulaciones que no permiten que la aguja se mueva libremente de lado a lado, de manera similar a como se hace en el surco en los discos analógicos convencionales.

#### 4.3.2 SISTEMAS MECANICOS (PIEZOELÉCTRICOS).

La figura 4-20 muestra la constitución de un sistema piezoeléctrico de detección de señales, el cual es muy similar al usado en los discos analógicos convencionales.



FIGURA 4-20. Principio básico de detección en un sistema mecánico.

Este sistema está basado en un principio muy simple; la aguja oscila conforme va pasando sobre las depresiones en la superficie del disco, y esas oscilaciones son trasladadas a una señal eléctrica mediante un transductor piezoeléctrico. Al igual que en el sistema capacitivo, estos discos cuentan con ondulaciones que facilitan el rastreo, pero tienen la misma desventaja de que el contacto físico entre el disco y la aguja disminuye la duración de ambos.

### 4.3.3 SISTEMAS OPTICOS.

Los sistemas ópticos de detección tienen como característica esencial el que no exista contacto físico entre el disco y el detector, con lo que prácticamente el disco es eterno y se eliminan gran cantidad de los ruidos que normalmente afectan la reproducción en un disco analógico, como son los causados por desgaste en el disco y partículas de polvo incrustadas en el surco. Por estas razones, además de la gran densidad de almacenamiento de datos que permite el sistema óptico, éste se ha desarrollado hasta el grado de ser el usado en los discos comerciales actuales (compact disc), cuyo principio de funcionamiento será estudiado con detalle más adelante, y aún más, se está investigando para usar este medio como almacenamiento de datos en la tecnología de computadoras.

La primera generación de sistemas ópticos permite únicamente la lectura de discos grabados previamente, una segunda generación consiste en un sistema que permite al usuario grabar y reproducir sus propios programas, pero sin la capacidad de borrar y volver a grabar, y una tercera generación está constituida por los discos ópticos borrables, que tienen la habilidad de borrar y regrabar información por varias ocasiones.

La figura 4-21 ilustra un sistema óptico de detección. Un haz de laser semiconductor AlGaAs (el laser es la única fuente luminosa que cumple los requerimientos de alta densidad de radiación) se pasa a través de una rejilla de difracción que polariza horizontalmente la luz y la descompone en diferentes ángulos, para que enseguida un lente colimador haga paralelos esos rayos divergentes. Una vez que el haz ha sido ensanchado llegará a un divisor polarizado (polarized beam splitter) que puede ser visto como un espejo de un sólo sentido, ya que cuando la luz proviene de la fuente luminosa se comporta como una ventana, mientras que cuando el haz viene reflejado funciona como un espejo cambiándole la dirección en  $90^\circ$ . El divisor polarizado está compuesto por dos prismas con una cara común a  $45^\circ$  y una membrana dieléctrica entre ellos. La luz polarizada horizontalmente pasa hasta el disco, pero la luz polarizada verticalmente que proviene reflejada del disco se refleja en la cara del prisma.

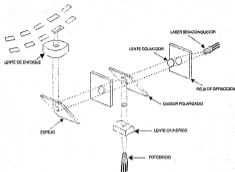


FIGURA 4-21. Sistema óptico de detección.

Después de pasar a través del divisor, el haz se refleja en un espejo que lo conduce hacia un lente que tiene por objeto enfocarlo sobre la superficie del disco. EL haz principal es un punto de aproximadamente 0.8 mm de diámetro en la superficie exterior del disco, diámetro que es reducido por el sustrato transparente (que también funciona como lente) hasta 1.7 micras en la superficie reflectiva, medida ligeramente mayor al tamaño de las cavidades que representan los bits.

Después de que el haz alcanza la superficie del disco, éste se refleja y se pasa por un cristal que le controla la polarización, para que cuando de nueva cuenta llegue al divisor polarizado éste lo refleje con un ángulo de  $90^\circ$  dirigiéndolo hacia un lente cilíndrico que lo guía hasta un fotodiodo, que es la parte final del sistema de detección óptica.

Los datos codificados en forma de cavidades en el disco determinan la intensidad del haz reflejado de laser. Cuando el haz alcanza un intervalo entre cavidades, o sea una superficie plana, la luz es casi totalmente reflejada, mientras que cuando llega a una cavidad con una profundidad de aproximadamente 1/4 de la longitud de onda de la luz, no se refleja parte de ella, por lo que la intensidad de la luz es diferente. Esas variaciones en la intensidad llegan hasta el fotodiodo, el cual las convierte en variaciones eléctricas, las cuales son procesadas posteriormente como un tren de bits.

#### **4.3.4 EL DISCO COMPACTO (COMPACT DISC).**

El disco compacto es un disco digital de audio (DAD) que fue desarrollado conjuntamente por PHILIPS y SONY CORPORATION. Este disco emplea el sistema de detección óptica, razón por la que el polvo y las huellas de los dedos no afectan la reproducción y el efecto de los errores que se presentan normalmente puede ser reducido al mínimo mediante los circuitos de detección y corrección. Además, como el detector no está en contacto físico con la superficie del disco, no existe desgaste sin importar el número de veces que sea reproducido, por lo que el disco tiene una vida muy larga.

Por sus características físicas, el disco compacto es un medio altamente eficiente para almacenar audio digital. Cada disco almacena una señal de audio compuesta de dos palabras (izquierda y derecha) de 18 bits muestreadas a 44.1 KHz, así que se tienen 1.41 millones de bits por segundo a la salida del reproductor. Sin embargo, si agregamos los datos redundantes de protección de errores, sincronización y modulación, entonces el total de bits a almacenar se triplica. Si consideramos juntos los datos redundantes y de información, la tasa de bits del canal, o sea la tasa con la que los bits son leídos del disco, nos da un total de 4.3218 millones de bits por segundo (MBPS). Un disco con una hora de música contiene aproximadamente 15,500 millones de bits, esto es 15.5 Gigabits de información, de los cuales 5,000 millones son datos de audio, cantidad enorme si consideramos que el disco tiene apenas 12cm de diámetro. El máximo tiempo de grabación para un disco compacto es de 74 minutos.

La información está contenida en cavidades (pits) impresas en una capa plástica de policarbonato (substrato), capa que está cubierta con aluminio para reflejar el haz de laser usado para leer los datos. Las cavidades ó depresiones están alineadas en una pista espiral similar a la espiral en un disco analógico convencional, con la diferencia de que en un disco compacto la pista corre del diámetro interior del disco hacia el diámetro exterior. Aun cuando las cavidades impresas en la superficie reflectiva del disco contienen la información binaria, su presencia ó ausencia no designan directamente unos ó ceros. En vez de esto, cada borde, ya sea al principio ó al fin de la cavidad es un 1, y las superficies que se mantienen constantes, ya sea dentro ó fuera de las cavidades representan ceros binarios. Los datos son leídos del disco como cambios en la intensidad del haz reflejado de laser. La velocidad de rotación del disco compacto varía entre 8 y 3.5 revoluciones por segundo, esto debido a que se debe mantener una velocidad lineal constante de 1.25 m/s, sin importar el diámetro de la espiral.

Debido a la complejidad de la información a procesar, a las dimensiones tan pequeñas de las cavidades y a la separación microscópica entre las pistas de la espiral, normalmente se emplean uno ó más microprocesadores para controlar el procesamiento de datos y manejar los servosistemas de control de velocidad de rotación del disco y el desplazamiento y enfoque del detector óptico. La figura 4-22

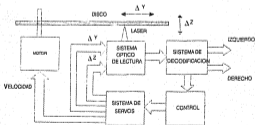


FIGURA 4-22. Diagrama de bloques del reproductor del sistema de disco compacto.

muestra un diagrama de bloques de un sistema de reproducción del disco compacto. En él se pueden observar el motor que hace girar el disco, el servosistema que controla la velocidad de rotación del motor, el desplazamiento del detector óptico ( $\Delta Y$ ), el enfoque del mismo ( $\Delta Z$ ) y el rastreo de la espiral así como el sistema de lectura óptica y el sistema de procesamiento de la señal.

## Especificaciones del Disco.

Las características físicas de un disco compacto están resumidas en la figura 4-23. Tiene un diámetro exterior de 20mm, un hoyo central de 15mm, un espesor de 1.2mm y un peso de aproximadamente 14 gramos. Cada cavidad tiene 0.5 micras de ancho y su longitud y la longitud de la separación entre cavidades varía desde 0.833 a 3.054 micras, dependiendo del valor a codificar. La distancia entre pistas sucesivas de la espiral es de 1.6 micras. El disco está grabado por un sólo lado.

El proceso de manufactura de un disco compacto es muy parecido al de los discos convencionales, lo que facilita su producción masiva. Este proceso está constituido por 3 pasos fundamentales: la elaboración de una cinta magnética maestra (master), de la matriz del disco y de la duplicación del mismo.

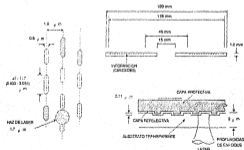


FIGURA 4-23. Características físicas del disco compacto.

La cinta maestra es el paso final del proceso de grabación, ya que hasta este punto la información ha sido editada y mezclada y está lista para ser transcrita a otro medio de almacenamiento. Esta cinta se graba en una grabadora de cabeza giratoria después de que la señal ha sido convertida a un formato de pseudovideo mediante un procesador digital de audio profesional. La preparación de la cinta maestra se lleva a cabo en los estudios, y los procesos restantes se ejecutan en un plantel de impresión.

El primer paso en la elaboración de la matriz del disco consiste en hacer un master de aproximadamente 6mm de grueso compuesto de vidrio y cubierto con un material fotoresistivo, cuyo espesor determina la profundidad de las cavidades. Este master se hornea para darle consistencia y queda listo para ser grabado (cutting).

Para el grabado (cutting), el master se coloca en un torno y la parte fotoresistiva se expone a un haz de laser de Helio-Cadmio modulado por un transductor optoacústico que cambia la intensidad del haz de acuerdo con la señal que proviene de la cinta maestra. Con este proceso, que se realiza en tiempo real, o sea, simultáneamente con la reproducción de la cinta maestra a través de un procesador digital de audio, se crea la pista espiral que contiene la información en forma de cavidades. Aun cuando la óptica empleada para atacar el material fotoresistivo es similar a la usada en el sistema de detección óptica, los mecanismos para mover la herramienta de corte óptica son mucho más sofisticados, ya que deberían estar completamente aislados de vibraciones que puedan afectar la trayectoria del haz.

Después de que el material fotoresistivo ha sido expuesto al laser, se pasa a un proceso de revelado en líquidos mediante el cual se desprenden las áreas del fotoresistivo que fueron atacadas por el haz, para que en seguida a partir del master revelado se obtenga un molde negativo de metal (níquel).

Una vez que se tiene el molde negativo de metal, el disco final se produce por inyección de plástico transparente (policarbonato) en el molde. Después de esto una capa de aluminio de más ó menos 100 nanómetros de grueso se evapora



sobre la superficie del disco para darle una mayor reflectividad. Finalmente el disco se cubre con una capa de material acrílico sobre la cual se imprime la etiqueta y que además sirve para protegerlo de rayones y oxidación del aluminio. La figura 4-24 ilustra el proceso completo de manufactura de los discos compactos.

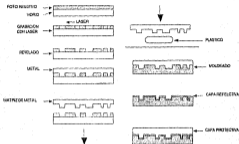


FIGURA 4-24. Proceso de manufactura del disco compacto.

#### 4.3.4-1 Codificación de Datos en el Disco Compacto.

Después de que la señal a grabar en el disco se ha transformado a un código NRZ a la salida del convertidor A/D, ésta se somete a un proceso adicional que consiste en agregarle datos de sincronización, palabras de corrección de errores, palabras de un subcódigo adicional que contiene datos sobre la grabación (número de selecciones, duración, etc.), intercalación y modulación. Todos estos datos se almacenan en una cinta maestra mediante el uso de un procesador digital de audio y una videograbadora profesionales, para que posteriormente la información sea transcrita de la cinta a un disco que servirá como matriz.

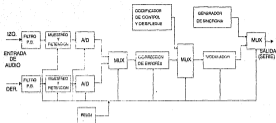


FIGURA 4-25. Diagrama de bloques del sistema de codificación del disco compacto.

La figura 4-25 muestra el diagrama de bloques del sistema de codificación de datos en un disco compacto. Los datos comienzan, desde luego, como voz ó música las cuales se pasan a través de un filtro pasabajos para que en seguida se muestreen con una rapidez de 44.1 KHz y se permita la conversión A/D con una resolución de 16 bits. Los canales izquierdo y derecho de la señal se multiplexan en el tiempo y se someten a una codificación CIRC para corrección de errores, se le incorporan los datos codificados de información adicional además de las palabras de sincronización y finalmente se efectúa una modulación EFM (Eight to Fourteen Modulation) a todos esos datos, por lo que se tiene a la salida un tren de bits en serie los cuales se almacenan en una cinta maestra.

Todos los datos en un disco compacto están agrupados en tramas. Cada trama permite hacer una distinción entre datos de audio y su paridad, la palabra de sincronización y el código de información. Durante la codificación, antes de tener la cinta maestra, todos los datos se colocan en el formato de tramas. El resultado final de la codificación y la modulación es un tren de bits en forma de tramas, cada una formada por 588 bits.

Para comenzar a ensamblar una trama se toman seis muestras de 32 bits (16 bits del canal izquierdo y 16 del derecho), cada una de las cuales se divide en 4

símbolos de 8 bits cada uno. Para esparcir posibles errores, los símbolos de diferentes tramas son intercalados de manera que la señal de audio en una trama se origina de diferentes tramas. Además se generan 8 símbolos de paridad de 8 bits por cada trama, 4 a la mitad de la trama y 4 al final. La intercalación y la generación de bits de paridad constituye el esquema de corrección de errores basado en el código "Cross Interleave Reed Solomon Code" ó CIRC. La figura 4-26 muestra el algoritmo de codificación del código CIRC, donde se puede observar que los bits de la señal de audio se retardan e intercalan y dos etapas de codificación  $C_1$  y  $C_2$  generan los símbolos de paridad.

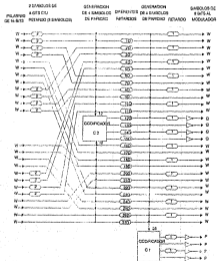


FIGURA 4-26. Codificación CIRC en el disco compacto.

A continuación, a cada trama se le agrega un subcódigo de 8 bits que contiene la información acerca de lo grabado en el disco, detallando el número de selecciones, puntos de identificación dentro de una selección y puntos de inicialización y terminación de un programa.

Después de que los datos de audio, paridad y subcódigo se han ensamblado, se modulan usando la técnica EFM, la cual traslada bloques de 8 bits a bloques de 14 bits usando un diccionario que asigna una palabra arbitraria y única de 14 bits a cada palabra de 8 bits, como lo ilustra la figura 4-27. Cada bloque de 14 bits está ligado por 3 bits de unión para mantener el patrón apropiado entre palabras. El resultado es un tren de bits que tiene por lo menos 2 pero no más de 10 ceros consecutivos. Uno de los objetivos de la modulación EFM es aumentar la densidad de datos a almacenar.

DATOS	EFM
01100100	01000100100010
01100101	00000000100010
01100110	01000000100100
01100111	00100100100010
01101000	01001001000010
01101001	10000010000010
01101010	10010001000010
01101011	10001001000010
01101100	01000001000010
01101101	00000001000010
01101110	00010001000010
01101111	001000001000010
01110000	10000000100010

FIGURA 4-27. Algunos ejemplos de la tabla de conversión de la modulación ocho a catorce (EFM).

Al comienzo de cada trama se coloca una palabra de sincronización la cual es única y diferente de cualquier otra palabra que se pudiera presentar en los datos (específicamente la palabra de sincronización de 24 bits es

(100000000001000000000010 más tres bits de unión). Con el patrón de sincronización, se puede determinar siempre el comienzo de una trama. Finalmente y después de la modulación, una trama está formada por una palabra de sincronía de 27 bits (24 más 3 de unión), 17 bits de subcódigo, 12 palabras de audio de 17 bits, 4 palabras de paridad de 17 bits, 12 palabras más de audio y 4 palabras más de paridad para un total de 568 bits por trama. El proceso completo de codificación se ilustra en la figura 4-28.

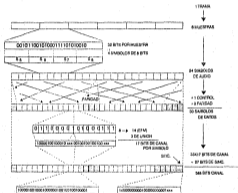


FIGURA 4-28. Proceso de codificación del disco compacto.

#### 4.3.4-2 Decodificación de Datos en el Disco Compacto.

Una vez que el haz de láser ha alcanzado la superficie del disco, éste se refleja y se detecta por un fotodiodo a la salida del cual se tienen variaciones de voltaje que son transformadas en una señal de audio analógica. Sin embargo, antes de

convertir los datos codificados en una señal analógica tiene lugar un procesamiento complejo, tal como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 4-29.

La señal codificada en el disco fue modulada mediante el esquema EFM, el cual especifica que la señal está compuesta de no menos de 2 pero no más de 10 ceros sucesivos. Esto resulta en 9 diferentes longitudes que representan desde 3 bits de longitud hasta 11 bits de longitud (desde un 1 más 2 ceros hasta un 1 más 10 ceros). Tres bits corresponden a una longitud de la cavidad de 0.833 micras y 11 bits corresponden a 3.054 micras. Este rango es algunas veces conocido como  $3T - 11T$ , donde  $T$  es el periodo de un bit.

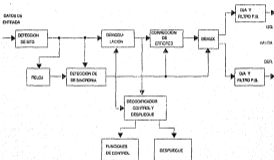


FIGURA 4-29. Diagrama de bloques del sistema de decodificación del disco compacto.

El fotodiodo y sus circuitos de procesamiento producen una señal formada por una onda senoidal de alta frecuencia y amplitud variable llamada señal de EFM ó señal de RF, y en la cual el mínimo tiempo para  $3T$  es de 700 nanosegundos. Mediante un procesamiento esta onda senoidal se convierte en una onda cuadrada más fácil de ser aceptada por los circuitos digitales. Esta onda constituye un código

NRZ del cual se recuperan las palabras de sincronización para separar las tramas.

En seguida cada palabra de 17 bits (14 de código y 3 de unión) se convierte a una palabra de 8 bits. Esta demodulación se lleva a cabo mediante un circuito que contiene una tabla almacenada en memoria en donde a cada palabra de 14 bits corresponde una palabra de 8 bits.

Después de la demodulación, los datos se envían a un circuito de detección de errores CIRC. La figura 4-30 ilustra el sistema de decodificación de un sistema CIRC. En él, lo primero que se verifica es la paridad P. El decodificador C<sub>1</sub> detecta errores múltiples y corrige los aleatorios. Los 32 símbolos de 8 bits de cada trama (24 símbolos de audio y 8 de paridad) entran en paralelo a las 32 entradas del decodificador. Los retardos a la entrada del decodificador C<sub>1</sub> sirven para identificar los símbolos numerados como pares e impares y tienen una duración igual a la de un símbolo, de manera que los símbolos pares de una trama se intercalan con los símbolos impares de la siguiente trama. Esto permite al decodificador corregir errores pequeños en símbolos adyacentes. El decodificador C<sub>1</sub> se diseña de acuerdo a las reglas del código Reed Solomon con  $n_1 = 32$ ,  $k_1 = 28$  y  $S = 5$ , en el cual los 32 símbolos se multiplican por una matriz de verificación de paridad para producir 4 síndromes. A partir de estos síndromes se corrige completamente un símbolo erróneo; en el caso de errores múltiples los símbolos pasan sin cambiar etiquetando mediante una bandera de borrado cuales de los 28 símbolos a la salida del decodificador (los 4 símbolos de paridad P han sido descartados) fueron detectados erróneos.

Si no hay bandera de borrado en el símbolo a la llegada al decodificador C<sub>2</sub> se supone que el símbolo está correcto. Si se lleva a cabo una corrección, se genera un pulso para denotar la frecuencia de los errores, que debe ser menor a 64 por segundo; una cantidad mayor de errores resulta en hacer un silencio en la señal. Para una cuenta de menos de 64 por segundo, se pueden emplear diferentes métodos de corrección dependiendo de la severidad de los errores, como retener el valor previo ó interpolación lineal. Las líneas de retardo antes del decodificador C<sub>2</sub> son de diferente duración y mayor a las usadas en el decodificador C<sub>1</sub>, de tal

forma que los errores que ocurrieron en una palabra a la salida de  $C_1$  son esparcidos sobre un número de palabras a la salida de  $C_2$ . Esto reduce el número de errores en cualquier palabra de  $C_2$ , mejorando de esta manera la capacidad de  $C_2$  de corregir errores múltiples.

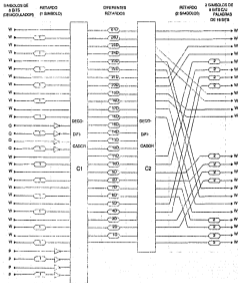


FIGURA 4-30. Decodificación CRC en el disco compacto.

En el decodificador  $C_2$  la paridad  $Q$  se detecta y se corrige. El decodificador se diseña de acuerdo a las reglas del código Reed Solomon con  $n_2 = 28$ ,  $k_2 = 24$  y



S = 8. C<sub>2</sub> corrige errores múltiples y cualquier error aleatorio que C<sub>1</sub> no fué capaz de corregir. Específicamente puede corregir un máximo de 4 errores. Si hay más de 4 errores y el decodificador C<sub>2</sub> no puede corregirlos, los símbolos incorregidos a la salida de los 24 símbolos del decodificador (los símbolos de paridad Q fueron eliminados) son etiquetados con una bandera de borrado. Por cada error que se detecte a la salida del decodificador se genera un pulso cuya cuenta debe ser menor a 1000 por segundo. Teóricamente la tasa de error de un sistema de disco compacto es de entre  $10^{-5}$  y  $10^{-6}$ , esto es, hay un bit sin corregir cada  $10^5$  ó  $10^6$  bits del disco. Después de la corrección CIRC la tasa de error se reduce a  $10^{-10}$  ó  $10^{-11}$ .

Los circuitos de interpolación y silencio son los que siguen al decodificador CIRC. La función de estos circuitos de ocultamiento es procesar los errores que fueron detectados pero no corregidos por el CIRC, siendo el objeto reducirlos a niveles inaudibles. Sólo se procesan los símbolos marcados con bandera de borrado; todos los datos válidos se pasan sin afectar a través de los circuitos de ocultamiento, excepto en el caso de datos que rodean a un punto de silencio, los cuales se atenúan para minimizar la audibilidad del silencio. Los métodos de ocultamiento varían de acuerdo al grado del error encontrado. En su forma más simple, cuando una sola muestra está marcada entre dos valores correctos, se usa interpolación de primer orden (valor medio) para reemplazar la muestra errónea. Para más errores consecutivos, el último valor válido se retiene y luego se toma el valor medio entre el valor final retenido y la siguiente muestra válida.

Si un gran número de muestras están marcadas, los circuitos de ocultamiento ejecutan un silencio. Usando líneas de retardo, se atenúan gradualmente las últimas 30 muestras previas válidas para evitar la introducción de componentes de alta frecuencia, para que al llegar a la palabra errónea se mantenga en cero la ganancia para luego reestablecerla gradualmente en cuanto termine el error. Los errores que se escaparon de ser marcados por el decodificador CIRC no pueden ser detectados por estos circuitos de ocultamiento y por lo tanto pueden resultar en transitorios audibles en la reproducción.

Después de la corrección de errores, los datos se procesan para recuperar la información de control y demultiplexarlos. Durante la codificación se agregó a cada trama un subcódigo de información y control de 8 bits. Durante la decodificación, los datos de control de 98 tramas se leen y se colocan juntos en un bloque para proporcionar la información de control. De los 8 bits (P, Q, R, S, T, U, V, W,) el canal formado por los bits P designa las áreas de comienzo y final en el disco. El Canal Q contiene el número de selecciones, índice, tiempo transcurrido en una pista en minutos y segundos y tiempo transcurrido desde la primera selección.

Los 16 bits de datos de audio se demultiplexan en dos canales (izquierdo y derecho) de manera que se presentan los datos simultáneamente a los dos convertidores D/A y filtros de salida con la misma secuencia y a la misma tasa que fueron grabados para así tener de nueva cuenta la señal analógica original.

#### **4.4 RETARDO.**

Generalmente, la señal que se produce en los equipos domésticos consiste de dos canales de audio (señal estereofónica), los cuales no contienen las reflexiones que comúnmente se presentan en una sala de conciertos y que provienen de los costados y la parte posterior de ésta, por lo que es deseable crear un efecto que resulte en un mejoramiento del ambiente donde se va a escuchar la música. Como se verá más adelante, la reverberación frontal normalmente se encuentra incluida en las señales grabadas, por lo que únicamente se necesita simular la reverberación que se ha perdido en la grabación y que precisamente es la que proviene de la parte posterior de una sala.

La sensación de estar dentro de un espacio cerrado depende de las reflexiones que se producen desde la fuente de sonido por la posición de ésta. Varios experimentos con reflexiones generadas electrónicamente han mostrado que agregando lateralmente versiones retardadas de la señal frontal resulta en un incremento en el tamaño aparente del espacio donde se escucha.

Aun cuando el sonido producido por las bocinas frontales en un sistema estereofónico incluye la reverberación que se le agregó durante la grabación y está sujeto a la reverberación adicional de la sala donde se efectúa la reproducción, la cantidad de energía reverberante lateral es muy poca, ya que las superficies de la habitación absorben fácilmente la energía acústica y por lo tanto el eco es rápidamente atenuado.

Durante la reproducción, sin importar la dirección original de las reflexiones que se presentan durante la grabación, las reflexiones sólo provienen de las bocinas principales de un sistema estereofónico. Por esta razón, aun cuando se agregue una buena cantidad de reverberación a la grabación, no es posible obtener la impresión de estar en un espacio más grande sin la ayuda de un mecanismo adicional.

Un intento para incrementar la impresión del espacio consiste en generar acústicamente las reflexiones laterales colocando bocinas adicionales que rebotan (reflejan) el sonido en las paredes. Esto incrementa la impresión, pero ésta es dependiente de las bocinas y de la colocación de los muebles. Para generar una impresión adecuada, el sistema de reproducción debe proporcionar reflexiones laterales, las cuales son esencialmente versiones retardadas del programa original y por lo tanto no necesitan ser grabadas ó transmitidas, más bien un procesamiento a la señal durante la reproducción puede proporcionar los retardos deseados y luego dirigir las señales retardadas a las bocinas apropiadas para simular las reflexiones. De esta forma se puede hacer que se escuche la música como si se estuviera en una habitación mucho más grande de lo que realmente es. La figura 4-31 ilustra un sistema de retardo que sirve para efectuar estas simulaciones.

Hasta principios de los años 70, que fue cuando se uso por primera vez un retardador digital, se habían empleado técnicas analógicas para producir el retardo. Estas técnicas consistían en retardar la señal pasándola a través de tubos de diámetro muy pequeño, pero los resultados no eran lo suficientemente buenos. Después se aprovechó el desplazamiento físico entre dos cabezas de reproducción de una cinta magnética para crear los retardos y más tarde se usaron los dispositivos acoplados por carga para generar el retardo. Esta última técnica fue

altamente usada en sistemas domésticos, pero sus características de ruido y distorsión no eran recomendadas para aplicaciones profesionales.

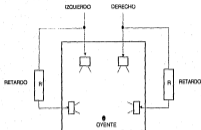


FIGURA 4-31. Técnica para incrementar el espacio aparente de una habitación. Dos bocinas se alimentan con versiones retardadas de la señal frontal para simular las reflexiones que se presentan en recintos mucho más grandes.

Con el desarrollo de los circuitos integrados de gran escala (LSI) ha sido posible desarrollar sistemas de retardo digital tanto comerciales como profesionales y en los cuales se obtienen retardos del orden 5 a 100 mség. La figura 4-32 ilustra un sistema de retardo digital.

En este sistema, las palabras digitales generadas por el convertidor A/D se colocan en la memoria digital y se dejan ahí hasta que el tiempo de retardo deseado ha transcurrido. Luego, la palabra es extraída de la memoria y reconvertida a una señal analógica continua por un convertidor D/A. La capacidad requerida en la memoria se determina en función del tiempo de retardo y la tasa de información en bits por segundo. De esta forma:

$$C \text{ (capacidad de la memoria)} = BR T_d$$

donde  $T_d$  es el tiempo de retardo en segundos y  $BR$  la tasa de información en bits por segundo. Ahora bien, si consideramos que la tasa de información  $BR$

se determina por el producto de la frecuencia de muestreo y la longitud de las palabras, tenemos:

$$BR = (2 F_{m\acute{a}x}) (n)$$

Además, como se demostró anteriormente:

$$S/N = 6n$$

Sustituyendo:

$$BR = 2 F_{m\acute{a}x} \frac{S/N}{6} = 1/3 F_{m\acute{a}x} S/N$$

Si sustituimos el valor de BR anterior en la ecuación para determinar la capacidad de la memoria:

$$C = 1/3 F_{m\acute{a}x} S/N T_d$$

De esta última ecuación observamos que una reducción, ya sea en el  $T_d$  o en  $F_{m\acute{a}x}$ , mejora la relación S/N; por otra parte para duplicar el  $T_d$  se requiere que o se duplique la capacidad de la memoria o se reduzca a la mitad la  $F_{m\acute{a}x}$ .

De los muchos posibles métodos de almacenamiento digital, los registros SHIFT son particularmente apropiados para ser usados en los sistemas de retardo. Por ejemplo, para tener un retardo de 30 mseg en un sistema con 16 bits de resolución ( $S/N=98$ ) y una frecuencia de 20 KHz, es necesario que la capacidad de la memoria sea de aproximadamente 20 kbits. Se pueden obtener incrementos de retardo de 7.5 mseg con subdivisiones de 5 Kbits. Algunos investigadores han demostrado que retardos de 12 mseg son suficientes para lograr un efecto satisfactorio.

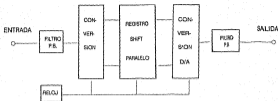


FIGURA 4-32. Sistema de retardo digital con registros de conmutación (SHIFT).

Ultimamente, las memorias RAM han desplazado a los registros SHIFT en el diseño de sistemas de retardo digitales, permitiendo una mayor flexibilidad para obtener retardos precisos sobre una amplia gama de valores. Como se verá más adelante, las líneas de retardo son básicas para crear electrónicamente reverberación artificial.

#### 4.5 REVERBERACION.

Como se mencionó en la sección anterior, gran parte del procesamiento de las señales durante el mezclado necesita de un hardware especial para crear un efecto adicional en la señal, como lo es la reverberación. Aunque cuando este proceso normalmente se lleva a cabo en equipo analógico, las técnicas digitales ofrecen ventajas tanto en calidad como en flexibilidad. La reverberación, lo mismo que el retardo, son operaciones que se realizan en tiempo real, es-ee, no necesitan almacenarse en algún medio de manera permanente, y por lo tanto, después de convertirla la señal del dominio analógico al dominio digital requieren de procesos adicionales como la jerarquización y la modulación.

Normalmente los sonidos que se escuchan son altamente afectados por el medio donde se encuentra el oyente. La energía acústica que se disipa en un espacio se refleja por las diferentes superficies que lo limitan, de manera que al

oyente llega el resultado de una multitud de reflexiones provenientes de diferentes direcciones. Una cámara anecoica es un poco desagradable para los oyentes por la ausencia total de reverberación, mientras que un recinto como una sala de conciertos ó una catedral producen una sensación de placer al oído por la alta energía de reverberación.

El sentido de espacio en el oyente depende del tiempo que tarda en llegar a él la energía reflejada, la disminución gradual de esta energía y las propiedades direccionales de las reflexiones individuales. Todas ellas son necesarias para dar la sensación de estar dentro de una sala, y uno sólo sin los otros da una impresión incompleta. Una habitación de casa no produce la misma cantidad de reverberación presente en una sala de conciertos, por esta razón, el oyente percibe la reverberación únicamente en la dirección de la bocina, por lo que es necesario que la grabación contenga una cierta cantidad de reverberación para que así durante la reproducción se trate de imitar el sonido de una sala de conciertos. En esta sección se describirá como se puede agregar reverberación a la señal grabada digitalmente.

La necesidad de la reverberación artificial normalmente se deriva de la cercanía con la que se colocan los micrófonos a los instrumentos durante la grabación. El uso de grabaciones multipista, en las cuales cada instrumento ó grupo de instrumentos tiene su propio micrófono, permite una adecuada separación de las señales y una mejora en la relación señal a ruido, pero también elimina la reverberación natural del cuarto donde se efectúa la grabación.

Tradicionalmente se usan tres métodos para producir reverberación artificial:

1. Cámaras acústicas
2. Platos mecánicos
3. Resorte mecánico

En lugares donde el espacio es suficiente, se usa una habitación reflectiva ocupada con objetos de forma aleatoria para crear reverberación. La señal sin reverberar se reproduce mediante bocinas en el cuarto; este sonido se registra por micrófonos en otra parte del mismo cuarto y se mezcla con la señal sin reverberar. Si está bien diseñada, la cámara produce una buena reverberación. Sin embargo, las características de la sala son casi imposibles de cambiar.

Un sistema más común usa un plato mecánico hecho de una aleación de oro. Un transductor excita el plato en un punto, y un dispositivo de registro colocado en otro punto detecta la energía transmitida a través del plato por varias trayectorias. Un sistema similar utiliza un resorte no uniforme. Todas estas técnicas tienen limitaciones en cuanto a la calidad, ya que aun con las técnicas más sofisticadas de manufactura los sistemas mecánicos presentan problemas sobre todo a altas frecuencias, donde lo corto de las longitudes de onda y las altas velocidades de transmisión resultan en una atenuación excesiva y se limita el margen dinámico.

Para mejorar la calidad y sobreponerse a estas limitaciones, durante los últimos años se han desarrollado técnicas digitales para producir reverberación artificial electrónicamente.

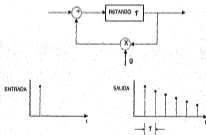


FIGURA 4-33. Sistema para simular reverberación formado por una línea de retardo con retroalimentación. Un solo impulso a la entrada produce a la salida un tren de impulsos separados por el tiempo de retardo y cuya amplitud decrece exponencialmente.



Una primera aproximación para simular reverberación consiste en formar una línea de retardo atenuada por un cierto factor  $g$ . La respuesta al impulso de un sistema como este es una serie de ecos separados por el tiempo de retardo y cuya amplitud decrece, como se observa en la figura 4-33. Para aumentar el efecto, se pueden colocar varios circuitos de este tipo en cascada. Sin embargo, esta red no representa un simulador adecuado de reverberación, ya que se ha observado que se produce resonancia a determinadas frecuencias.

Otro diseño más avanzado consiste en agregar algo de la señal sin reverberar a la salida de la red con retardo y realimentación, como se ilustra en la figura 4-34. Después de varios experimentos, el autor de esta red determinó que cinco de estas redes con retardos de 100, 68, 60, 19.7 y 5.85 msec, con un coeficiente de realimentación de 0.7 son los valores ideales para obtener una reverberación adecuada.

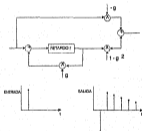


FIGURA 4-34. Esquema para simular reverberación en el cual hay una trayectoria directa desde la entrada hasta la salida.

Finalmente se desarrolló una red como la mostrada en la figura 4-35, en donde se observan 4 lazos de realimentación excitados en paralelo con diferentes retardos y ganancias. La salida de estos circuitos se mezcla y se pasa a través de dos redes como la descrita anteriormente colocadas en cascada, para aumentar la densidad

del eco. Los retardos de los 4 lazos principales, se escogieron de entre 30 y 45 msec. A diferencia de la primera simulación y de los sistemas mecánicos, esta configuración permite hacer fácilmente ajustes a la reverberación, y el tiempo de reverberación puede ser determinado como una función de la frecuencia.

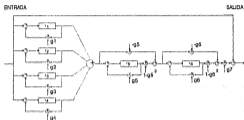


FIGURA 4-35. Sistema para simular reverberación con cuatro lazos de realimentación estados en paralelo. Las dos redes subsiguientes son idénticas a la red de la figura 4-34.

Las líneas de retardo de estos esquemas son como las descritas en la sección anterior, o sea utilizando memorias RAM.

Además de poder llevar a cabo las simulaciones de retardo, reverberación y otros efectos especiales mediante un hardware especialmente dedicado, se han construido minicomputadoras con una arquitectura exclusivamente dedicada para este fin, ya que como se menciona en las secciones de edición y mezclado las minicomputadoras de propósito general son muy lentas y no son capaces de procesar la señal en tiempo real. Por ejemplo, la última simulación de reverberación descrita tiene 6 líneas de retardo y ejecuta 11 multiplicaciones y 10 sumas e instrucciones varias para transferir los datos y todo ello se debe realizar en menos de 30  $\mu$ seg, que es aproximadamente el período de una muestra de la señal de

audio.

Usando una computadora especialmente dedicada, se ha implementado en tiempo real (o sea cada muestra completamente procesada en 30  $\mu$ seg una simulación con 15 líneas de retardo, 35 multiplicaciones, 48 sumas y varias operaciones de control.

Los sistemas de reverberación que emplean esta técnica han demostrado tener una relación señal a ruido de 80 dB, un tiempo de reverberación ajustable desde 100 msec ó menos hasta 2 ó 3 seg, siendo definido el tiempo de reverberación como el tiempo que tarda la energía en decaer hasta -80 dB, además de poder variar el retardo entre el sonido principal y la primera reflexión. Tal sistema mejora por mucho lo que es posible hacer en un sistema mecánico.

Las ventajas inherentes en el control de los parámetros hacen que en este sistema sea muy fácil la simulación de diferentes ambientes acústicos. El usuario puede controlar las variables que corresponden al tamaño de la habitación, la absorción de las paredes y la distancia entre el oyente y la fuente de sonido. Por otra parte los sistemas mecánicos tienen un sólo ajuste que amortigua las ondas mecánicas.

#### **4.6 Mezclado.**

Una vez que se han grabado varios segmentos de música ó voz por separado, éstos deben ser combinados para formar una sólo grabación que sea agradable al oído. En una grabación de varias pistas, cada una debe ser editada por separado y luego combinadas entre ellas para dar forma definitiva a la ejecución de una selección de música. Este proceso de combinación de varias pistas en una sólo es conocido como mezclado. El filtrado, cambio en el nivel de la señal, reverberación y otros procesos a la señal tienen lugar durante el mezclado y se hacen a criterio del responsable de la grabación.

El proceso de mezclado puede ser bastante complicado. Supongamos, por ejemplo, que una cinta maestra de dos canales va a estar formada por 16 pistas

que fueron grabadas independientemente. Una de las primeras decisiones a tomar es cuál instrumento ó combinación de instrumentos aparecerá en cual de los dos canales en la grabación final. Esto implica que se deben sumar diferentes cantidades de cada pista y luego dirigirles a cada una de las dos salidas. Además, cada señal de cada pista es sujeto de un procesamiento adicional por separado. Esto puede ser tan simple como un cambio en el nivel de la señal, ó puede involucrar filtrado ó efectos especiales. El filtrado, para producir cambios en el tono, puede ser constante para una selección ó puede variar con el tiempo, siendo diseñado para tratar diferentes secciones de música de una forma diferente. También se usan extensamente efectos especiales como la reverberación artificial. El resultado de esta manipulación es un ambiente en el sonido que únicamente existe en la grabación.

La consola de mezclado usada para estos propósitos puede tener cientos de ajustes. EL ingeniero debe determinar como establecer esos ajustes durante cada etapa del programa, y luego variarlos según se desarrolla la música. Los ajustes pueden ser tan complicados que es virtualmente imposible recordarlos cada sesión de mezclado. Efectuar cambios en tiempo real también puede ser bastante complicado.

Varios fabricantes han desarrollado equipo de mezclado automatizado para facilitarlo. Esos sistemas son esencialmente microcomputadoras diseñadas especialmente para el control de las variables en la consola de mezclado. El ingeniero puede programar los valores iniciales así como los cambios que se presentan durante la sesión.

El mezclado convencional, aun con equipo automatizado, presenta varios problemas. Uno de ellos es la redundancia de equipo, que resulta en alto costo. Un circuito analógico puede manejar sólo una entrada a la vez. Dieciséis canales ó más se deben controlar desde la consola, y cada canal tiene su propio nivel, filtrado y otros controles aun cuando todos los canales no usen todos los controles disponibles al mismo tiempo. El procesamiento de las señales puede ser una tarea poco práctica, ya que normalmente un estudio tiene un número limitado de esos dispositivos, los cuales se moven de una habitación a otra según son necesarios.

Su uso requiere que se realicen las conexiones cada vez que se desee un efecto especial en un canal diferente.

Una segunda categoría de problemas es causada por las limitaciones de la circuitería analógica, ya que las consolas sólo pueden desarrollar las funciones que fueron diseñadas en ella. Aun los dispositivos de efectos especiales están limitados en funciones ó alcance por los circuitos y funciones de control de ellos mismos. Cualquier cambio ó modificación en el procesamiento de la señal necesita un cambio en la circuitería del equipo existente, en caso de ser posible, ó la compra de nuevo equipo. Además de la complejidad del equipo analógico disponible, la flexibilidad del procesamiento de la señal es de muchas formas bastante limitado.

Un sistema con procesamiento de señales digitales resuelve muchos de los problemas del mezclado convencional. Se puede programar una pequeña computadora para desarrollar el procesamiento de la señal digital de cada canal, y también la sincronización del mezclado. A diferencia de la consola analógica, un sistema digital ofrece una gran flexibilidad en el procesamiento de la señal. El filtrado digital puede ser programado y efectuarse cambios en él, y se puede diseñar para aplicaciones específicas. Se pueden sincronizar cambios en el filtrado y el nivel con pasos en la secuencia digital que presenta el programa grabado, además de que se puede sincronizar con la palabra digital exacta. Puesto que esas operaciones se almacenan como una secuencia de instrucciones de programa, los pasos en el procesamiento de la señal pueden ser sumados, modificados ó llamados según se desee, permitiendo hacer varias pruebas con diferentes efectos sin destruir los programas previos. Además, se puede almacenar un archivo copia del procesamiento usado junto con la música que resulte del mezclado.

El sistema digital también proporciona elementos de ayuda como un monitor de vídeo, el cual es muy útil para el análisis y despliegue tanto del procesamiento de la señal como de los parámetros del mezclado. EL análisis espectral de la señal también es posible. Los valores establecidos en los controles pueden ser desplegados, mostrando la señal que está bajo procesamiento e indicando los cambios conforme estos ocurren. Un gran problema en cualquier sistema complejo

es la interfaz hombre máquina, y un despliegue controlado por computadora permite una mejor transferencia de información que en la lograda con una consola analógica.

Una ventaja adicional de un sistema digital de mezclado es la habilidad para procesar grabaciones digitales directamente. En una consola convencional, para poder procesar una grabación digital se necesita que primero se convierta la señal a analógica, se procese y después se convierta a digital de nueva cuenta para su posterior almacenamiento. Con el mezclado digital, se puede evitar la degradación en la señal causada por efectuar varias veces el proceso de decodificación y codificación ya que todo el proceso es digital. De hecho, es necesaria una grabación digital de alta densidad y alta calidad para asegurar el éxito de un mezclado digital.

Por otra parte, existen ciertas dificultades causadas por la gran capacidad computacional requerida para procesar música. El procesamiento en tiempo real necesita que la velocidad de la computadora sea varias veces más rápida que la de las minicomputadoras disponibles comercialmente. Realizar el procesamiento fuera de tiempo real también es problemático, ya que esto requiere que la duración del procesamiento sea mayor y de un sistema intermedio de almacenamiento (memoria). En la actualidad los dispositivos de memoria de las pequeñas computadoras son del orden de Megabytes, que permiten almacenar apenas segundos de música. Esto limita totalmente que hoy en día se puedan usar estos sistemas para el mezclado.

Se han construido computadoras con una arquitectura especialmente diseñada para procesar señales de audio, pero son extremadamente caras. Sin embargo, y tomándolo como ejemplo, se ha desarrollado un sistema de mezclado digital que usa una minicomputadora y un disco periférico de 800 Mbits que tiene capacidad para almacenar aproximadamente 26 minutos de un sólo canal de música muestreada a 32 KHz usando palabras de 16 bits. También se han desarrollado programas para implementar funciones de mezclado tales como control de nivel, filtrado y reverberación. Estos sistemas están diseñados para ser usados con una grabadora digital de cinta magnética, siendo leídas las partes de

música antes de ser procesadas. Los resultados se almacenan en una cinta digital.

Debido a que el proceso se lleva a cabo en forma digital, el repetir varias veces las operaciones no produce las degradaciones que normalmente se presentan en un sistema analógico. Viéndolo desde un punto de vista de calidad, un mezclado digital es muy superior al desarrollado con técnica analógica, aun cuando esta ventaja se ve sustancialmente afectada por situaciones económicas.

#### 4.7 EDICION.

En las grabaciones analógicas, normalmente la edición se hace cortando los segmentos de la cinta con una navaja muy fina y empalmándolos, pero digitalmente la edición se realiza electrónicamente. En la edición electrónica, los segmentos de cinta a editar se colocan en diferentes máquinas reproductoras. Por medio de códigos de dirección, que se encuentran en cada una de las cintas, se puede identificar precisamente el punto donde se desea hacer la transición y se efectúa una nueva grabación sobre una tercera grabadora mientras las dos cintas de entrada se reproducen a partir de un punto preciso.

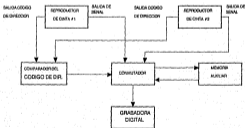


FIGURA 4-36. En la edición digital, la información de la dirección codificada en dos cintas se compara para determinar el punto apropiado de conmutación para transferir la señal de salida de alguna de las dos reproductoras hacia una tercera grabadora.

Debemos recordar que el copiado subsiguiente de señales digitales no produce una degradación en la señal, por lo que la cinta editada resultante conserva completamente la calidad de los originales. La figura 4-36 muestra un diagrama de bloques del proceso de edición digital.

El método para determinar el punto preciso de empalme entre dos cintas puede ser bastante sofisticado. Algunos sistemas permiten examinar las formas de onda de las señales de entrada en un tubo de rayos catódicos, para que el operador pueda elegir el punto exacto donde las dos formas de onda se intersectan favorablemente. Una edición hecha de esta forma es completamente inaudible y mucho más fina que la lograda con las técnicas analógicas.

La figura 4-37 muestra un método de edición digital en el cual únicamente se emplean dos grabadoras digitales. En a) se muestra el sistema de edición en modo de "ensayo"; una cinta compuesta de los segmentos 1 y 2 provenientes de las cintas maestras se va a editar junto con un nuevo segmento 3. En el modo de ensayo el operador puede escuchar la parte que se desvaneca del segmento 2 (reproducido en la máquina 2) que se va a unir con el segmento 3 (reproducido en la máquina 1). Haciendo una comparación de los códigos de dirección, el sistema permite al operador seleccionar el punto de transición deseado ( $T_0$ ) entre los segmentos 2 y 3.

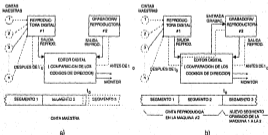


FIGURA 4-37. Método para editar digitalmente usando sólo dos máquinas. a) Modo de ensayo. b) Modo de grabación.



Cuando el operador ha localizado el punto deseado, el sistema se coloca en modo de grabación (figura 4-37 b). En ese momento ambas cintas se desplazan en sincronía y precisamente en  $T_0$  la máquina 2 se coloca en modo de grabación, y de esta forma el segmento 3 es ensamblado en la cinta compuesta por los tres segmentos. La máquina 2 tiene la habilidad de pasar al modo de grabación precisamente al comienzo de una trama sin tener una pérdida en las tramas previas; de esta manera la edición resulta ser un proceso sin transiciones bruscas. De esta forma, se puede ensamblar una cinta editada mientras que las cintas maestras originales permanecen intactas.

## 4.8 COROS.

Los procesamientos adicionales que pueden ser implementados en un sistema digital se pueden ejemplificar mediante una técnica que transforma la ejecución de voz de una sola persona en un coro de tantas personas como uno quiera. Tal sistema está disponible comercialmente y lo consideramos aquí por su utilidad en las grabaciones de música.

Cuando un grupo de personas canta al unísono, ellos no cantan cada nota exactamente al mismo tiempo, a la vez que cada uno lo hace con diferente tono. De una forma general, la voz de los cantantes está sincronizada, pero la realidad es que se muestra una variación aleatoria en los tonos y el tiempo en que cada uno ejecuta la misma nota. El resultado es que cada nota musical consiste de una distribución espectral y en el dominio del tiempo, la cual identifican los oyentes como el sonido de varios cantantes. La figura 4-38 muestra el diagrama de bloques de un sistema que transforma una voz en un coro de 5 voces.

Cada elemento de retardo contribuye a la multiplicidad de las notas musicales que corresponde a los errores en la sincronización en un coro real. Este retardo, sin embargo, se maneja por una fuente externa. Esto tiene dos ventajas: primero, los tiempos de retardo varían de nota a nota, y segundo, el cambio en el retardo corresponde a una variación aleatoria del tono.

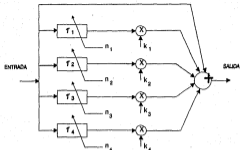


FIGURA 4-38. Sistema para simular el efecto de un coro a partir de una sola voz mediante líneas de retardo. Cada una de las líneas tiene diferente retardo al cual se controla por una fuente independiente de ruido con energía dominante en la región de 0 a 20 KHz.

En el diagrama de la figura 4-38, la señal de entrada se aplica a cada una de las 4 líneas de retardo. Los valores típicos de estos retardos son del orden de 10 a 50 mseg, que corresponden al rango donde las voces están fuera de sincronía. El retardo variable está producido por una fuente de ruido pseudoaleatorio de baja frecuencia, el cual produce un ruido con un ancho de banda de 5 KHz.

Una de las ventajas más importantes de los sistemas digitales es que el tipo de procesamiento implementado puede ser cambiado sin un hardware adicional si la arquitectura de la máquina es lo suficientemente general. Cada tipo de procesamiento es simplemente otro programa que puede ser almacenado en una memoria ROM. De esta forma, un sólo sistema digital puede desarrollar varias funciones, mientras que su correspondiente analógico debe ser dedicado a una sola función.

## **CAPITULO V.**

### **EVALUACION DE LOS SISTEMAS DIGITALES**

## 5.1 INTRODUCCION.

Algunas personas han puesto en duda la tecnología digital actualmente usada en los equipos de audio; la mayor parte de los principales aspectos, desde una supuesta ausencia de reverberación hasta el ruido de cuantificación han sido criticados. Por supuesto no todos los cuestionamientos son válidos, pero la duda motiva a que se mejoren los sistemas actuales. Sin embargo, lo que sí podemos asegurar es que la tecnología digital actual es relativamente primitiva y todo el potencial que puede alcanzar se encuentra limitado por el estado de desarrollo de los circuitos digitales. Este capítulo tiene por objeto hacer una evaluación de los sistemas digitales de audio y hacer una comparación entre los sistemas digitales y los analógicos, para determinar el estado actual de estos sistemas y analizar las posibilidades de desarrollo que hacia un futuro puedan presentar ambas técnicas.

## 5.2 EVALUACION DE LOS SISTEMAS DIGITALES.

Hoy en día, la tecnología está continuamente evolucionando. Los sistemas digitales actuales son sólo prototipos de lo que probablemente tendremos en el futuro. Así, las técnicas como el PCM y la modulación Delta tendrán que ceder ante nuevas tecnologías. Por ejemplo, aún antes de que el disco compacto se haya convertido en la principal fuente de sonido en el medio consumidor, la compañía holandesa PHILIPS ha dado a conocer que está trabajando en un disco compacto borrable. Irónicamente, el hecho de que los sistemas y la tecnología cambien continuamente crea un problema a corto plazo en los sistemas digitales. Parte del éxito de los sistemas analógicos se debe a su adaptabilidad; es un medio muy flexible y fácil de cambiar.

Por ejemplo, el disco convencional es compatible para sistemas de uno, dos y cuatro canales y cualquiera de ellos puede ser reproducido en el mismo tocadiscos. Pero el caso de la tecnología digital es diferente. Para estar preparada para el futuro se deben determinar las especificaciones actuales haciendo pronósticos de lo que puede llegar a existir. Los parámetros como rapidez de

muestreo, longitud de la palabra, formato y el sistema de detección de errores a emplear deben ser determinados cuidadosamente y pensando que van a cumplir con su propósito por un período prolongado, ó de otra forma antes se pueda encontrar alguna justificación para decir que son obsoletos. Parte del éxito de una tecnología se mide en su longevidad. No importa cuantos discos compactos se vendan los próximos años, si un nuevo modelo con mejores características pero incompatible se introduce en el mercado, entonces podemos decir que el sistema original no fue muy bueno porque no fue capaz de aceptar los cambios y seguir siendo compatible. En este renglón podemos apreciar que debido al desarrollo de la industria electrónica los sistemas digitales sí podrán asimilar los cambios que se vayan presentando, además de que se podrá interactuar cada vez más con los sistemas computacionales, lo que hace que los sistemas digitales sean aún más flexibles y estén abiertos al cambio.

Por otra parte, para que el audio digital tenga éxito sobre el buen desempeño que han demostrado los sistemas analógicos, éste debe ser lo suficientemente económico para estar al alcance de los consumidores. En este aspecto la tecnología digital tiende a ir abatiendo sus costos cada vez más como consecuencia del desarrollo de los circuitos integrados.

En el pasado, el precio estaba basado principalmente en la mano de obra y la cantidad de partes. Una grabadora profesional era más cara porque sus circuitos eran más complejos y se requerían más ensamblajes que en una versión comercial. En los equipos digitales, la mayor parte de la circuitería está contenida dentro de circuitos integrados, y el precio de éstos depende principalmente del volumen de fabricación. Si el producto se elabora en gran escala, el precio de fabricación se distribuye y el costo de un solo circuito integrado puede ser bastante bajo y en consecuencia el costo final del equipo digital disminuye. En los sistemas digitales, si se quisiera tener una versión profesional de un equipo, se tendría que fabricar un circuito con características realmente superiores a las de los circuitos empleados en los sistemas comerciales, lo cual resultaría en un circuito muy sofisticado que económicamente no sería práctico fabricarlo, además de que sólo se fabricarían unos cuantos, lo que también contribuiría a que no disminuyera el costo del circuito. Bajo estas condiciones, los llamados equipos profesionales digitales utilizan

básicamente los mismos circuitos integrados que las versiones comerciales, y lo que los hace diferentes es que las partes mecánicas y los circuitos complementarios como el filtro pasobajas, el módulo muestreador/retenedor, etc., son más complejos y precisos que en los equipos comerciales. Con esto la discrepancia entre los equipos digitales profesionales y comerciales se reduce notablemente, en contraste con los equipos analógicos en donde sí existe una diferencia muy grande entre lo comercial y lo profesional. Un ejemplo de esto es el procesador digital de audio que fue introducido como equipo comercial y superó las especificaciones de la mayor parte de los equipos profesionales analógicos existentes a esa fecha. En el presente se ha alcanzado un equilibrio entre el precio y la calidad en algunos equipos digitales como la grabadora en cinta magnética y el disco, lo que ha hecho que por el momento el factor económico no sea un impedimento para el desarrollo de estos sistemas. Sin embargo, hay otro tipo de equipos de procesamiento digital de audio como los sistemas de mezclado y edición que a pesar de ser mucho más caros que los sistemas analógicos están siendo cada vez más usados, además de que se está trabajando en ellos para mejorar la tecnología y reducir los costos.

### **5.3 PERSPECTIVAS HACIA EL FUTURO.**

Hace algunos años se cuestionaba hasta que punto el incremento de equipos digitales afectaría el campo del audio. Hoy en día, el uso de equipo PCM como fuente secundaria de sonido, o sean las grabaciones en cinta magnética que posteriormente se transcriben a algún otro medio ó son radiodifundidas, es extensamente usado tanto por las compañías grabadoras como por las radiodifusoras. En mayo de 1978 se usaron procesadores digitales de audio para transmitir cintas maestras en una radiodifusora en Tokio, Japón, y desde ese entonces, por la calidad de las transmisiones que sólo se veían degradadas por la modulación, transmisión y recepción del la FM, el uso del PCM ha ido creciendo hasta ser en la actualidad la fuente principal de sonido en el área del FM estereo.

Sin embargo, el movimiento hacia la digitalización de audio no para en la esfera industrial y la producción de fuentes secundarias de sonido, y de hecho, no debe parar ahí. Una vez que fue introducida la grabadora de cinta magnética en PCM,

tomándola como punto de partida, la gama de aplicaciones se ha ido expandiendo cada vez más hasta el grado de que en algunos casos todo el procesamiento de la fuente secundaria es completamente digital (mezclado, efectos especiales, grabación). Además, con la introducción del disco digital de audio (CD) en 1980 y con la cinta digital de audio en 1987 (DAT), que han demostrado tener gran aceptación entre los oyentes, la gama de la digitalización ha comenzado a abarcar el campo del consumidor doméstico.

Actualmente estamos en una etapa en la cual se mezclan los sistemas analógicos con los digitales y donde el consumidor va agregando nuevos equipos digitales de varios tipos a su equipo estereofónico ya existente (figura 5-1). Sin embargo, este es sólo un proceso de transición gradual que llevará a una revolución completa en los equipos comerciales de audio, ya que en un futuro puede ser que todas las fuentes de sonido que lleguen a un hogar (discos, cintas magnéticas, señales de radio) sean completamente digitales.

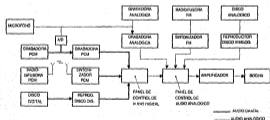


FIGURA 5-1. Diagrama general del estado actual de los procesos de grabación y reproducción domésticos.

No obstante, hay algunos obstáculos que se deben superar para que las fuentes secundarias de sonido sean completamente producidas usando equipos digitales. Antes de que estos equipos sean totalmente aceptados, primero debe haber una normalización de las fuentes secundarias de sonido y de los productos que llegan al consumidor. Los discos y cintas producidas deben estar disponibles en todo el mundo.

Sin embargo, la normalización del audio digital es un proceso muy complicado si lo comparamos con el analógico. En el caso del equipo analógico, la normalización se refiere sólo a mejoras a la calidad del sonido y cambios en los mecanismos y dispositivos de los equipos existentes. Por otra parte, la normalización de los equipos digitales cubre una gran variedad de aspectos complejos así como aspectos que pueden ser determinados con facilidad, ya que están limitados a la calidad del sonido y la operación del equipo. Debido a que el audio digital se encuentra todavía en proceso de ser desarrollado, si los aspectos a normalizar no son discutidos con cuidado, existe una posibilidad de que en un futuro, esos acuerdos se conviertan en inaplicables.

Además, es difícil llegar a un acuerdo con todos los fabricantes interesados en la forma en que la tecnología digital de audio debe ser aplicada a futuros productos, ya que cada fabricante quiere imponer sus prototipos. A pesar de la gran cantidad de fabricantes interesados en penetrar en el mercado del audio digital y el gran obstáculo que esto representa para la normalización, se han llegado a algunos acuerdos importantes, como son los casos del disco compacto y la cinta digital de audio, casos en los que la mayor parte de de los principales fabricantes han suscrito acuerdos para lanzar a nivel consumidor esos productos.

Otro problema estriba en el hecho de que no es suficiente simplemente afirmar la superioridad de los sistemas digitales sobre los analógicos en términos de la calidad del sonido. El equipo digital debe ser más barato que el analógico y ofrecer mayores facilidades antes de ser considerado como equipo de fuentes secundarias de sonido, ya que hasta la fecha no existe ningún equipo digital que haga funciones que no puedan ser desarrolladas por equipos analógicos.



Exista otro problema asociado con la expansión del equipo digital doméstico. Primero, como el material de la fuente secundaria es grabado digitalmente, es posible hacer copias sin errores, con lo que se logra que estas copias sean de muy alta calidad ya que prácticamente son iguales a las grabaciones originales. Por otra parte, en los sistemas analógicos hay una pérdida en la calidad de la grabación cada vez que se hace una copia, además de un incremento en la distorsión y en el wow y flutter. De esta forma, la fuente original sonido analógico tiene, por sí sola, un valor intrínseco.

En el caso digital, no existe virtualmente ninguna pérdida en la calidad del sonido al hacer una copia, y por lo tanto, la grabación original tiene el mismo valor que una copia, y a menos que se use un sistema efectivo para la prevención del copiado, existe alguna posibilidad de que las compañías que producen fuentes secundarias vayan a la quiebra. Este es un problema económico muy difícil de superar satisfactoriamente.

Ahora analizaremos por separado las expectativas para el futuro de las tres principales fuentes de sonido destinadas a los consumidores y que son la cinta magnética, el disco digital y la radiodifusión.

Aun cuando es mucho más cara que una grabadora de carrete de la mejor calidad, además de que es más difícil de editar con él, ya se encuentran disponibles en el mercado desde hace algunos años los procesadores digitales de audio que se usan en combinación con videocaseteras domésticas. Sin embargo, con la llegada de los circuitos LSI, los circuitos digitales necesarios para esos procesadores se producirán en una forma integrada, y el precio y tamaño de estos equipos se reducirá a una fracción de su tamaño presente. Una vez que este desarrollo se complete, muy probablemente no pasará mucho tiempo antes de estos procesadores rebasen la popularidad de las grabadoras de carrete.

De la misma forma que con el procesador digital de audio, ya se está comercializando el formato DAT, que también es mucho más caro que el sistema de casete compacto convencional. En este caso tal vez el DAT no llegue a ser muy popular, ya que para este campo se están planteando nuevas opciones que son

menos complicadas y pueden ser menos costosas. Si por ejemplo examinamos un cassette compacto C90 (90 minutos de duración), un formato ampliamente usado en todo el mundo, el área de grabación es de  $0.4 \text{ m}^2$ , la cual es un área bastante aceptable para usarse en grabaciones digitales estereofónicas de 16 bits. Si fuéramos a hacer una grabación en PCM de una forma un poco más sofisticada que en el presente, podríamos hacer una grabación de 45 minutos en un caseta de 90 minutos. Los prerequisites para lograr esta característica son el uso de cabezas delgadas fotofílmicas (thin film heads), las cuales están siendo investigadas en la actualidad y tal vez muy pronto pueden ser usadas para aumentar la densidad de grabación de una cinta magnética, el desarrollo de un sistema de procesamiento de audio efectivo, y una estructura periférica económica, todos ellos posibles si consideramos el grado de desarrollo que ha alcanzado la industria electrónica. Además, existe la posibilidad de combinar señales PCM de una cinta magnética con una computadora personal, lo cual abre otra esfera de especulación.

En lo que respecta a los medios de transmisión, la radiodifusión de señales PCM mediante satélites de comunicación y haciendo uso de los sistemas de distribución de señales por cable abren una nueva opción en este campo.

Las transmisiones de los sistemas PCM requieren un ancho de banda de 2 MHz, mismo ancho de banda de las señales de video, por lo que los satélites son un medio ideal para estas transmisiones. El sistema de radiodifusión directa desde un satélite DBS (Direct Broadcast Satellite) es un sistema mediante el cual una pequeña antena parabólica y un sintonizador reciben señales directamente de un satélite geoestacionario, el cual a su vez recibe las transmisiones de una estación terrena (figura 5-2). La transmisión directa desde satélite ha demostrado no tener problemas intrínsecos y las especificaciones del funcionamiento del sistema son similares a las de un disco compacto. El sistema también emplea esquemas de protección y corrección de errores por lo que la calidad del sonido obtenido es mejor a la de una transmisión de FM convencional. En la actualidad, en países como Inglaterra, Japón y los Estados Unidos de Norte América se encuentran ya radiodifusoras transmitiendo señales PCM desde satélites, y los únicos puntos en contra para que este sistema sea comercializado masivamente son el costo del sintonizador y la antena, que son más caros que los de FM convencional, así como

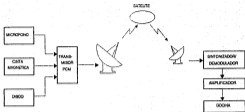


FIGURA 5-2. Sistema de radiodifusión directa desde un satélite (DBS).

el costo de renta de un segmento espacial (espacio requerido en el satélite para hacer la retransmisión). Probablemente en un futuro, si se abaten los costos, este sea un medio muy común para recibir señales de radio.

Otro sistema de distribución que se encuentra en etapa de experimentación y que puede llegar a ser muy usado es el sistema de distribución de señales PCM a través de los cables usados para distribuir señales de T.V.. El sistema propuesto CADA (Cable Digital Audio/Data Transmisión System) es un sistema para radiodifusión de audio digital y otros datos utilizando las líneas de cable coaxial existentes para la televisión por cable (CATV) y fibras ópticas. El audio digital y los datos se transmiten usando un rango de frecuencia equivalente a un canal arbitrario de CATV. Tal sistema tiene características y especificaciones superiores a un sistema de FM normal en términos de calidad y flexibilidad. Por medio de la corrección de errores, el sistema CADA puede mantener una muy buena calidad aun bajo condiciones adversas del cable, condición que tal vez una señal normal de T.V. no podría soportar.

En el sistema CADA se podrían programar señales de audio de alta fidelidad, como las originadas de los discos Compactos, así como señales de equipo facsimil, señales de video y hasta datos de software para computadora, como se muestra en la figura 5-3.

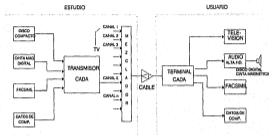


FIGURA 5-3. Sistema CADA que emplea los sistemas de distribución de TV por cable.

Un sistema propuesto tiene cuatro canales independientes de datos dentro de un sólo canal de televisión; cada canal de datos puede ser seleccionado de entre 4 modos diferentes, como se observa en la figura 5-4. Los cuatro modos proporcionarían una señal estereo de 16 bits y 44.1 KHz, 2 canales estereocónicos de 8 bits y 44.1 KHz, 8 canales monoaurales de 8 bits y 22.05 KHz ó un canal estereocónico de 8 bits y 44.1 KHz y 4 monoaurales de 8 bits y 22.05 KHz. Todos los modos contendrían 7 bits de código de corrección de errores, 4 bits de servicio y 8 bits de sincronización, formando una palabra de 168 bits. Con estos diferentes formatos, es posible tener un sistema muy flexible cuya implementación dependa de las necesidades del usuario final.

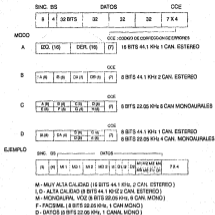


FIGURA 5-4. Formato del sistema CADA.

Los discos digitales de audio también se encuentran en proceso de evolución. La primera generación de estos discos está completamente desarrollada. Los discos y los reproductores se encuentran comercialmente en casi todo el mundo. La segunda generación de los discos ópticos, que son los que se pueden grabar una sola vez y no se pueden borrar (DRAW ó Direct Read After Write) se encuentran muy avanzados y de hecho ya se dispone de ellos en aplicaciones de computación. Sin embargo, estos discos son poco prácticos para almacenar audio, aun cuando resulta ser un método económico de almacenamiento.

La tercera generación de discos ópticos también se encuentra muy avanzada y tal vez en un futuro será la principal fuente de sonido a nivel doméstico, ya que por su facilidad para grabar y borrar en él, muy probablemente reemplazará a nivel doméstico a los discos digitales actuales y la cinta magnética.

Principalmente hay dos sistemas que se están desarrollando para poder grabar y borrar ópticamente sobre los discos. El primero usa materiales que presentan cambios de fase amorfa a cristalina ó viceversa cuando son grabados a una temperatura y borrados a otra. El segundo es un sistema magneto-óptico en el cual el disco esta compuesto de una capa de grabación hecha de un material magnético y se emplea un campo magnético en la trayectoria del haz de laser para alterar la polaridad de la señal.

La técnica cristalina a amorfa es similar a la empleada en los discos DRAW. Para grabar datos se usa un cambio de fase de alta reflectividad (cristalina) a una de baja reflectividad (amorfa), y lo contrario para borrar. Las técnicas magneto-ópticas son un poco más complicadas que los métodos de cambio de fase. Esta técnica emplea una grabación magnética perpendicular, sin embargo, como la superficie se encuentra un poco alejada del campo magnético, éste no es lo suficientemente fuerte para orientar las partículas de óxido hasta que son calentadas con un haz de laser. En los primeros experimentos se ha usado una aleación de Terbio y acero con Bismuto como medio de grabación (figura 5-5). Cuando el material se calienta a su temperatura de Curie su coercitividad se aproxima a cero y la orientación de sus partículas de óxido es invertida fácilmente por el campo perpendicular antes de que regrese a su temperatura normal. Una



FIGURA 5-5. Disco magneto-óptico borbolla.

bobina se enrolla alrededor de la lente de laser para producir el campo magnético. Para leer los datos se usa el efecto Faraday; el plano de la luz polarizada es girado cuando llega a un material magnetizado. La rotación del haz cuando alcanza partículas orientadas inversamente en contraste a cuando llega a partículas orientadas normalmente produce un haz de luz modulada el cual contiene la información. Para borrar se usa el mismo procedimiento que en la grabación pero con el campo magnético invertido.

Como podemos observar, la digitalización del audio va abarcando cada vez más tanto la parte industrial como la parte doméstica, a la vez que se están haciendo continuamente mejoras a los sistemas digitales ya existentes. Sin embargo, tendrán que pasar muchos años antes de que la trayectoria que sigue una señal de audio sea completamente digital, esto es, desde que son convertidas las señales analógicas a digitales inmediatamente después de que son registradas por un micrófono, hasta que son convertidas a analógicas de nueva cuenta para ser reproducidas por un amplificador y una bocina, cubriendo el equipo industrial y el equipo doméstico, además de que en el caso de la distribución de señales en el espacio, existe la limitación inherente de que no se pueden transmitir señales que no sean moduladas por una señal analógica.

## **5.4 COMPARACION DE LOS SISTEMAS ANALOGICOS Y DIGITALES.**

Ya hemos visto que económicamente y técnicamente los sistemas digitales son capaces de subsistir tanto en los medios profesionales como comerciales, ya que son capaces de asimilar los cambios en la tecnología a la vez que sus costos se están reduciendo continuamente. Ahora haremos una comparación de las especificaciones entre los sistemas analógicos y digitales, para poder evaluar adecuadamente el desempeño de estos últimos.

Para hacer la comparación consideraremos por separado las grabaciones en cinta magnética, el disco y la radiodifusión.

En términos de respuesta en frecuencia, las grabaciones analógicas en cinta magnética pueden cubrir fácilmente el rango de 20 Hz a 30 KHz; las grabaciones digitales tienen la capacidad de cubrir frecuencias muy bajas (prácticamente D.C.), pero las altas frecuencias se encuentran limitadas a menos de 25 KHz, ya que estas dependen de la rapidez de muestreo que en la tecnología actual es cuando mucho de 50 KHz.

Las mejores grabadoras analógicas profesionales presentan una relación S/N de 68 a 70 dB (con una velocidad de 75 cm/seg) mientras que en las digitales es de más de 90 dB. En grabaciones analógicas que tienen un rango dinámico muy amplio y con música que no es sometida a alguna técnica adicional de reducción de ruido, el oyente percibe un ruido de fondo bajo ciertas condiciones críticas. En grabaciones digitales, sólo en muy raras ocasiones se percibe alguna clase de ruido debido al medio de grabación; normalmente es más fácil de percibir ruido en la circuitería de entrada del micrófono.

Para velocidades altas de grabación las inestabilidades en el tiempo (wow y flutter ó distorsiones debidas a variaciones en la velocidad de la cinta) en los mejores sistemas analógicos puede ser del orden del 0.04%; en el formato digital estas se encuentran abajo de los niveles que se pueden medir, esto es, virtualmente no existen.

Mientras que en los mejores procesos de grabación analógica existe una transferencia de la señal de una capa de la cinta magnética a otra capa (print-trough) de -60 dB, esto no existe en las grabadoras digitales, lo que hace que el tiempo que pueda estar almacenada sea mucho mayor sin tener ninguna degradación.

En las grabaciones analógicas el ruido de modulación, que es un incremento en el ruido de fondo y aparece sólo cuando la señal esta presente, es del orden de 55 a 60 dB abajo del nivel de la señal de entrada, mientras que en el dominio digital este ruido no aparece.

Aun una sola copia de una cinta analógica resulta en una degradación de la señal en cuanto a ruido, distorsiones y estabildades en el tiempo. En contraste, se



pueden hacer el número de copias sucesivas que sean en el sistema digital sin ninguna degradación en la copia.

La distorsión armónica total en las grabadoras analógicas es del orden del 0.1%, mientras que en las grabadoras digitales ésta es de menos del 0.05%.

La diafonía (crosstalk) en las grabaciones analógicas en cinta magnética es del orden de -40 dB, en tanto que en las grabaciones digitales es de menos de -80 dB, además de que en estas últimas las variaciones de fase son mucho menores.

En el orden económico, las grabadoras de cinta magnética del formato DAT tienen un costo muy superior al de las grabadoras de cassette convencional, lo mismo que las grabadoras profesionales y los procesadores digitales de audio, que tienen todavía un costo arriba de su equivalente analógico, pero ofreciendo una calidad y una flexibilidad superiores.

La edición y el mezclado analógicos son simples y rápidos. En el dominio digital se requiere de aparatos adicionales que hacen el proceso muy costoso y lento, sin embargo, el proceso digital es mucho más preciso y flexible.

Por otra parte, comparando los discos analógicos convencionales con los discos digitales de audio, observamos que la respuesta en frecuencia es de 40 Hz a 20 KHz +3 dB en los discos analógicos y de 10 Hz a 20 KHz + 0.5 dB en los digitales, o sea, la respuesta del digital es más plana sobre un rango de frecuencias más amplio que en el disco analógico.

En los mejores casos se tiene una relación S/N de 60 a 62 dB en los discos analógicos mientras que en los discos digitales de audio este valor es de más de 90 dB.

Bajo condiciones ideales, la distorsión de un fonocaptor analógico es del 0.1% y normalmente se encuentra en valores de entre 1% y 3% ; en los discos digitales la distorsión total es del orden de 0.05%.

Las inestabilidades en el tiempo (wow y flutter) de los tocadiscos convencionales son normalmente del 0.1% y llegan a ser del 0.03% en aquellos donde la rotación del disco se controla con osciladores de cuarzo; en los discos digitales estas variaciones se encuentran abajo de los niveles que se pueden medir.

En cuanto a la diafonía, es de aproximadamente -30 dB en los discos analógicos y menor a -90 dB en los discos digitales.

Además de las comparaciones de las especificaciones entre los dos sistemas de discos analizados anteriormente, podemos agregar las siguientes ventajas de los discos digitales sobre los analógicos: por la naturaleza de los sistemas de lectura óptica no existe desgaste del disco ni del fonocaptor, lo que hace que la duración del disco sea prácticamente eterna, además de que no aparece ningún ruido de fondo como el causado por el polvo y los rayones en los surcos de los discos analógicos. Adicionalmente, la distorsión y los efectos indeseables que se ocasionan por la retroalimentación acústica en los tocadiscos analógicos no aparece en los reproductores de discos digitales.

En cuanto a la cuestión económica, los discos digitales y los reproductores tienen un precio comparable al de los equipos convencionales de alta calidad.

Pasando a la radiodifusión, tenemos que la respuesta en frecuencia de la señal de FM convencional es de 20 Hz a 15 KHz, y en los sistemas DBS (DIRECT BROADCAST SATELLITE) es de 20Hz a 20 KHz.

En cuanto a la relación S/N, esta es de 75 dB en el FM convencional y de aproximadamente 95 dB en el sistema digital DBS. La distorsión armónica total es del 0.1% en el FM y de 0.05% en la radiodifusión digital.

A diferencia del disco y de la cinta donde no existe una diferencia muy grande entre los sistemas analógicos y los digitales, en la radiodifusión los costos de los equipos de transmisión y recepción todavía se encuentran muy por arriba de los costos de los equipos convencionales, por lo que por el momento no son sistemas

ampliamente difundidos.

Como podemos observar, con la única excepción de la respuesta en frecuencia, que es prácticamente igual para los sistemas digitales y analógicos, las especificaciones de los sistemas digitales son superiores a las de los sistemas analógicos, además de que tienen la ventaja de ser en gran medida inmunes a los ruidos que se introducen durante los procesos de grabación y reproducción.

## **CAPITULO VI.**

## **CONCLUSIONES**

A pesar de que una parte de un sistema de audio pueda ser digital, la música y las voces que llenan el aire son cantidades analógicas, y los oídos que perciben las ondas sonoras responden también a señales analógicas. Este hecho nos revela que en los sistemas de audio una parte necesariamente deberá permanecer analógica, o de otra forma la señal no tendría sentido para el oído humano, que es el fin y el cabo el objetivo final del sistema.

Sin embargo, como hemos podido observar a través del estudio realizado, mediante la digitalización del audio se pueden mejorar considerablemente la calidad de las grabaciones y resolver los problemas que las deterioran, principalmente eliminando en gran medida el ruido y las distorsiones que se introducen en los procesos de grabación y reproducción, además de que en algunos casos hace el procesamiento más fácil y flexible.

Una conclusión a la que se llegó, es que hay que considerar que el costo de las mejoras a las que nos referimos anteriormente es en la mayoría de los casos bastante alto y se debe considerar su uso solamente cuando estos beneficios sean lo suficientemente grandes para justificar la diferencia económica. En el caso de los sistemas domésticos, sólo el disco compacto ha podido reducir su costo hasta quedar sólo un poco arriba del disco analógico, justificando el pequeño incremento en costo con un incremento muy grande en calidad. A diferencia del disco compacto, las cintas digitales domésticas (R-DAT y PROCESADOR DIGITAL DE AUDIO) no han podido reducir su costo hasta un nivel aceptable y por lo tanto su uso está muy limitado. En cuanto a los sistemas profesionales, donde el costo no es un factor tan importante ya que a partir de un original se derivan miles de copias o se difunden por radio los programas y se puede prorratear el costo del equipo, las grabaciones digitales sí encuentran una justificación y prueba de ello es que cada día se hacen más grabaciones maestras en PCM.

Además, como consecuencia del desarrollo que han alcanzado conjuntamente las ciencias de la computación y la electrónica, el procesamiento de las señales de audio se ha tomado mucho más flexible y en algunos casos más simple, ya que las señales se pueden procesar como si fueran datos, esto es, mediante un software especializado se pueden cambiar fácilmente los parámetros

con los cuales se modifican las características originales de la señal digitalizada, además de que puede ser sometida a procesos de detección y corrección de errores. Estos parámetros son básicamente la cantidad de reverberación, el tiempo de retardo, la amplitud de la señal en el mezclado, el control de tonos y los puntos de edición.

Por otra parte, se ha podido constatar que los sistemas digitales son capaces de manejar la voz y la música de una forma adecuada, esto es, con el ancho de banda suficiente y las distorsiones lo suficientemente pequeñas para que el oído no las perciba. Si a estas características agregamos las ventajas que presentan los esquemas digitales sobre los analógicos y que fueron descritas en este estudio, podemos concluir que la tecnología digital continúa con la evolución que desde hace muchos años está teniendo la industria del audio.

En cuanto al trabajo realizado, la tesis cumple con los objetivos trazados al principio, ya que mediante una extensa investigación bibliográfica se pudieron exponer los principios fundamentales de la teoría de las comunicaciones que se aplican a la digitalización del audio. Asimismo, se pudo hacer un análisis de los diferentes procesos a los que son sometidas las señales de audio digitalizadas para poder evaluarlas correctamente, establecer una comparación con su equivalente analógico, determinar su estado actual de desarrollo y presentar una panorámica de lo que se puede llegar a tener con el procesamiento digital.

## BIBLIOGRAFIA

### 1.- ACOUSTICS

Beranek, Leo

Mc Graw Hill, 1964

### 2.- MODERN SOUND REPRODUCTION

Olson, Harry F.

Van Nostrand Reinhold, 1972

### 3.- ACOUSTICA

Rosado, Carlos

Trillas, 1974

### 4.- THE NEW AUDIO CYCLOPEDIA

Ballou, Glen

Howard W. Sams, 1988

### 5.- DIGITIZATION OF AUDIO: A COMPREHENSIVE EXAMINATION OF THEORY, IMPLEMENTATION, AND CURRENT PRACTICE

Blessner, Barry B

Journal of the Audio Engineering Society, Octubre 1978

- 6.- DIGITAL PROCESSING IN AUDIO SIGNALS, en Application of  
Digital Signal Processing  
Blessner, Barry y Kates, J.  
A. Oppenheim Editor, Prentice Hall, 1978
- 7.- CONSUMER ELECTRONICS: Higher fi by digits  
IEEE Spectrum  
Diciembre 1979
- 8.- DIGITAL TECHNIQUES IN SOUND REPRODUCTION  
Mincif Daniel  
Audio, Mayo 1980
- 9.- PRINCIPLES OF COMMUNICATION SYSTEM  
Taub and Shilling  
Mc Graw Hill, 1975
- 10.- DIGITAL AND ANALOG DATA CONVERSIONS  
Malmstad, Enke, Crouch  
W. A. Benjamin, 1973
- 11.- DIGITAL INTEGRATED ELECTRONICS  
Taub and Shilling  
McGraw Hill, 1976
- 12.- DIGITAL AUDIO TECHNOLOGY  
Nakajima H., Doi T., Fukuda J.  
Tab, 1983



- 13.- **AMPLIFICADORES OPERATIVOS, DISEÑO Y APLICACION**  
Tobey Gene, Graeme Jerald  
Diana 1978
- 14.- **PRINCIPLES OF DIGITAL AUDIO**  
Pohlmann, Ken  
Howard W.Sams, 1987
- 15.- **A-D AND D-A CONVERTERS: THEIR EFFECT ON DIGITAL AUDIO  
FIDELETY**  
Stockham, Thomas G.  
Presented at the 41st Convention of the Audio  
Engineering Society, Octubre 1971
- 16.- **HANDBOOK OF RECORDING ENGINEERING**  
Eargle, John  
Van Nostrand Reinhold, 1988
- 17.- **A FAST RANDOM ACCESSING SCHEME FOR R-DAT**  
Adachi, T, Arai, K, Kawamoto, K, Taki, H, Murase, K  
IEEE Transactions on Consumer Electronics  
Vol. CE-33, No. 3, Agosto 1987
- 18.- **THE DAT CONFERENCE. ITS ACTIVITIES AND RESULTS**  
Nakajima, Heitaro y Kosaka, Mashiro  
IEEE Transactions on Consumer Electronics  
Vol. CE-32, No. 3, Agosto 1986

19.-DIGITAL SIGNAL PROCESSING TECHNOLOGY FOR R-DAT

Arai, T. Noguchi, T. Kobayashi, M. Okamoto, H.

IEEE Transactions on Consumer Electronics

Vol. CE-32, No. 3, Agosto 1986

20.- APPLYING DIGITAL TECHNOLOGY TO AUDIO: DELAY, TRANSMISSION  
STORAGE AND OTHER FORMS OF PROCESSING

Blessner, Barry

Presented at the 41st Convention of the Audio

Engineering Society, Octubre 1971

21.- SISTEMAS OPTICOS DE LECTURA DE DISCOS DE AUDIO

Mundo Electrónico, No. 102, 1980

22.- HIGH QUALITY PROFESSIONAL RECORDING USING NEW DIGITAL  
TECHNIQUES

Myers, John y Feinberg, Abe

Journal of the Audio Engineering Society, Octubre 1972

23.- MAGNETIC RECORDING IN SCIENCE AND INDUSTRY

Fear, Charles B.

Reinhold Publishing Corporation, 1967