

300617

14
2eg'



UNIVERSIDAD LA SALLE

ESCUELA DE INGENIERIA MECANICA ELECTRICA

INCORPORADA A LA UNAM

SISTEMA DE DISCO COMPACTO :

**ESTUDIO TEORICO SOBRE EL SISTEMA DE AUDIO
DIGITAL REPRODUCIDO MEDIANTE RAYOS LASER**

TESIS PROFESIONAL

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICO**

P R E S E N T A :

ELSA MARGARITA GONZALEZ PALACIOS

MEXICO, D. F.

1987

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



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.

I N D I C E

- CAPITULO 1: INTRODUCCION**
- 1.1 BREVE SINTESIS DEL DESARROLLO
 - 1.1.1 UN BIT DE INFORMACION HISTORICA
 - 1.1.2 VENTAJAS DEL AUDIO DIGITAL
 - 1.2 EL OIDO: CARACTERISTICAS DEL RECEPTOR HUMANO
-
- CAPITULO 2 GRABACION Y FABRICACION DE LOS
 DISCOS COMPACTOS**
- 2.1 LOS ELEMENTOS DE LA CONVERSION ANALOGICO A DIGITAL
 - 2.1.1 PCM (MODULACION POR CODIGO DE IMPULSOS)
 - 2.2 CODIGOS DE CORRECCION DE ERROR
 - 2.2.1. CODIGOS CONVOLUCIONALES: REPASO DE LA
 TEORIA FUNDAMENTAL
 - 2.2.2 CODIGO REED-SOLOMON DE INTERCALACION CRUZADA
 - 2.3 MODULACION OCHO A CATORCE
 - 2.4 PROCESO DE PRODUCCION DE MASTER Y CREACION DE REPLICAS
-
- CAPITULO 3 REPRODUCCION DE LOS
 DISCOS COMPACTOS**
- 3.1 CAPTURA DE INFORMACION
 - 3.2 RECUPERACION DE LA SEÑAL ANALOGICA
 - 3.2.1 SISTEMA DE 16 BITS
 - 3.2.2 SISTEMA DE 14 BITS

**CAPITULO 4 CIRCUITOS DE LOS SISTEMAS
REPRODUCTORES DEL DISCO COMPACTO**

- 4.1 SISTEMA OPTICO: LECTURA DE INFORMACION**
 - 4.1.1 LASER, LENTES Y FOTODIODOS
 - 4.1.2 MOVIMIENTO DE ENFOQUE DEL ENSAMBLE DE LECTURA
 - 4.1.3 MOVIMIENTO DE SEGUIMIENTO DEL ENSAMBLE DE LECTURA
 - 4.1.4 MOVIMIENTO DESLIZANTE O RADIAL DEL ENSAMBLE DE LECTURA
 - 4.1.5 CONTROL DEL LASER
 - 4.1.6 MOVIMIENTO DE GIRO DEL DISCO
- 4.2 PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL**
 - 4.2.1 SISTEMA DE 16 BITS
- 4.3 ELEMENTOS MECANICOS**

CAPITULO 5: CONCLUSIONES

- 5.1 COSTOS Y PRODUCCION EN MASA**
- 5.2 SISTEMAS AFINES**
 - 5.2.1 LASERVISION
 - 5.2.2 GRABADORA DE AUDIO DIGITAL
 - 5.2.3 MEMORIAS NO BORRABLES EN DISCO COMPACTO: CDROM
- 5.3 PERSPECTIVA A FUTURO DEL SISTEMA DE DISCO COMPACTO**

CAPITULO 1:

INTRODUCCION

1.1 BREVE SINTESIS DEL DESARROLLO

A pesar del hecho de que en audio profesional se ha usado en forma predominante la tecnología analógica por más de un siglo, parece que se presentará una transición total a la tecnología del audio digital solo con 15 años de experiencia, logrando grandes ventajas relacionadas con la calidad del audio, eficiencia operacional, nuevas posibilidades de procesamiento y economía.

La ventaja que resalta más ante un crítico que escucha es que la fidelidad del sonido grabado y reproducido usando la tecnología actual del audio digital ha alcanzado un nivel de calidad superior a la normalmente lograda por los más avanzados medios analógicos. Esta calidad satisface los criterios de audición en términos de rango dinámico y relación señal a ruido. Aún más, la alta calidad puede preservarse por un periodo indefinido de tiempo en que la reproducción sonora es idéntica.

Por supuesto, la introducción de técnicas nuevas usualmente se topa con dificultades. En este caso, el equipo actual es más

caro que el analógico, es difícil establecer los estándares, y los trabajos de prueba y reparación de equipos requieren de especialistas. Una dificultad que a la larga sería devastadora es el hecho de que las copias del material de audio pueden ser idénticas a las originales, con lo que la piratería y la copia casera no autorizada llevarían a considerar que para las compañías grabadoras esta opción no sería económicamente viable.

1.1.1 UN BIT DE INFORMACION HISTORICA

Los eventos más relevantes en la historia del audio digital en orden cronológico son:

- 1875 - Demostración de Leon Scott de la máquina parlante fonautógrafo
- 1877 - Edison patenta "mejoras al fonógrafo o máquina parlante"
- 1925 - Los Laboratorios Bell introducen la grabación y reproducción eléctrica
- 1927 - Primera película con sonido ("The Jazz Singer")
- 1937 - Reeves inventa PCM con codificación binaria
- 1948 - Columbia introduce los discos LP
- 1961 - Simulación por computadora de reverberación digital.
- 1971 - Introducción de retardo de línea digital.
BBC demuestra una grabadora digital estereo de audio.

1972 - Grabaciones con master digitales por Nippon Columbia en Japón.

Uso de PCM en el Reino Unido para distribución de alta calidad de sonido para TV y radio.

1975 - Surgimiento de sistemas de reverberación digital en tiempo real.

1976 - BBC demuestra su grabadora digital de 10 canales
Restauración digital de grabaciones de Caruso.

1977 - Salida al mercado de varias grabadoras digitales de audio.

1980 - Se anuncia la idea del sistema del disco compacto.

1982 - Venta de equipos de disco compacto.

1984 - Salida al mercado de la primera consola mezcladora de audio digital.

De esta tabla se desprende que antes de 1960, aun cuando se conocían los principios de la modulación por codificación de impulsos en código binario establecidos en 1938, la conversión digital y la tecnología de almacenamiento no estaban suficientemente desarrolladas como para desafiar seriamente las técnicas analógicas. Los avances técnicos logrados durante los 60s empezaron a facilitar los estudios en el área de audio digital. El más relevante de estos desarrollos -el surgimiento de circuitos digitales de bajo costo y alta velocidad, microcomputadoras, y tecnología de instrumentación digital, añadido al rápido crecimiento en el nuevo campo de procesamiento digital de señales- dio a las personas creativas familiarizadas

con esta técnica la oportunidad de aplicar estas innovaciones a los productos de audio.

A pesar de que la investigación en la simulación digital de la reverberación artificial apareció desde 1961, las primeras demostraciones del potencial y del impacto práctico del audio digital surgieron hasta 10 años después, cuando se presentaron razones más poderosas para este desarrollo. Primero, se podían implementar procesos que con medios analógicos eran imprácticos y segundo, se podían sustituir algunos de los eslabones más débiles en la cadena de grabación y distribución de audio. Consecuentemente se dieron varios avances importantes a lo largo de los 70s. Finalmente, el audio digital empezó a usarse en el campo de los no especialistas.

Pocos años después, surgieron diversos procesadores de audio digital que permitían funciones como la reverberación. Procesos de audio más sofisticados están confinados a minicomputadoras de uso general que no operan en tiempo real, aunque algunos procesadores de audio digital se construyen con bases en la experimentación.

El procesamiento digital de las señales de audio es, quizás, un desarrollo más significativo en la historia de los equipos reproductores de discos, de lo que en su momento fue el cambio de la reproducción acústica a la reproducción eléctrica. El estudio de la posibilidad de grabar señales de audio ópticamente sobre un disco, se inició en los Laboratorios de Investigación Philips en 1974, en estrecha cooperación con la división de Audio de Philips. Pronto quedó en claro que se tendría que adaptar un método diferente al adoptado en el sistema Laser Vision:

codificación digital en lugar de métodos de modulación analógica. Después de haber alcanzado un acuerdo con la compañía Sony en 1979, se iniciaron extensas discusiones acerca del procesamiento de la señal. Eventualmente se produjo una norma para el sistema, que incluía contribuciones de ambas compañías. Luego se hicieron acuerdos de licenciamiento con un cierto número de otros fabricantes de equipos de audio y discos.

En 1982, con el surgimiento del sistema del disco compacto, apareció sutilmente una situación poco usual. Por primera vez, al final de la cadena de audio, el escucha en casa podía tener la misma calidad sonora que al principio de esta cadena. De hecho, la reproducción del disco compacto permite tener una calidad mejor que muchas máquinas analógicas que aún se usan en los estudios para grabación del material de primera generación.

Aún así, permanecen varias etapas del procesamiento que requieren del audio analógico, lo que implica conversiones analógico-digital-analógico necesarias por ahora que aumentan el nivel de ruido hasta en 3dB en cada transformación. Afortunadamente, el uso de técnicas digitales está en sus inicios, y su rápido avance acabará pronto con este inconveniente.

1.1.2 VENTAJAS DEL AUDIO DIGITAL

Las señales analógicas son muy nombradas por la razón obvia de que las características físicas descritas por la onda originalmente en un medio son transformadas a otro medio para ser descritas por las características físicas de otra onda. La

información contenida en la nueva onda varía en forma análoga a las variaciones de la señal original. En general, una señal analógica es una representación continua en tiempo y en amplitud de otra señal continua en tiempo y amplitud por lo que, idealmente, las dos señales estarán relacionadas linealmente.

En audio, lo principal es representar el fenómeno acústico por transductores analógicos, redes eléctricas y medios de grabación. El caso es que la mayoría de los transductores (como micrófonos) y las redes eléctricas solo mantienen una analogía, que es la amplitud entre entrada y salida. No se requiere analogía en tiempo. En consecuencia, la mayoría de los problemas resultan de alineamientos menores, distorsión de fase y ruido de componentes. Para algunos procesos, sin embargo, se utilizan dos analogías, una para la amplitud y otra para tiempo, representada esta última por la distancia.

Desafortunadamente, en la práctica, todas las técnicas analógicas de grabación son susceptibles a dos clases de problemas: unos causados por la analogía de tiempo y otros por la de amplitud.

La evaluación de los sistemas de audio requiere de medidas objetivas de la operación y funcionamiento que permitan checar las especificaciones del sistema. Estas medidas pueden ser especificadas por varios parámetros, como son:

- . Rango dinámico
- . Relación señal a ruido
- . Distorsión armónica
- . Distorsión transitoria intermodulación
- . Respuesta de frecuencia

Estos parámetros objetivos pueden ser medidos usando algunas señales artificiales de prueba bien definidas.

El rango dinámico de una señal se define como la relación entre la potencia máxima de la señal y la potencia de la mínima señal que puede ser diferenciada de una señal de interferencia, determinadas las dos en la misma banda de frecuencia. Este dato es muy importante en situaciones prácticas. Un ejemplo es la pregunta de que tan útil es almacenar señales de música con un gran rango dinámico cuando esta señal se reproducirá en un carro. En este caso, las cualidades subjetivas de la reproducción pueden ser preservadas parcialmente solo si aplica una compresión del rango dinámico de alta calidad.

La caracterización de los sistemas de audio por medidas subjetivas se debe a lo siguiente. Los programas de audio de producción en masa se generan en estudios en que los ingenieros de audio determinan el balance de tono de la música. Subjetivamente este tono es reproducido correcto cuando la música se reproduce al mismo nivel de intensidad que en la mezcla original (asumiendo las mismas curvas para cada escucha, lo que es, por supuesto, falso). Nótese que en la práctica esto significa que difícilmente se puede escuchar la música como el ingeniero de sonido pretendía. La reproducción a diferentes niveles de intensidad pueden lograrse con el mismo balance de tonos cuando el espectro de frecuencia se forma de acuerdo a las curvas de Fletcher-Munson, que son una descripción estadística de la sensibilidad del oído humano. De aquí que un control de tono diseñado fisiológicamente requiere de una escala dinámica que no se puede derivar de las curvas de Fletcher-Munson.

Mediante la digitización es posible representar casi todo el rango dinámico de las señales. Y una ventaja de las técnicas digitales es que en el almacenamiento, transmisión, copiado y reproducción subsiguientes no necesariamente se pierde calidad de la señal de audio.

Una comparación entre algunas de las medidas de los parámetros mencionados y otros factores para un caso de audio digital y uno de analógico se muestra a continuación.

	Compact Disk	Disco LP
Respuesta de frecuencia	20 a 20k Hz	30 a 20K Hz
S/N	mas de 90 dB	mas de 60 dB
Rango dinámico	mas de 90 dB	55dB max(1kHz)
Separación de canales	mas de 90 dB	25 - 35 dB
Distorsión de alta frec.	menor 0.05%	0.2 %
Distorsión armónica	1 - 2 %	0.004 %
Wow y Flutter	no medible	0.03% (WRMS)
Tiempo de reproducción	60 minutos	30 minutos
Durabilidad	Semipermanente	Degradación de
Efectos del polvo, huellas de dedos, rayaduras	Generalmente se corrige	las altas frec. Causa ruido
Diametro del disco	12 cm	12 pulgadas
Reproducción automática	si	no
Búsqueda de programa	si	no

(del artículo Digital Audio- A System Concept, Bennett y Machon, Sony, 1982; complementado con High-Quality Digital Audio in the Entertainment Industry, de Bloom, IEEE ASSP Magazine, oct 85)

1.2 EL OIDO: CARACTERISTICAS DEL RECEPTOR HUMANO

En audio profesional, los requerimientos subjetivos de alta fidelidad imponen numerosos criterios técnicos para lograr el óptimo proceso de conversión. Las especificaciones del sistema

completo están, sin embargo, gobernadas por dos criterios básicos.

El primer criterio para un sistema adecuado es asegurarse que puede manejar todas las características posibles de la señal fuente, aún cuando sean altamente improbables. Afortunadamente, existe suficiente información práctica sobre las fuentes acústicas de interés para los escuchas como para saber, para la mayoría, el rango dinámico y el contenido espectral de energía de las fuentes interesantes que generalmente acomodan al oído.

Por supuesto, las características de ciertas clases de señal, como los efectos de sonido o sonidos sintetizados, pueden exceder los rangos del oído, y ser entonces, fuentes posibles de estas características que deben ser manejadas satisfactoriamente sin ahondar el costo y la complejidad. Esta consideración deberá ser tomada en cuenta como demanda para el proceso inicial de conversión al menos para igualar el rango auditivo del oído.

El segundo criterio para un sistema adecuado es la capacidad de reproducir señales que sean perceptualmente indistinguibles de las originales. Este concepto de "perceptualmente indistinguibles" se refiere a que la señal puede limitarse por el sistema de conversión (en frecuencia o rango dinámico), o aún degradarse eléctricamente, mientras que la alteración permanezca inaudible para el escucha más sensitivo.

Para el escucha normal, el oído es más sensible a las frecuencias entre 2 y 5 kHz al umbral del oído. Esta sensibilidad cae arriba y abajo de esta región como que a 200 y 15k Hz es aproximadamente 20 dB menor. Además, la detección de un tono puro de 20 kHz es posible para algunas personas a altos niveles.

Despreciando esta posibilidad, algunos experimentos revelan que aún los escuchas altamente entrenados no pueden discriminar entre las condiciones de 16 y 20 kHz cuando se filtran las frecuencias por debajo de estas en materiales que contienen energía considerable en y sobre los 20 kHz. Este resultado se soporta en estudios hechos en 1931, en que se determinó que bastaba una banda de 40 a 15k Hz para reproducir música sin un cambio audible. Trabajos más recientes examinan el límite inferior de frecuencia sugieren que el tener frecuencias debajo del rango audible (20 Hz) pueden contribuir a hacer mejor la calidad del sonido en cuanto a que parezca más vivo. Así, para un sistema ideal, una elección generosa sería de 0 a 20 kHz y una banda aceptable sería de 20 a 15k Hz.

Para establecer el rango dinámico requerido para que la señal sea reproducida en el sistema ideal, deben considerarse varios hechos. El rango dinámico del oído es de 100 dB o aún más. Sin embargo, para una reproducción subjetivamente libre de ruido en un lugar silencioso se han sugerido aproximadamente 118 dB de rango dinámico para proporcionar al escucha el pico máximo de nivel de presión de sonido (SPL) y un espectro de ruido indetectable. Este criterio se basó parcialmente en medidas del pico instantáneo del nivel de sonido de instrumentos acústicos y electrónicos. En el extremo inferior, el umbral promedio para la detección del ruido blanco en estudios y hogares fue de 4 dB SPL medidos sobre una banda de 20 kHz, aún en cuartos con niveles de ruido de banda ancha de 50 dB SPL. Este hecho desagradable fue explicado por dos hechos. Primero, una banda angosta de frecuencias alrededor de 4.5 kHz era probablemente responsable de

la detección de la señal debido a que esa banda no podía estar enmascarada por los sonidos de alto nivel y baja frecuencia. Segundo, la localización del sonido de las pruebas de sonido en la bocina ayudaron en el proceso de detección.

Existen dos tipos generales de distorsión para cualquier sistema:

- . La pérdida de la fidelidad de la forma de onda de la respuesta a un sistema no lineal.
- . La generación de componentes que no se encuentren en la señal original.

La cuestión de la sensibilidad a una distorsión lineal se trata después en el estudio del ruido y distorsión de la cuantización.

Detérminar si un sistema genera un espectro de energía no deseable a niveles audibles es difícil. Usualmente se hacían pruebas con tonos puros para detérminar este segundo caso de distorsión, pero este método no tiene la suficiente sensibilidad como para detérminarlo. Afortunadamente existen suficientes datos psicoacústicos para permitir la comprensión de la respuesta del auditorio ante varias señales y distribuciones de ruido. Estos datos describen el fenómeno asociado enmascaración del auditorio, que se define como el decremento en la audición de un sonido en la presencia de otro. Dado que existen un gran número de condiciones en experimentación, es difícil ser concisos.

Un resultado típico y relevante es que si se centra un banda angosta de ruido en los 400 Hz se presenta a 80 dB como un estímulo que enmascara, la detección de umbrales de tonos puros

de alrededor de 400 Hz crece desde un umbral absoluto por aproximadamente 60 dB. Similarmente, eleva los umbrales de tonos a 200 y 2000 Hz aproximadamente 10 dB. Estos resultados demuestran la asimetría de los filtros del auditorio y como se altera en forma más efectiva las frecuencias sobre la frecuencia que enmascara que debajo de ella.

Generalmente se describe el ancho de banda efectivo del filtro del auditorio en términos de bandas críticas, de menos de 100 Hz de ancho tígeramente por debajo de los 500 Hz, y por debajo de esta frecuencia varía proporcionalmente a la frecuencia central (un tercio a un sexto de octava de ancho). Otros resultados revelan que los tonos entre 700 Hz y 1 kHz enmascaran mejor el ruido blanco.

CAPITULO 2

GRABACION Y FABRICACION DE LOS DISCOS COMPACTOS

Existen diversos aspectos que requieren ser analizados en cuanto a los pasos que permiten tener en el mercado un disco compacto. Primero se hará un análisis referente a la teoría en que se basa la transformación de la señal de audio antes de ser grabada y luego se aclarará el proceso que se sigue en la práctica para la construcción del disco.

Muchos de los pasos seguidos en la creación de la estructura digital que será impresa en el disco, no son reconocidos por el reproductor de disco compacto, pero son necesarios puesto que proveen al disco de inmunidad a diferentes daños, permiten un control de datos y de funciones avanzadas de las aplicaciones del disco, además de incrementar el tiempo de reproducción.

2.1 LOS ELEMENTOS DE LA CONVERSION ANALOGICO A DIGITAL

La generación de una señal digital a partir de una señal analógica es un proceso simple en su concepto. La operación consiste en muestrear periódicamente la señal, digitalizar las

muestras secuencialmente. Para recrear la señal analógica se siguen estos pasos a la inversa. Es importante enfatizar las diferencias de este proceso entre la realidad y lo ideal, puesto que afectan la señal de entrada. Se considera que el proceso de conversión A/D tiene 0.00075 % de no-linealidad diferencial.

2.1.1 PCM (MODULACION POR CODIGO DE IMPULSOS)

En PCM el rango total de amplitud que la señal puede ocupar es dividido en un número estandar de niveles, como se muestra en la figura 2.1. Dado que los niveles se transmiten en código binario, el número de niveles deberá ser potencia de dos; aquí se muestran 16 niveles por simplicidad, pero en sistemas prácticos se manejan muchos más. Por el proceso conocido por cuantización, el nivel enviado corresponde al nivel estandarizado más cercano a la amplitud real en el instante de muestreo. De esta forma un 6.8 volts corresponde al nivel de 7, que es el más cercano. Este dígito se transmite como 0111, dado que son 16 niveles (2^4). La señal es muestreada, cuantizada y codificada continuamente. Generalmente se añade un bit de supervisión o de señalización a cada grupo de codificación, por lo que cada grupo o secuencia, conocido como palabra, se representa por $n+1$ bits, en que 2^n es el número de niveles.

Si la señal real se compara con la versión estandarizada, resulta evidente que el proceso de cuantización produce distorsión. Este es el ruido de cuantización, llamado ruido por su carácter aleatorio. Se considera aleatorio ya que la diferencia entre la señal real y la aproximación es completamente

Impredecible. Es evidente que el mayor error que puede ocurrir es la mitad del tamaño de un nivel. Para el caso ilustrado, $1/32$ de la amplitud total de la señal. De cualquier forma, sería incorrecto asumir que la relación señal a ruido de cuantización en este caso es necesariamente 32:1, puesto que la señal y el ruido de cuantización no producirá siempre un máximo, aún cuando la relación es una función de los bits de conversión. Esta relación deberá calcularse auxiliándose de la matemática estadística, ya que el error tiene iguales probabilidades de tomar cualquier valor entre $+Q/2$ y $-Q/2$, en que Q es el tamaño de un nivel de cuantización. La figura 2.2a muestra esta densidad de probabilidad. Dado que no hay relación predecible entre el error de una muestra y el error de la siguiente muestra, es una gráfica plana, de igual energía para cualquier frecuencia. La figura 2.2b representa la función de densidad de energía (esto es válido para entradas complicadas que permitan errores de cuantización sin relación entre sí, independientes).

Para una señal cuantizada con n bits con un convertidor ideal, el valor pico del máximo de la señal será $Q \cdot 2^{(n-1)}$. Dado que la mitad de los intervalos se usan para cada polaridad, el voltaje máximo rms de una señal senoidal puede calcularse como:

$$V_s(\text{rms}) = Q \cdot 2^{(n-1)} / 2^{1/2}$$

Similarmente se puede calcular la energía del error de cuantización de la señal, al tomar el error como X y multiplicarlo por la probabilidad de que el error ocurra.

Integrando para todos los valores posibles, el error estará dado por la expresión:

$$\text{energía del ruido} = \int_{-q/2}^{q/2} X^2 \text{Pr}(X) dX \quad \text{desde } -q/2 \text{ hasta } q/2$$

que viene siendo

$$V_{\text{ruido}} [\text{rms}] = Q / \sqrt{12}$$

Esto puede ser expresado como la relación señal a ruido:

$$\text{SNR} = 1.5 \frac{1/2}{2} n$$

que en decibelios es:

$$\text{SNR} [\text{dB}] = 6.02n + 1.76$$

Cada bit contribuye con 6dB en el comportamiento del sistema.

El dominio de lo analógico puede verse como un voltaje que puede tomar cualquier valor entre un máximo y un mínimo. Debido a la gran resolución inherente a el dominio de lo analógico, el voltaje 0.5568983 es en realidad diferente del voltaje 0.5568984. Sin embargo, si añadimos el concepto de ruido analógico, la resolución no podrá considerarse como mayor del nivel de ruido. Si la magnitud de ruido es del orden de 0.0001 volts, se tendría que considerar que los dos valores de voltaje antes mencionados pueden provenir de el mismo valor real, y atribuir entonces la

diferencia al ruido.

En el dominio digital toda la información se representa por valores de bits en una palabra. Considere que una señal analógica que toma valores entre +1 y -1 volt se mapea a una palabra de 10 bits. Esto requiere que el rango de 2 volts sea dividido exactamente en 1024 regiones equidistantes espaciadas entonces 0.001953 volts. Cualquier valor de voltaje entre 0.9961 y 0.9981 deberá ser asignado a una palabra única, como 000000001. Lógicamente, agregar otro bit nos llevaría a especificar los niveles de la mitad del tamaño.

El método obvio para reducir el ruido de cuantización es incrementar el número de niveles estandarizados hasta lograr que el nivel de ruido sea aceptable. Por otro lado, el uso de más niveles requerirá el manejo de palabras de más bits, lo que implica el uso de un ancho de banda mayor. Para discursos se considera adecuado 128 niveles.

Incrementar el número de niveles reduce el ruido de cuantización, pero siempre habrá un error. El acto de la cuantización destruye la información de la misma manera que el ruido acaba con la precisión. Las propiedades del error de cuantización producen un sonido igual al del ruido blanco, o aún peor.

Otra consecuencia de usar un número finito de niveles de cuantización para la representación de las señales de audio es que si la amplitud de la señal excede a el máximo nivel de cuantización de salida se tomará el mismo nivel de salida. Esto causa la distorsión por sobrecarga añadido a los efectos del redondeo. La distorsión causada por estas dos operaciones

alineales se conocen como distorsión de cuantización.

El considerar al error de cuantización como ruido blanco es generalmente válido, pero presenta algunas excepciones. Para bajas frecuencias el fenómeno se describe mejor en términos de distorsión, puesto que hay un alto contenido de armónicas noes. En el sentido analógico no hay ruido. Para señales de bajo nivel y baja frecuencia, el proceso de cuantización produce una degradación análoga a la distorsión de cruce por cero en un amplificador de potencia. Si se tiene muestreada una señal con una frecuencia de muestreo que sea aproximadamente múltiplo de la frecuencia de la señal se crea otro tipo de distorsión, no armónica, que crea componentes de otras frecuencias. El auditorio generalmente enmascara las componentes armónicas de alto nivel, pero los nuevos componentes no pueden ser enmascarados, ya que aparecen en frecuencias sensibles. Esta clase de error se conoce como granulación, puesto que se oye como si partículas granulosas se tallaran. Si las frecuencias creadas están muy cerca de las frecuencias múltiplo de la frecuencia de muestreo, se produce un sonido que se suele llamar canto de pajaros. Estos fenómenos no solo se presentan para señales de bajo nivel, cuando se trata de bandas angostas. Todas las manifestaciones del error de cuantización tienen aproximadamente la misma energía, teniendo tan solo cambios estadísticos y perceptuales.

Los conceptos de tiempo discreto y amplitud cuantizada no son los mismos. La cuantización describe el proceso de colapsar un grupo de voltajes a un solo valor, mientras que discreto significa que solo valores específicos de la variable tiempo se están tomando en cuenta.

Aún cuando el proceso de muestreo ignora los cambios de la señal entre muestras, no se pierde información. Matemáticamente puede mostrarse la naturaleza del proceso de muestreo en su propiedad de no tener pérdidas considerando la señal analógica, $a(t)$ y su espectro $A(f)$ de la figura 2.3a. Esta señal se definió para que tuviera un espectro limitado en su banda hasta f_{max} , esto para decir en forma absoluta, que no hay energía por arriba de esta frecuencia. Podemos pensar que la señal de muestreo $s(t)$ se compone de pulsos que aparecen en los tiempos de muestreo. Esto se muestra en la figura 2.3b junto con su espectro $S(f)$. Muestrear es equivalente a multiplicar $a(t)$ y $s(t)$ dado que la señal muestreada solo preserva la información de $a(t)$ a los tiempos que son múltiplos de T .

La manipulación espectral correspondiente a la multiplicación de dos señales en el dominio del tiempo es la convolución, como se muestra en la figura 2.3c. Debe observarse que el espectro de la señal analógica muestreada contiene el mismo espectro que la señal no muestreada, excepto que se repite en los múltiplos del régimen de muestreo. Si esta señal se pasa por un filtro pasa bajas, el espectro resultante sería idéntico a la original. Este es el filtro usado para regresar la señal a su forma analógica.

Debe notarse que la posibilidad de recobrar la señal original se basa en el hecho de que las múltiples versiones del espectro que se repiten cada f_s no se superpongan. Originalmente, el espectro se encontraba entre f_{max} y $-f_{max}$. El muestreo provocó una nueva frecuencia, entre f_s+f_{max} y f_s-f_{max} . Para no superponerse, f_s-f_{max} debiera ser mayor que f_{max} , es decir, $f_{max} <$

0.5fs. Este límite a la frecuencia de la señal es conocido como frecuencia de Nyquist.

La figura 2.4 muestra el efecto del ruido superpuesto a pulsos con lados verticales. Se aprecia que los pulsos no se verán afectados excepto si el ruido presenta picos tan grandes que puedan confundirse con los pulsos. La figura 2.4 muestra la salida de la cuantificación. Mientras el ruido tenga una amplitud instantánea menor a la mitad del nivel de cuantización, el ruido no aparecerá en la salida. Si el ruido supera este nivel, ocurrirá un nivel de error, como el ilustrado en la figura 2.4a. La naturaleza estadística del ruido es tal que aunque el promedio de amplitud es mucho menor que el nivel mencionado, siempre habrá la posibilidad de que, de tiempo en tiempo, se presente este error. Note que nunca es posible suprimir completamente el nivel de error.

En sistemas prácticos es imposible tener trenes de pulsos con lados totalmente verticales, por lo que el ruido se sobrepondrá a los lados del pulso, recorriéndolo o haciéndolo más ancho, lo que no afecta al sistema PCM. Se considera que el sistema PCM es inmune al ruido, ya que PCM depende tan solo de la presencia o ausencia de pulsos, y no de las características del pulso que pueden ser afectadas. Se considera que, ya que el error se puede presentar solo cuando el ruido es tan grande como para confundirse con el pulso, este sistema puede emplearse aún cuando la relación señal a ruido excede a 21dB. Esta es una gran ventaja sobre los sistemas analógicos.

2.2 CODIGOS DE CORRECCION DE ERROR

2.2.1. CODIGOS CONVOLUCIONALES: REPASO DE LA TEORIA FUNDAMENTAL

El sistema de control de errores de los discos compactos de Philips consiste en un sistema de corrección de errores o decodificador seguido por una unidad de cancelamiento de errores. El diseño del sistema de corrección de errores fue basado en mediciones estadísticas de los errores de los discos. Se observó que la mayoría de los errores de disco son una mezcla de los errores aleatorios predominantemente y de escasas salvas de error. Se utilizó una computadora para encontrar el código convolucional más corto que permitiera obtener las especificaciones deseables en el rango de códigos.

El requerimiento básico de un sistema de control de error de un sistema de audio digital que se desee utilizar en conjunción con sistema de disco óptico como un medio de almacenamiento es que debe prevenir los errores de disco que conduzcan a "clicks" audibles durante su reproducción.

Esta meta puede ser lograda con la combinación de sistemas de detección y corrección de errores y con una unidad de cancelamiento de errores. El sistema de corrección de errores (o decodificador) requiere información redundante codificada antes de ser escrita en el disco, pero ofrece la posibilidad de corregir la gran mayoría de los errores. La unidad de cancelamiento de errores recibe una señal de error de el decodificador cuando este no logra realizar una decodificación

confiable, ordenando la sustitución de las muestras no confiables por valores obtenidos por la interpolación lineal de las muestras correctas.

Este hecho solo se logra si en realidad se disminuye la cantidad de errores en forma drástica en el decodificador y si puede producir señales de error en los escasos casos en que no puede corregir en forma segura. Además, otro requerimiento adicional es que los datos incorrectos después del decodificador puedan ser sustituidos por valores obtenidos por la interpolación lineal de datos correctos, lo que implica que las muestras incorrectas deben darse muy separadas en el tiempo. Una solución estandarizada para resolver este problema es usar un esquema intercalado como el mostrado en la figura 2.5. En este esquema los símbolos de una palabra se entrelazan con los símbolos de otras palabras (L_i-1), de forma que una salva de errores o errores consecutivos solo causa pequeños errores en cada palabra, esto es conocido usualmente como intercalación de grado L_i .

Esta agradable ventaja de utilizar el método de intercalar implica la creación de dos nuevos criterios en la selección del código a utilizar:

- .que grado de interpolación debiera ser seleccionado
- .que tipo de código de corrección de error debiera ser elegido.

Atrae el hecho de elegir el grado de intercalación en forma intuitiva en base a la máxima longitud de la salvas de error, mientras que la capacidad de corrección de error del código debiera basarse en promedios de error del canal, pero se requiere

de una corrección de error múltiple para lograr competir con los dos tipos de errores. Antes de hacer una elección se deben reunir algunos conocimientos acerca de los tipos de errores que se encontrarán.

En 1979 las mediciones realizadas por MG Carasso revelaron que la mayoría de los errores de disco ocurren en forma aleatoria para errores de 1, 2 y 3 para intervalos bits consecutivos largos, causan errores del rango de $2 \cdot 10^{-4}$. Solo una cantidad relativamente baja (menor a 0.003) cae en la categoría del intervalo de 3 a 32 bits, mientras que una cantidad extremadamente pequeña cae en el intervalo de 33 a 200 bits (algunos por disco).

Se eligió un código de corrección de error con una unidad básica de información en un carácter de 3 bits, su capacidad de corrección de error permite también ser especificada en términos del número de caracteres equivocados que puede corregir. La entrada del codificador mostrada en la figura 2.6 es 2 bits de información. Dado que el disco compacto representa muestras de audio como palabras de 16 bits, 8 de estos 2 bits se necesitan para transmitir una muestra de audio.

Los códigos convolucionales tienen su aplicación en alta velocidad de transmisión de datos. Un código convolucional se genera pasando la secuencia de información a ser transmitida, a través de un registro de corrimiento lineal. En general, el registro de corrimiento está constituido por L (k -bits) etapas y n generadores de funciones algebraicas lineales, como el mostrado en la figura 2.7. El dato de entrada al codificador, que se asume es binario, es cambiado a lo largo del registro de corrimiento k

bits cada vez. El número de bits de salida para cada secuencia de entrada de k bits de entrada es n bits. En consecuencia, la tasa de código se define como $R_c = k / n$, y representa la relación entre la cantidad de bits de información y la cantidad total de bits por palabra. Cuando n toma un valor grande con respecto a k se tiene una tasa baja, lo que en esta aplicación significaría la reducción del tiempo de reproducción de los discos. El parámetro L se llama constante de longitud del código convolucional.

Un método para describir un código convolucional es dar su matriz generadora. En general, la matriz generadora es semi-infinita en longitud. Como alternativa para especificarla se usa una representación equivalente funcional en que se especifica un juego de n vectores, un vector por cada uno de los n sumadores. Cada vector tiene dimensiones $L \times k$ y contiene las conexiones del codificador a ese sumador. Un 1 en la posición i -ésima del vector indica que la etapa correspondiente en el registro de corrimiento se conecta al sumador y un 0 en la posición dada indica que no hay conexión entre esa etapa y el sumador.

Para ser específicos, considere el ejemplo de un codificador convolucional binario con una constante de longitud $L = 3$, $k = 1$ y $n = 3$, como se muestra en la figura 2.8. Inicialmente, el registro de corrimiento está en ceros. Suponiendo que el primer bit de entrada es un 1, entonces la secuencia de salida de 3 bits sería 111. Suponiendo que el segundo bit es 0, la secuencia de salida sería entonces 001. Si el tercer bit es 1, la salida sería 100, y así en adelante. Ahora supongase que numeramos el generador de funciones que genera cada secuencia de salida de 3

bits como 1, 2 y 3 desde arriba a abajo correspondientes a cada generador de funciones. Entonces, dado que solo la primera etapa esta conectada al primer generador de funciones (no se requiere sumador), el generador es:

$$g_1 = (100)$$

El segundo generador de funciones se conecta a las etapas 1 y 3. Por tanto:

$$g_2 = (101)$$

Finalmente:

$$g_3 = (1111)$$

El generador de este código se da más convenientemente en octal como (4,5,7). Concluimos que cuando $k = 1$, requerimos n generadores, cada uno de dimensión L para especificar el codificador.

Para la tasa de código convolucional binario k / n con $k > 1$ y con constante de longitud L , los n generadores son vectores de dimensiones $L \times k$. El ejemplo siguiente ilustra el caso en que $k = 2$ y $n = 3$ en la figura 2.9. En este codificador, se cambian 2 bits a la vez y 3 bits de salida se generan. Los generadores son:

$$g_1 = (1011)$$

$$g_2 = (1101)$$

$$g_3 = (1010)$$

En forma octal estos generadores son (13,15,12).

Hay tres métodos alternativos que se usan frecuentemente para describir un código convolucional: diagramas de árbol, diagramas de enrejado y diagramas de estado. Por ejemplo, el diagrama de árbol para el codificador convolucional mostrado en la figura 2.8 se muestra en la figura 2.10. Asumiendo un estado inicial de todo-0 el diagrama muestra que, si el primer bit de entrada es 0, la secuencia de salida es 000; y si el primer bit es 1, la secuencia de salida es 111. Ahora, si el primer bit de entrada es 1 y el segundo bit es 0, el segundo juego de 3 bits de salida es 001. Continuando por el árbol, vemos si el tercer bit es un 0, la salida es 011, mientras que si el tercer bit es un 1 la salida sería 100. Dar una secuencia particular nos ha llevado a un nodo en particular del diagrama den árbol, la regla de ramas es seguir la rama superior si el siguiente bit de entrada es un 0 y la rama inferior si el siguiente bit es un 1. Con esto se traza un patrón especial a través del árbol que es determinado por la secuencia de entrada.

Una observación detenida del árbol que se genera por el codificador convolucional del que hablamos revela que la estructura se repite a si misma despues de la tercera etapa. Este comportamiento es concordante con el hecho de que la constante de longitud es $L = 3$. Esto es, la secuencia de salida de 3 bits en cada etapa es determinada por el bit de entrada y las dos entradas previas (contenidos en las dos primeras etapas del registro de corrimiento). El bit en la última etapa del registro de corrimiento sale a la derecha y ya no afecta a la salida. Así

debemos decir que la secuencia de salida de 3 bits para cada bit de entrada es determinada por el bit de entrada y cuatro posibles estados del registro de corrimiento, marcados como $a = 00$, $b = 01$, $c = 10$, $d = 11$. Si nombramos a cada nodo del árbol con una de los cuatro posibles estados del registro de corrimiento, encontraremos que en la tercera etapa hay dos nodos etiquetados con a , dos nodos etiquetados con b , dos con c y dos con d . Observamos que todas las ramas que emanan de dos nodos que tengan la misma etiqueta (igual estado) son idénticas en el sentido de que generan idénticas secuencias de salida. Esto significa que dos nodos teniendo la misma etiqueta pueden ser fusionados. Si hacemos esto con la figura 2.10 obtenemos otro diagrama, más compacto, llamado de enrejado. Por ejemplo, el diagrama de enrejado que corresponde al codificador convolucional de nuestro estudio se muestra en la figura 2.11. Al dibujar este diagrama se siguió la convención de que las líneas sólidas denotan la salida generada por la entrada de un bit 0 y las líneas punteadas indican la salida producida por la entrada de un bit 1. En el ejemplo considerado, después del primer transitorio el enrejado contiene 4 nodos en cada etapa, correspondientes a las cuatro etapas del registro de corrimiento, a , b , c , d . Después de la segunda, etapa cada nodo en el enrejado tiene dos rutas de entrada y dos rutas de salida. De las dos rutas de salida, una corresponde a el bit de entrada 0 y la otra corresponde a la ruta seguida si el bit de entrada 1.

Dado que la salida del codificador es determinada por la entrada y por el estado del codificador, se creó un diagrama que es aún más reducido que el diagrama de enrejado, que es el

diagrama de estado. El diagrama de estado es un gráfico simple de los posibles estados del codificador y la posible transición de un estado a otro. Por ejemplo, para el codificador de la figura 2.8 se ilustra en el diagrama de estado de la figura 2.12. Este diagrama muestra que las transiciones posibles son:

a	----	0----	a
a	----	1----	c
b	----	0----	a
b	----	1----	c
c	----	0----	b
c	----	1----	d
d	----	0----	b
d	----	1----	d

donde $x \text{ ----}1\text{----}$ y denota la transición del estado x al estado y y cuando el bit de entrada es un 1. Los tres bits mostrados junto a cada rama en el diagrama de estado representan los bits de salida. Una línea punteada nuevamente representa la entrada de un bit 1, y una línea continua representa la entrada de un 0.

Para generalizar, un código convolucional de tasa k/n con una constante de longitud de L se caracteriza por 2^k ramas que emanan de cada nodo del diagrama de árbol. Los diagramas de enrejado y de estado tienen cada uno $2^k(L-1)$ estados posibles. Habrá 2^k ramas entrando y saliendo de cada estado (en los diagramas de árbol y de enrejado esto es válido después del primer transitorio).

Los diagramas de tipo árbol son utilizados en la representación también de códigos convolucionales no binarios. Cuando el número de símbolos en el alfabeto del código es $q =$

2^k , $k > 1$, el código no binario resultante se puede representar también como un código binario equivalente.

Las propiedades de distancia y el tipo de errores de un código convolucional puede ser obtenido de el diagrama de estado. La distancia es la cantidad de lugares que difieren entre si dos palabras de un código. La distancia mínima se logra cuando se cambia uno solo de los bits de información y se observan los cambios ocurridos entre las dos secuencias de salida, tanto en bits de información como en bits de paridad, cuando el código empleado presenta esta división. Dado que el código convolucional es lineal, las distancias de Hamming del código de secuencias generado hasta cierta etapa en el árbol, del código de secuencia todo-cero, son las mismas que para las secuencias respecto a cualquier otro código de secuencia. Consecuentemente se asume, sin perder la generalidad, que el código de secuencias todo-cero es la entrada al codificador (las distancias se conocen también como la distancia de Hamming).

Se usa la figura 2.12 para demostrar el método que permite obtener las propiedades de distancia del código convolucional. Primero nombramos las ramas del diagrama de estado como $D^0 = 1$, D^1 , D^2 o D^3 , donde el exponente de D denota la distancia de Hamming de la secuencia de bits de salida correspondientes a la rama todo-cero. El lazo sobre si mismo en el nodo a puede ser eliminado dado que no contribuye nada a las propiedades de distancia del código de secuencia relativa a el código de secuencia todo-cero. Aún más, el nodo a se divide en dos nodos, uno de los cuales representa la salida del diagrama de estado. La figura 2.13 ilustra el diagrama resultante. Se usa este diagrama

que contiene cinco nodos porque el nodo a se separo en dos, para escribir las cuatro ecuaciones de estado:

$$X_c = D^3 X_a + D X_b$$

$$X_b = D X_c + D X_d$$

$$X_d = D^2 X_c + D^2 X_d$$

$$X_e = D^2 X_b$$

La función de transferencia para el código se define como $T(D) = X_e / X_a$. Resolviendo las ecuaciones de estado dadas anteriormente obtenemos:

$$T(D) = D^6 / (1 - 2D^2)$$

$$= D^6 + 2D^8 + 4D^{10} + 8D^{12} + \dots$$

$$= \sum_{d=6}^{\infty} a_d D^d \quad \text{desde } d=6 \text{ hasta infinito}$$

donde, por definición,

$$a_d = \begin{cases} 2^{(d-6)/2} & \text{para } d \text{ par} \\ 0 & \text{para } d \text{ non } \end{cases}$$

La función de transferencia de este código indica que hay una vía única de distancia de Hamming $d=6$ para la vía todo-cero que se une con la vía de todo-cero al nodo dado. De los diagramas de estado de la figura 2.12 o del diagrama de enrejado de la figura 2.11 se observa que la vía $d=6$ es a c b e. No hay otra vía desde el nodo a al nodo e que tenga una distancia de 6. El segundo término en la penúltima ecuación indica que hay 2 vías del nodo a al nodo b teniendo una distancia $d=8$. Otra vez de los diagramas de estado y enrejado observamos que estas vías son a c b d e y a c b c b e. El tercer término indica que hay cuatro vías de distancia $d=10$, etc.. Esta función de transferencia nos da las propiedades de distancia del código convolucional. La mínima distancia del código se llama también distancia libre, y se denota como d_{min} . En nuestro ejemplo $d_{min} = 6$.

En casi todos los esquemas de modulación es deseable tener la menor d_{min} posible. Pero casi todos los sistemas incluyen información de reloj dentro del dato, y se convierte en un segundo requerimiento el tener las suficientes transiciones en el dato para poder recuperar la información de reloj. Esta distancia se llama d_{max} . Se requiere hacer un balance entre estas dos condiciones de límite. La exactitud para recohrar la información de reloj es un parámetro importante para incrementar la cantidad de información útil que puede ser almacenada respetando la banda de frecuencia asignada.

La función de transferencia puede darnos información más detallada que esta que hemos mencionado. Supongase que se introduce el factor N en las transiciones de ramas causadas por la entrada de un bit de entrada 1. Así, conforme cada rama sea

recorrida, el exponente de N se incrementa en uno si el paso por esa rama se debió a un 1. Aún más, si se introduce el factor J en cada rama para que el exponente de J sirva como contador para indicar el número de ramas en cualquier patrón de a a e. Para nuestro ejemplo, las ecuaciones de estado para el diagrama de la figura 2.14 son:

$$X_c = JND^3 X_a + JNDX_b$$

$$X_b = JDX_c + JDX_d$$

$$X_d = JND^2 X_c + JND^2 X_e$$

$$X_e = JD^2 X_b$$

Al resolver estas ecuaciones para la relación X_e/X_a , se obtiene la función de transferencia:

$$\begin{aligned} T(D,N,J) &= \frac{J^3 N^6}{1 - JND^2(1+J)} \\ &= J^3 N^6 + J^4 N^8 + J^5 N^{10} \\ &\quad + 2J^6 N^{10} + J^7 N^{10} + \dots \end{aligned}$$

Esta forma de la función de transferencia da las propiedades de todos los patrones del código convolucional. Esto es, el primer término en la expansión de $T(D,N,J)$ indica que la distancia $d = 6$ en el patrón es de largo 3 y que de los tres bits de información, uno es 1. El segundo y tercer término de la expansión de $T(D,N,J)$ que de los dos patrones de $d = 8$, uno es de largo 4 y el otro de largo 5. Dos de los cuatro bits de información del patrón de largo 4 y dos de los cinco bits de información del patrón de largo 5 son 1. Entonces, el exponente del factor J indica el largo del patrón y el exponente del factor N indica el número de 1 en la secuencia de información.

El factor J permite identificar hasta que término debiera contener la función de transferencia en el caso de usar una secuencia de duración finita. Si se trata de secuencia de hasta m bits, el código convolucional, y por tanto la función de transferencia, debiera truncarse después de m nodos o ramas, es decir, en el término J^m .

Un código convolucional lineal (n, k, v) es un sistema que mapea una secuencia de k bits

$$- - - - x_{j-1} \quad \cdot \quad x_j \quad \cdot \quad x_{j+1} \quad \cdot \quad - - - -$$

a 1 secuencia de n bits

$$- - - - y_{j-1} \quad \cdot \quad y_j \quad \cdot \quad y_{j+1} \quad \cdot \quad - - - - \quad \text{en que } n \geq k$$

de acuerdo a la siguiente expresión recurrente

$$y_j = G_0 x_j + G_1 x_{j-1} + G_2 x_{j-2} + \dots + G_v x_{j-v}$$

En esta expresión todas las matrices del tipo G_i , $i = 0, 1, 2, \dots, v$ son matrices $n \times k$ con elementos 0 o 1. Todos los cálculos, como multiplicación matriz-vector y adición vectorial, se acarrearán fuera del sumador. El número v representa el tamaño de la memoria del codificador, y usualmente se conoce como longitud de compresión de codificación. Los códigos convolucionales de este tipo se conocen como lineales porque la adición de los bits correspondientes de dos secuencias arbitrarias del mismo código, generan una secuencia que es por sí misma una secuencia de código. Un código convolucional es llamado sistemático siempre que la codificación implique nada más la yuxtaposición de la secuencia de paridad de $(n-k)$ bits de la secuencia original de información de k bits.

2.2.2 CÓDIGO REED-SOLOMON DE INTERCALACION CRUZADA

El código convolucional no es la única opción en la codificación de la información digital lograda mediante la modulación de código de impulsos. Los códigos de bloque son también una buena elección. Aún más, los estándares actuales indican el uso de códigos de bloque intercalados mediante una estructura convolucional. Los códigos de bloque usados son conocidos como Reed-Solomon. Se usan dos códigos de forma que uno corrige los errores únicos y el otro corrige los errores dobles.

Los códigos Reed-Solomon, al igual que los códigos de convolución, son lineales.

Los símbolos se agrupan para formar bloques de longitud de k símbolos. Para la corrección de errores se agregan símbolos de paridad, expandiendo cada bloque de k símbolos de información en una palabra código de n símbolos. Los $n-k$ símbolos de paridad a agregar se calculan a partir de los k símbolos de información, mediante un algoritmo que actúa como un diccionario, asignando un bloque de bits de paridad según sea el bloque de k símbolos. Este algoritmo es un polinomio de grado $n-k$. Así, una palabra código de longitud n consiste en un bloque de información de k símbolos y de un bloque de paridad de $n-k$ símbolos; cada símbolo comprende s bits. La cantidad de palabras posibles de n símbolos es 2^{ns} . Para cada combinación de los ks bits de información los bits de paridad son fijos. La cantidad de palabras código es así de 2^{ks} . Se deduce que la fracción $2^{-(n-k)s}$ de la cantidad de palabras posibles, consiste en palabras código. Los códigos de bloque se especifican por su par de valores (n,k) .

Se usan códigos orientados a palabras en vez de códigos orientados a bits por tres razones básicas. Primero, tiene mejores capacidades de corrección de salvas de error. Segunda, es muy fácil de manejar en memorias RAM. Finalmente, las muestras de audio contienen 16 bits y es más fácil diseñar circuitos de corrección de error para palabras de 8 o 16 bits.

Los códigos Reed-Solomon son una variación de los códigos Bose-Chaudhuri-Hocquenghem. En realidad, son un caso particular de este tipo de códigos. El análisis de este tipo de códigos, tal como fué su desarrollo, es a partir del álgebra.

Los códigos Reed-Solomon son extremadamente eficientes, dado que para cada $s \geq 1$ y $n \leq 2^s - 1$, existe un código Reed-Solomon con $d_{\min} = n - k + 1$.

Para corregir todas las combinaciones de t errores que ocurren dentro de una palabra, la distancia mínima debe ser por lo menos $2t+1$. Para corregir errores únicos, por lo tanto, la distancia mínima no necesita ser mayor que tres. Por distancia entre dos palabras se entiende la cantidad de posiciones en las cuales hay símbolos diferentes en las dos palabras: no importa cuantos bits correspondientes difieran entre sí los símbolos correspondientes.

Juntando estas dos condiciones en una sola se obtiene:

$$n - k \geq 2t$$

Este código garantiza corregir hasta $(n-k)/2$ errores. Para corregir t errores de símbolo es suficiente agregar $2t$ símbolos de paridad.

Intercalar es una forma de dispersar la secuencia original de bits o palabras en una secuencia diferente; el proceso inverso se conoce como des-intercalar. La figura 2.15 muestra un intercaldador de retardo simple. Una salva de errores que ocurra en la reproducción se convierte en errores aleatorios por la des-intercalación.

Quando dos códigos de bloque se acomodan en dos dimensiones de manera que sus renglones y columnas formen un gran bloque, el resultado se conoce como código producto. El método de intercalación cruzada es una clase de los códigos producto, pero se

distingue de los códigos productos convencionales por su estructura intercalada. El método de intercalación cruzada es una combinación de dos o más códigos de bloque separados entre sí por retardos de intercalación. Con esto se logra una mejor capacidad de corrección que en los códigos producto convencionales por las ventajas inherentes de la intercalación. La figura 2.16 muestra la forma general de la intercalación cruzada. En el decodificador, el síndrome de un código puede ser usado como apuntador de error para el otro código.

El código resultante de la intercalación cruzada de dos códigos Reed-Solomon se conoce como CIRC, por sus siglas en inglés: Cross Interleave Reed-Solomon Code. Cuando los dos códigos se seleccionan para corrección de borrado simple, el código se llama código de intercalación cruzada o CIC por sus siglas en inglés.

La figura 2.16 muestra un ejemplo simple de un codificador CIC en donde un código de corrección de borrado simple se añade después de retardos de intercalación, generando las palabras de chequeo de paridad P y Q. La capacidad de corrección del CIC depende del número de etapas de decodificación. La misma figura 2.16 muestra las ventajas de tener más pasos de decodificación.

Para el disco compacto, $k_2 = 24$, $n_2 = 28$, $k_1 = 28$ y $n_1 = 32$. Un requisito del CIRC es que $n_2 = k_1$ y se logra un código de tasa (n_1, k_2) . En este caso, $(32, 24)$.

Cuando los errores superan la capacidad de corrección de error del código, las palabras no corregidas deben ser canceladas. La figura 2.17 muestra la potencia de ruido inducida por varios métodos de interpolación cuando se aplican a señales

de tono puro con errores incorregibles. Los métodos de cancelamiento mostrados son los siguientes:

1. Silenciar es cuando el valor de la palabra errónea siempre se fija a cero:

2. Interpolación de orden cero es cuando el valor previo se sostiene:

3. Interpolación de primer orden es cuando la palabra errónea se reemplaza por el valor promedio de las palabras previa y siguiente; y

4. Interpolación de orden n es cuando se usa un polinomio para generar un reemplazo para la palabra incorrecta, en lugar de la interpolación de primer orden.

En la mayoría de los sistemas actualmente en uso, se usa una combinación de los puntos 2 y 3. Si una palabra toda errónea tiene palabras vecinas sin error, entonces se aplica la interpolación de primer orden. Para palabras consecutivas con error, el método usado es la interpolación de orden cero, con la última palabra errónea interpolada por el método 3. La mejor interpolación es posible utilizando el filtro digital adecuado. Pruebas subjetivas muestran que el largo del error no afecta ampliamente la percepción mientras que todas las palabras interpoladas sean vecinas de palabras sin error.

2.3 MODULACION OCHO A CATORCE

Aunque en realidad no es parte de la modulación, se mencionarán a continuación los bits de control y visualización, que se añaden después de la codificación. En el presente, estos símbolos se usan tan solo para mantener información sobre el contenido musical del disco, tanto en tiempos como en localización. Aplicaciones en el futuro incluyen la letra de las piezas musicales, datos gráficos para desplegados de tipo computadora en pantallas de televisión y monitores; y finalmente, conjunción de datos de video y audio.

A estas alturas, la estructura consiste en 33 símbolos de 8 bits de audio digital (24 símbolos), chequeo de paridad (8 símbolos) y datos de control y visualización (1 símbolo). Esta secuencia de símbolos se alimenta a un circuito modulador digital que convierte, a través de una tabla de lectura en ROM, cada símbolo de 8 símbolos a palabras de 14 bits mediante un proceso conocido como modulación ocho a catorce o EFM (del inglés Eight-to-Fourteen Modulation). Esencialmente, los símbolos de 8 bits se modulan por un patrón de 14 bits de ancho.

En la EFM los bits se traducen en 14 bits de canal a 8 por vez con una distancia mínima de 3 y una distancia máxima de 11 bits de canal (esto significa al menos 2 y a lo sumo 10 ceros sucesivos). En el sistema del disco compacto, el canal está representado por la información impresa en el disco. Los motivos de la elección de la distancias máxima y mínima se explican a

continuación. Se necesitan por lo menos 14 bits de canal para la reproducción de todos los 256 símbolos posibles de 8 bits de datos, bajo las condiciones de $d_{min} = 3$ y $d_{max} = 11$. La distancia máxima fue dictada por el hecho de que un valor mayor no facilita mucho las cosas, mientras que un valor menor crea muchos problemas.

Con 14 bits de canal resulta posible conformar 267 símbolos que satisfacen las condiciones mencionadas. Como solo se requieren 256, se omitieron los 10 que hubieran introducido dificultades con los símbolos de fundido bajo estas condiciones, y otro que se eligió al azar. El diccionario se compiló con la ayuda de optimización mediante computadora, de tal modo que la traducción que tiene lugar en el reproductor se puede efectuar con el circuito más simple posible: es decir, un circuito que contenga el mínimo de compuertas lógicas.

Los bits de fundido tienen la función primaria de asegurar que se continúen satisfaciendo las condiciones de longitud recorrida cuando se funden los símbolos. Si la longitud recorrida corre el riesgo de quedar demasiado corta, se elige un 1 para uno de ellos. Si se hace esto aún retenemos un amplio grado de libertad en la elección de los bits de fundido, y se usa esta libertad para minimizar el contenido de baja frecuencia de la señal. En sí mismos, dos bits de fundido serían suficientes como para continuar satisfaciendo las condiciones de longitud recorrida. Sin embargo, es necesario un tercero para proporcionar la suficiente libertad como para lograr la supresión efectiva del contenido de baja frecuencia, aún cuando implique la pérdida del 6% en la densidad de información sobre el disco. Los bits de

tundido no contienen información de audio alguna, y en el demodulador se les elimina del flujo de bits. La figura 2.18 muestra, finalmente, como se determinan los bits de fundido. Nuestra medida del contenido de bajas frecuencias es el valor de suma digital o VSD; es la diferencia entre las longitudes totales del pozo y terreno acumuladas desde el comienzo del disco. En la parte superior de la figura se muestran dos símbolos de datos y sus traducciones, a partir del diccionario, en símbolos de canal. En función de la distancia mínima, en este caso el primero de los bits de fundido debe ser cero; esta posición está marcada como "X". En las dos posiciones siguientes la elección es libre: están marcados como "M". Las tres elecciones posibles XMM = 000, 010 y 001 darían origen al patrón de pozos ilustrado, y a la forma de onda VSD indicada, suponiendo que el VSD sea igual a cero al comienzo. El sistema opta ahora por la combinación de fundido que hace que el VSD al final del segundo símbolo sea lo más pequeño posible, es decir, 000 en este caso. Si el valor inicial hubiese sido -3, se habría elegido la combinación de fundido 001.

Cuando se aplica esta estrategia, se suprime en aproximadamente 10 dB el ruido en la banda de frecuencias del servosistema (<20 kHz). La frecuencia de 0 Hz, como se sabe, es corriente directa. El contenido bajo de corriente directa es importante porque los servosistemas que mantienen el seguimiento del laser utilizan controles de baja frecuencia y retroalimentación. Cualquier contenido de directa en la señal del fotodiodo puede desviar el rayo.

En principio se pueden obtener mejores resultados, dentro del estándar acordado para el de un símbolo, dado que la

minimización del VSD en el corto plazo no siempre contribuye a la minimización en el largo plazo. Esto último aun no está implementado en los equipos actuales.

El uso de la EFM incrementa la densidad de información, y por tanto, el tiempo de reproducción. Además, reduce la sensibilidad a las variaciones de tolerancias y defectos de fabricación tanto del equipo reproductor en cuanto al sistema óptico y al disco. Otra ventaja es que la señal de la EFM tiene su propio reloj, que al ser obtenido en la reproducción permite controlar la rotación y la sincronización.

La estructura se concluye al agregar una señal de sincronía de 24 bits de largo con sus tres bits de fundido. La figura 2.19 ilustra las diferentes transformaciones a lo largo del proceso de conversión, codificación, modulación y bits de sincronía. Como explicación para la figura y a manera de resumen, se da información a continuación:

La forma en que se deriva la información digital a partir de la señal de música análogica, proporciona una característica que es plana desde 20 a 20,000 Hz. Otra prestación especial es que se registra la información de control y visualización como bits C&V. Esto incluye información para el oyente, tal como el tiempo de reproducción, compositor y título de la pieza musical, etc. y también se incluye información sobre la ubicación de la pieza musical sobre el disco. Como se dijo, a partir del teorema de muestreo de Nyquist, la frecuencia de muestreo debe ser por lo menos dos veces más alta que se tendrán cuenta para la señal analógica. En el sistema de disco compacto se muestrea a un rímen de 44.1 kHz, lo cual es suficiente para la reproducción de la

frecuencia máxima, que es 20 000 Hz. La cantidad de bits por muestreo (son los bits de audio) es de 32, es decir, 16 para el canal izquierdo y 16 para el canal derecho. Esto corresponde a una relación señal a ruido de más de 90 dB. El régimen de bits neto es así $44.1 \times 10^3 \times 32 = 1.41 \times 10^6$ bits de audio por segundo. Los bits de audio se agrupan en bloques, cada uno de los cuales contiene seis de las muestras originales. Los bloques de bits sucesivos de bits de audio tienen agregados bloques de bit de paridad, de acuerdo al sistema de codificación convolucional. La relación entre la cantidad de bits antes y después de esta operación es de 3:4. Seguidamente se modula el flujo de bits para obtener los bits de canal, que son los adecuados para el almacenamiento en disco. Para esto se utiliza el código EFM para convertir de bloques de ocho bits a catorce bits. Los bloques de catorce bits se entazan mediante tres bits de fundido. La relación entre la cantidad de bits antes y después de la modulación es así de 8:17. Para la sincronización del flujo de bits, se agregan a cada cuadro un patrón de sincronización formado por 27 bits de canal. El régimen de bits total después de todas estas manipulaciones es de 4.32×10^6 bits/seg. Una señal como esta requerirá una capacidad de almacenamiento grande. Como referencia considérese que una señal muestreada de 50 kHz de una señal de música con 16 bit/muestra requiere una capacidad de almacenamiento de 1 Gigabit por cada 10 minutos, esto, sin añadir los bit que implican una redundancia para corrección de error.

2.4 PROCESO DE PRODUCCION DE MASTER Y CREACION DE REPLICAS

A partir de la magnitud de regimen de bits del canal, resultado de los diferentes pasos en la conversión analógico a digital, codificación para corrección de errores, y de la velocidad de exploración de 1.25 m/s, surge que la longitud de un bit de canal sobre el disco es aproximadamente 0.3 micrometros.

La señal producida en esta forma es utilizada por el fabricante del disco, para activar y desactivar un rayo laser que ilumina una capa fotosensible colocada sobre un disco de vidrio giratorio, llamado master de vidrio. Mediante un proceso de revelado fotográfico, se produce un patrón de pozos sobre este disco. Después de que la superficie a sido revestida con una delgada capa de plata, se aplica un proceso de electroplateado, para producir una impresión de níquel denominada metal padre o master metálico. A partir de ese disco padre se produce en una manera similar, impresiones denominadas discos madre. Las impresiones de los discos madre, denominadas estampadores, hijos o cuños, se utilizan como herramientas con las cuales se imprimen los pozos en el material de soporte transparente termoplástico del disco. Si se cuenta el numero de pasos se vera que el master, la madre y el disco compacto son positivos, mientras que el padre y los hijos son negativos.

La gran densidad de información se traduce en detalles grabados de tamaños microscópicos: de orden inferior al micrometro. Aproximadamente, el paso de la pista es de 1.6 micrómetros, el ancho de 0.6 micrómetro y la profundidad de los

pozos es de 0.12 micrómetros. La longitud de un pozo tiene un valor mínimo de 0.9 y un valor máximo de 3.3 micrómetros. Una amplificación de un disco compacto se ilustra en la figura 2.20. La escala ubicada en la parte inferior de la figura indica intervalos de 1 micrómetro. Todas estas huellas están distribuidas en pistas espirales de entre 2.5 y 7 milias de largo, lo que implica más de 6 billones de bits de audio, excluyendo la información de corrección de error, de control y visualización y de control de velocidad. Es obvio que partículas de polvo muy pequeñas o aun trazas de huellas dactilares podrían ser suficientes para producir defectos notables, sin contar rayaduras por rozamientos con superficies asperas. Debido a que el rayo laser se enfoca sobre la superficie reflectante, los defectos de una superficie transparente quedan fuera de foco y no generan información apreciable: la zona de enfoque del sistema óptico está en el orden de micrones, mientras que la capa transparente protectora está en el orden de milímetros. Este proceso se ilustra en la figura 2.21.

Es conveniente ahondar un poco más en el proceso que lleva a la obtención del máster del disco compacto. Inicialmente, el sonido original es grabado y transcrito a la cinta máster. El segundo paso consiste en crear la cinta máster del disco compacto. Usualmente, esta cinta es de tipo VCR U-matic de 3/4 de pulgada y se hace por duplicado en dos cuartos de control idénticos. La señal puede ser tomada de cintas analógicas, siempre y cuando, como un paso intermedio, se convierta a digital. En esta etapa la cinta máster es convertida a un programa de audio digital de dos canales con una frecuencia de

muestreo de 44.1 kHz y una cuantización uniforme de 16 bits. Si la fuente original de música fuera digital con diferente codificación, se pasa por un transcodificador, que decodifica la señal y la vuelve a codificar ya en los estándares del disco compacto. La cinta entonces se somete a un proceso de edición digital y se alimenta al procesador. (A lo largo de estos pasos se utiliza un equipo de electrónico muy moderno y especializado).

El paso inicial del procesador es programar los canales de subcódigos que proporcionarían información de cuantos, cuales y donde están las piezas musicales. Esta información se almacena en la cabeza del disco compacto. La información se codifica y de los 16 bits de muestreo se dividen en palabras de 8 bits, se codifica para corrección de error. Después de esto, se agregan los bits de control y visualización, y se modula de ocho a catorce. Finalmente, se agregan los bits para error de seguimiento mediante el sistema metódico conocido como estructura de datos, primero el patrón estructural de sincronía, 27 bits que indican donde está el rayo en relación al disco compacto. Luego el subcódigo de 17 bits y 12 palabras de 17 bits de información de audio, 8 palabras de 17 bits de información de corrección de error en forma alternada. Con esta cinta se controla el laser con que se graba el disco compacto máster de vidrio que se había mencionado.

El proceso del máster se realiza con una cabeza rotatoria de alta velocidad y gran precisión en una placa rotatoria, que permite la fabricación del máster metálico o padre y de los espampadores o hijos con gran exactitud. Los discos como ya dijimos, se hacen por inyección. Para este proceso, se utilizan

resinas de policarbonato de alto grado.

En cada paso se tiene un control automatizado electrónico para inspección de calidad. Cada paso es checado y vuelto a checar. Durante los pasos en que se fabrican los discos compactos y los diferentes discos auxiliares, master, padre, madre y estampadores, el personal de la fabrica de discos viste un traje de una sola pieza con guantes, botas y capucha. En las áreas más delicadas del proceso, incluso usan caretas semejantes a las de un soldador, para evitar cualquier forma de contaminación. Las escenas en las fabricas, con hombres totalmente cubiertos llegan a parecer exageradas, pero esto es un error, ya que si se toma en cuenta que dadas las dimensiones de las marcas estampadas, cualquier cosa puede alterar el proceso.

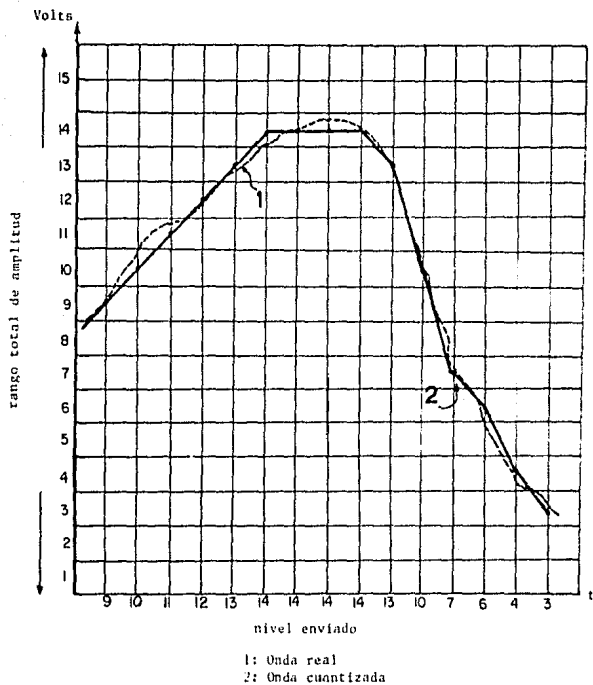


FIGURA 2.1 CUANTIFICACION DE UNA SEÑAL

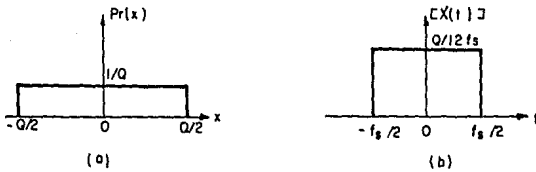


FIGURA 2.2 FUNCIONES DE PROBABILIDAD

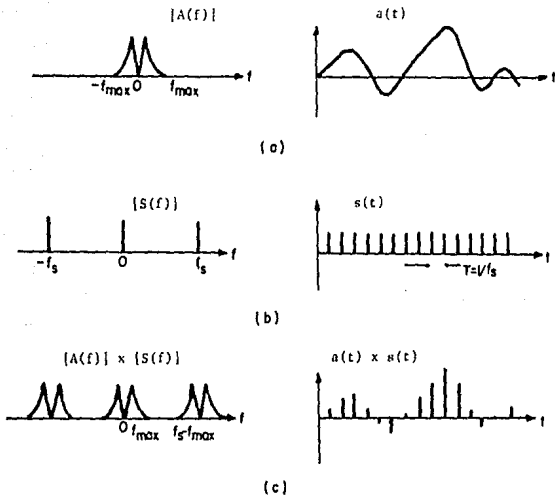


FIGURA 2.3 TEOREMA DE MUESTREO DE NYQUIST

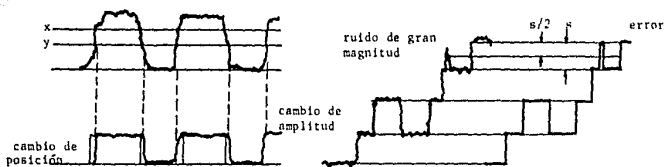


FIGURA 2.4 EFECTOS DEL RUIDO EN PCM

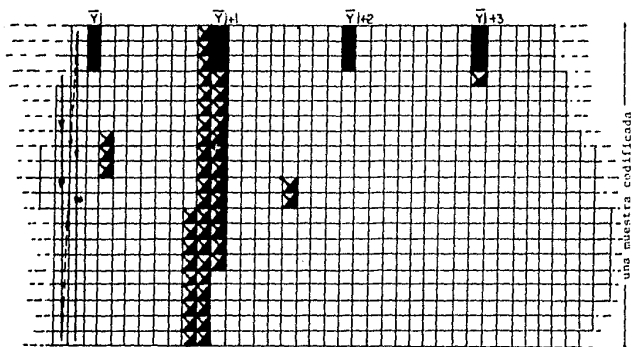


FIGURA 2.5 CODIFICACION CONVOLUCIONAL

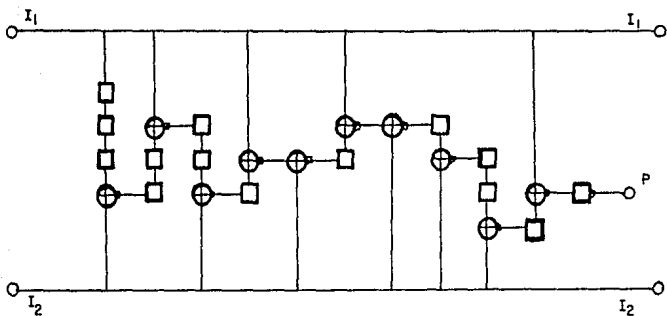


FIGURA 2.6 CODIFICADOR CONVOLUCIONAL

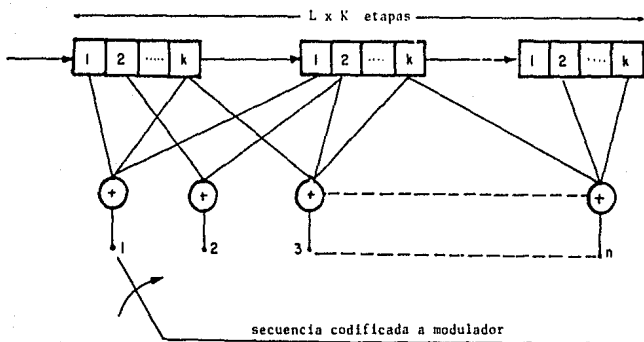


FIGURA 2.7 CODIFICADOR CONVOLUCIONAL

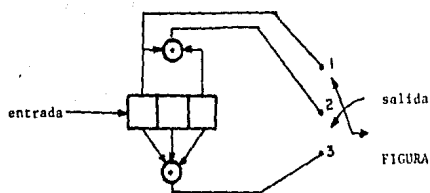


FIGURA 2.8 CODIFICADOR CONVOLUCIONAL
 $L = 3, k=1, n = 3$

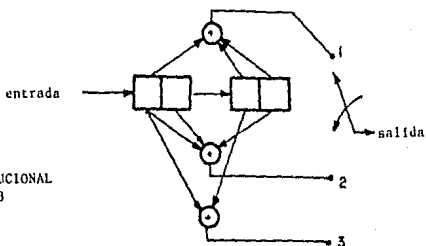


FIGURA 2.9 CODIFICADOR CONVOLUCIONAL
 $L = 2, k=3, n=3$

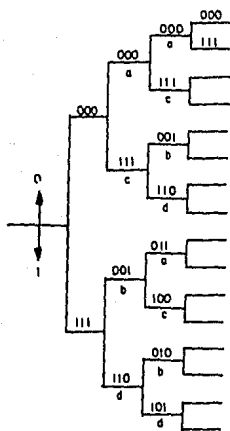


FIGURA 2.10 DIAGRAMA DE ARBOL

FIGURA 2.11 DIAGRAMA DE ENREJADO

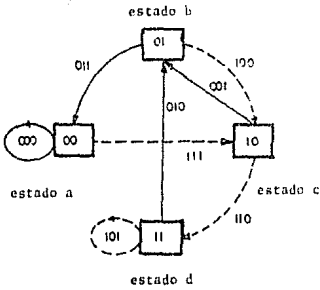
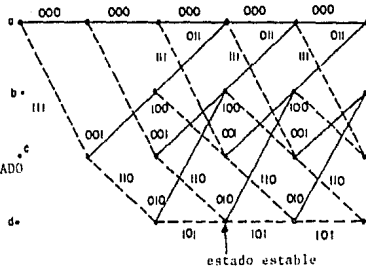
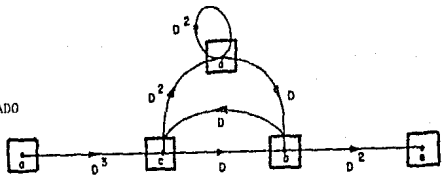


FIGURA 2.12 DIAGRAMA DE ESTADO

FIGURA 2.13 DIAGRAMA DE ESTADO



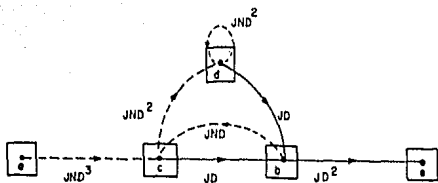


FIGURA 2.14 DIAGRAMA DE ESTADO PARA LA RELACION 1/3, L=3

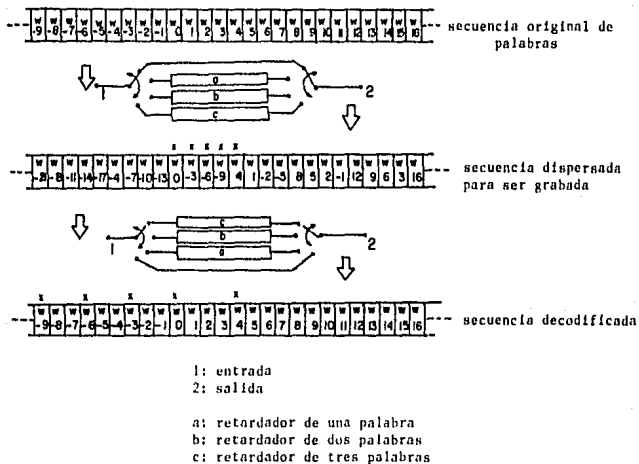
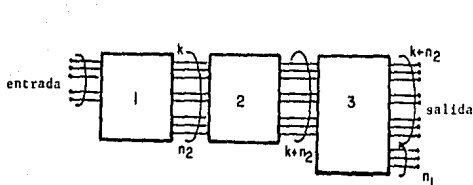
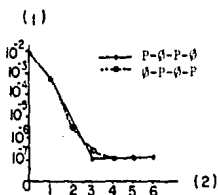


FIGURA 2.15 INTERCALACION Y DES-INTERCALACION



- 1: código de bloque C2 codificador ($k+n_2, k$)
- 2: intercalador de retardo
- 3: código de bloque C1 codificador ($k+n_2+n_1, k+n_2$)



- 1: errores después de corrección
- 2: pasos de decodificación

FIGURA 2.16 DECODIFICADOR CIC

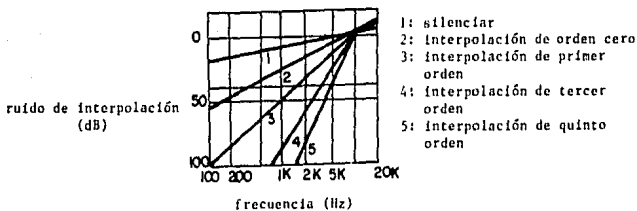


FIGURA 2.17 POTENCIA DE RUIDO PARA DIFERENTES METODOS DE INTERPOLACION PARA ERRORES INCORREGIBLES DE SALVAS DE ERROR DE 100 BITS

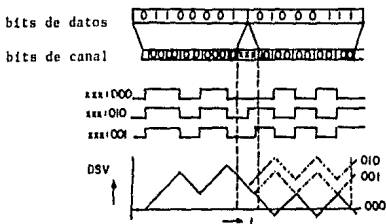


FIGURA 2.18 SUMA DE VALOR DIGITAL

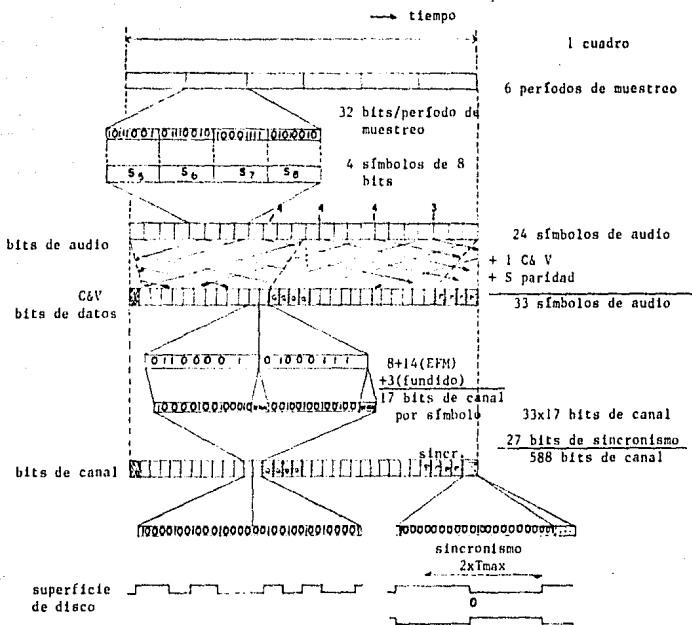


FIGURA 2.19 REPRESENTACION DE LA VARIACION DEL NUMERO DE BITS DURANTE LA CONVERSION ANALOGICO A DIGITAL

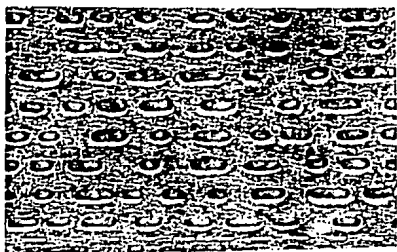


FIGURA 2.20 AMPLIACION DE UN DISCO COMPACTO

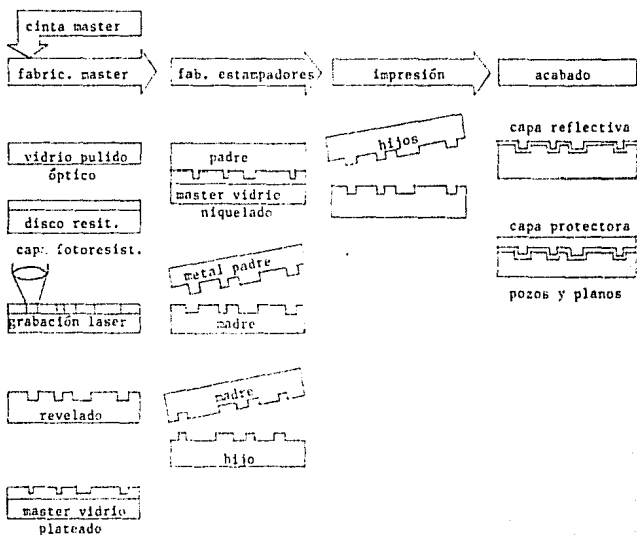


FIGURA 2.21 PROCESO DE FABRICACION DEL DISCO COMPACTO

CAPITULO 3

REPRODUCCION DE LOS DISCOS COMPACTOS

El diagrama de bloques de la figura 3.1 representa la secuencia de procesamiento típica de una reproductora de disco compacto. Los pasos que sigue son básicamente lectura, preamplificación, identificación de pulsos, procesamiento de datos y finalmente conversión digital a analógico. Estos pasos que se detallarán a continuación.

3.1 CAPTURA DE INFORMACION

Para este proceso se genera un rayo laser que en el disco forma una mancha ligeramente menor a un micrómetro de diámetro. La luz reflejada por los pozos y planos a través del sistema óptico: constituido por lentes, prismas, retículas y, posiblemente, espejos; se conduce a un circuito fotodetector. La señal del fotodetector se usa para reproducir la información, grabada digitalmente en canales separados en una sola pista (de ahí la separación aún por arriba de los 90 dB). Esta señal, como ya se explicó, contiene además de audio, información para

control.

El disco compacto es examinado por el lector óptico servocontrolado a velocidad constante de 1.3 metros por segundo aproximadamente. Para alcanzar esta velocidad, la velocidad rotacional del disco es cambiada progresivamente desde casi 500 rpm en el arranque hasta cerca de 200 rpm en el borde exterior del disco. Esto permite que el flujo de datos de la información digital sea tomado y almacenado en memoria a partir del disco en proporción constante.

Las salidas del fotodetector son procesadas y amplificadas para formar la llamada señal EFM: que también es llamada señal HF, señal RF, o patrón de ojo. En la señal EFM, se usan ondas senoidales para representar información digital. Esta información se alimenta después a un filtro transversal asegura que la amplitud de los componentes de alta frecuencia de la señal EFM y los de baja frecuencia sea la misma. La salida del filtro se aplica a el comparador de EFM y se alimenta a la señal de los circuitos de procesamiento.

3.2 RECUPERACION DE LA SEÑAL ANALOGICA

Una vez recogida la información binaria del disco se requiere obtener la señal de audio original, regresando a la señal analógica a partir de la señal digital. Existen dos técnicas básicas para cumplir con este objetivo. La primera, es más simple en su comprensión, puesto que es la primera en que se

puede pensar: volver paso a paso, a la inversa, con el proceso de conversión analógico digital. Pero este método exige circuitos de gran precisión y complejidad. Para facilitar este proceso, Philips ha desarrollado una técnica que reduce las exigencias en los circuitos de conversión digital a analógica.

3.2.1 SISTEMA DE 16 BITS

La señal leída y memorizada es alimentada a velocidad constante al circuito de identificación de pulsos, que diferencia los altos lógicos de los bajos lógicos de la señal. También extrae y separa las señales de sincronización de la música y del resto del audio. Se puede pensar en la información de sincronía como pulsos de salida de este circuito.

La siguiente etapa es en el procesador de datos. Esa etapa tiene muchas funciones, incluyendo la demodulación de los datos de la señal, decodificación y corrección de errores y sobre todo el control de los diferentes circuitos de procesamiento de la señal.

Al reproducir un disco, la información tiene que ser rearmada por un proceso inverso al que se utilizó para grabar, para lo que se requiere almacenar temporalmente los datos en una memoria RAM para después recuperar el dato en el orden original (como se grabó).

El siguiente paso es el circuito de detección de corrección en que se demodula la señal EFM y se restaura la señal a la forma original de 16 bits, usando el proceso conocido como

decodificación C1 y C2, o des-intercalación. La detección de error y el circuito de corrección también tiene la tarea de controlar el procesamiento y los datos de información. El controlador gobierna muchas de las funciones de los circuitos digitales, pero su función principal es direccionar las localidades de la memoria RAM. El controlador también tiene la responsabilidad de dar los 16 bits de la señal de audio a el convertidor D/A.

El convertidor es un dispositivo de 16 bits capaz de producir 65,536 niveles de salida de audio. El audio es multiplexado a canal derecho y canal izquierdo por un circuito de retención, la operación es regulada por el controlador. Cuando el canal izquierdo está en el estado de muestreo (el audio del convertidor D/A está pasando), el canal derecho se sostiene (el audio no pasa) y viceversa. La salida del circuito de retención es sometida a operaciones de amplificación y filtrado (pasa bajas). El filtrado produce una aguda caída para valores entre 20 y 25 kHz, de manera que las frecuencias por arriba del espectro de audio que pueden producir distorsión son rechazadas.

3.2.2 SISTEMA DE 14 BITS

Al reproducir un disco compacto, después de la fase de conversión D/A, se crea una curva escalera como la ilustrada en la figura 3.2a. En términos de frecuencia, los saltos de la escalera representan altas frecuencias que requieren ser suprimidas por medio de un filtro pasabajas que reduzca al menos

el nivel a 50 dB por debajo de la máxima señal de audio. Esto requeriría de un filtro de especificaciones muy estrictas. Para evitar estos problemas, Philips introdujo una operación de filtrado en un punto anterior, en la etapa digital. Esto se hizo sobremuestreando en un factor de cuatro, mediante un filtro digital que opera a un régimen cuatro veces más rápido que el régimen de muestreo ($4 \times 44.1 \text{ kHz} = 176.4 \text{ kHz}$). Este filtro entrega valores de señal en esta frecuencia aumentada, refinando así la curva de escalera, como se aprecia en la figura 3.2b, y facilitando el filtrado de las altas frecuencias.

En el reproductor de disco compacto de este tipo, la conversión de palabras de 16 bits se efectúa mediante un convertidor D/A de 14 bits. Tanto por la cuadruplicación del régimen de muestreo como por la realimentación negativa de los errores de redondeo, el realizar la operación de conversión con 14 bits no aumenta el ruido en la banda de audio. Este sistema presenta numerosas ventajas: presenta una característica de fase lineal, dado que se usa un filtrado digital; el filtrado varía con el régimen de reloj y por ende es insensible a la variación de velocidad de rotación del disco; finalmente, la máxima variación en la tensión de salida disminuye, por lo que hay menor probabilidad de intermodulación producida cuando se excede a la variación permitida. La salida del filtro consiste en 28 bits sin redondeo.

El convertidor D/A genera una corriente cuya magnitud es proporcional a la última palabra digital presentada. Esta corriente se mantiene constante -en un circuito de retención- hasta que se entrega el siguiente valor muestreado, produciendo

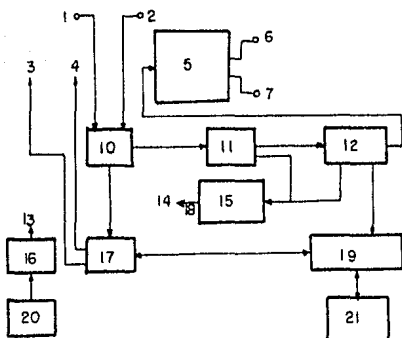
la curva de escalera mencionada anteriormente. De este modo, las muestras de la señal han cambiado en teoría de pulsos infinitamente cortos a pulsos con duración del periodo de muestreo. Esto proporciona una atenuación de más de 18 dB en las señales de las bandas laterales de 20 kHz a cada lado de los 176.4 kHz. El efecto de retención no produce distorsión de fase.

No obstante, la atenuación no es aún suficiente. Como suplemento, se emplea otro filtrado. La función de retención y el filtrado introducen una ligera atenuación en la parte superior del pasabanda. El filtro digital está diseñado para corregir esto con pequeño sobretiro, como se indica en la figura 4.17.

Las muestras que dejan el filtro a una frecuencia de repetición de 176.4 kHz describen una señal con un ancho de banda de 88.2 kHz. El ruido de cuantificación agregado por el redondeo de 14 bits, se distribuye en toda esta banda. Con una señal de suficiente amplitud y un espectro de frecuencias suficientemente amplio, esta distribución es uniforme, dado que en principio los errores de cuantificación para muestras sucesivas no están correlacionados; el ruido de cuantificación es ruido blanco. Únicamente es importante la banda de 0 a 20 kHz; y como esta representa aproximadamente una cuarta parte de la banda muestreada, y por ende la potencia de ruido en la banda de 0 a 20 kHz es solamente una cuarta parte de la potencia de ruido total. Esto implica que debido al sobremuestreo cuadruplicado, la relación señal a ruido en la banda de frecuencia relevante es mejor que 6 dB mejor que la esperable para una cuantificación de 14 bits. Es así como se logran los 90 dB que se podrían adquirir con 16 bits sin sobremuestreo.

Al redondear de 28 a 14 bits, resulta útil comparar los errores de redondeo sucesivos para mejorar el error de cuantificación en baja frecuencia, al restar el error de redondeo a la muestra siguiente, que variará solo un poco en relación a la muestra previa. Con esto se logra que para bajas frecuencias la relación señal a ruido sea de 97 dB, como si se hubiera trabajado con 16 bits sin sobremuestreo.

FIGURA 3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UNA REPRODUCTORA



- 1: de lectora
- 2: salida de fotodiodos
- 3: a motor de lectora
- 4: a impulsor de lectora
- 5: convertidor D/A y circuito de retención y muestreo
- 6: salida izquierda
- 7: salida derecha
- 8: control de motor de lectora
- 9: foco y seguimiento radial
- 10: preamplificación
- 11: indicador de valor de pulsos
- 12: procesador de datos
- 13: a laser
- 14: a motor de giro
- 15: servo de motor de giro
- 16: fuente laser
- 17: servo de lectora
- 18: control de velocidad de giro
- 19: microprocesador
- 20: control
- 21: controles e indicadores

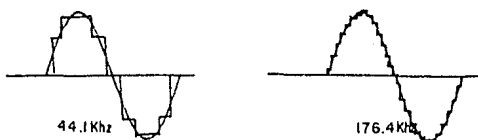


FIGURA 3.2 FUNCION ESCALERA FORMADA POR MUESTREO Y SOBRE MUESTREO

CAPITULO 4

CIRCUITOS DE LOS SISTEMAS REPRODUCTORES DEL DISCO COMPACTO

El diagrama de bloques de la figura 3.1 reopresenta la secuencia de operaciones en la reproducción del disco compacto. Como ya se mencionó, los pasos que sigue son lectura, preamplificación, identificación de datos, procesamiento de datos y finalmente conversión digital a analógico; para lo que se requiere de diversas retroalimentaciones y circuitos auxiliares que se detallarán a continuación.

4.1 SISTEMA OPTICO: LECTURA DE INFORMACION

Los dispositivos que constituyen el sistema óptico representan el corazón del equipo. A él se debe la lectura sin más contacto que la luz.

4.1.1 LASER, LENTES Y FOTODIODOS

El rayo laser se genera por un pequeño diodo hecho de

aluminio-galio-arseniuro (AlGaAs), con una longitud de onda de 800 nm. Se usa un laser de semiconductor para evitar las desventajas del laser He-Ne convencional en cuanto a la complejidad del sistema. El sistema óptico completo fue ensamblado inicialmente en un tubo de 38 mm de largo y 10 g de peso, mucho menos que con los sistemas convencionales; pero esto no bastó, el sistema se desarrolló para alcanzar el pequeño peso de 1.5 g, lo que implicaría la posibilidad de evitarse el sistema de suspensión de resortes; las dimensiones eran 15 x 7.5 x 7.5 mm³. El laser cuenta con actuadores en dos dimensiones. Este rayo se enfoca a la superficie del disco mediante lentes objetivos con aperturas numéricas de 0.25 y 0.5 para el colimado y el lente de foco respectivamente (los lentes tienen 4 mm de diámetro, 3 mm de largo y un peso aproximado de 0.1 g). Estos lentes enfocan el rayo a una mancha ligeramente menor a un micrómetro de diámetro.

La figura 4.1 muestra los elementos básicos de la lectora óptica usada en la mayoría de los equipos en que el disco se mantiene en una posición horizontal. El rayo laser desarrollado por el diodo laser se aplica a la superficie reflectora del disco a través de un sistema óptico constituido por lentes, prismas, retículas y, posiblemente, espejos. Entonces el rayo es reflejado de regreso por el sistema óptico a los fotodiodos detectores (típicamente 6 diodos).

En el sistema ilustrado en la figura 4.1 el disco gira en el plano horizontal, pero existen modelos en que el giro es en sentido vertical. De cualquier manera, el rayo deberá seguir la pista de pozos y planos mientras que el lector óptico es llevado

por todo el disco por el motor de lectura, sin importar ninguna posible excentricidad del disco. Esto es llamado seguimiento radial, y generalmente implica el uso de una bobina de seguimiento radial operada por el servo de seguimiento para mover el lente y el rayo como se necesite.

El sistema de seguimiento radial usa el principio de los tres rayos ilustrado por la figura 4.2. La tecnica de los tres rayos usa dos sub-rayos para detectar errores de seguimiento, y el rayo principal detecta la señal de audio. Los sub-rayos se producen al pasar el rayo laser por una reticula de difracción de vidrio, que crea varias imagenes en el mismo objeto. Los sub-rayos se localizan por delante y detrás del rayo principal. Después de ser reflejado por el disco, cada rayo es enrutado a través del sistema óptico hacia el fotodiodo que le corresponde. La señal de error de los dos sub-rayos se convierte en una señal eléctrica para alimentar el amplificador de señal de error.

Mientras el seguimiento de la pista sea preciso, la salida del amplificador de la señal de error será cero. Si se detecta aún el mínimo error de seguimiento, la diferencia de entrada entre las dos señales de error (derecha e izquierda) produce una salida. La salida se alimenta a el servo y la bobina de seguimiento radial que mueven los lentes de objetivo (a ángulos rectos de la pista) como sea necesario para corregir la posición del rayo principal.

En sistemas de brazo rotatorio, la bobina de seguimiento radial mueve el brazo y el lector como sea necesario para restablecer el seguimiento adecuado. En la mayoría de los sistemas de tipo horizontal la bobina de seguimiento radial mueve

el sistema óptico en relación al resto del ensamble de lectura. Este sistema es más reciente y menos completo que el sistema de los tres rayos. Se vale de la aplicación del principio de la difracción para evitar el uso de retículas que dividan el laser. Este sistema utiliza medio espejo plano en lugar del prisma de medio espejo y los lentes cilíndricos del sistema convencional. Utiliza un espejo 45 D para ajustar el camino que sigue la luz de manera que sea paralelo a la pista. Mediante el sistema de 4 WS (suspensión de alambre) se obtiene el amortiguamiento adecuado sin ser afectado por la fricción. Los alambres están encapsulados en tubos adhesivos y ocupan posiciones paralelas. Este sistema logra un movimiento en las dos dimensiones requeridas (foco y seguimiento) sin alterar su ángulo, como se aprecia en la figura 4.3.

Unas pocas reproductoras usan un tercer sistema en que la bobina de seguimiento opera un espejo rotatorio colocado entre el laser y los lentes de manera que el rayo se inclina 90° cuando es reflejado por el espejo. La señal de seguimiento provoca que la bobina de seguimiento gire ligeramente el espejo y dirija el rayo a la pista.

Aunado al seguimiento radial, el lector óptico cuenta con enfoque automático para compensar el movimiento vertical del disco. El sistema de enfoque mueve los lentes de objetivo (arriba y abajo del disco) si el laser no tiene su foco con precisión de 1 micrómetro en los pozos y planos.

El enfoque automático usa el principio de astigmatismo. En los terminos más sencillos, el rayo principal es detectado por cuatro fotodiodos igualmente espaciados, como se ilustra en la

figura 4.4. (Esos mismos diodos también reproducen la señal de audio). Si el rayo principal está en foco, la mancha del rayo es redonda, y los cuatro fotodiodos reciben la misma cantidad de luz (y la señal de salida de la misma fuerza). Si el rayo no está enfocado apropiadamente, la mancha del rayo será elíptica y los diodos reciben diferentes cantidades de luz (y producen diferentes salidas). La salida de los cuatro diodos se suma por un amplificador de error. Ese error (si lo hay) se alimenta a una bobina de enfoque o el actuador que mueve los lentes de objetivo como sea necesario para corregir el foco.

El dato obtenido a velocidad constante es almacenado en una memoria. Se pretende llenar esta memoria a la mitad de la capacidad, y entonces los datos son leídos a la misma velocidad con que se supone entran en la memoria. Mientras que las velocidades sean en realidad iguales, la condición de la memoria de "medio llena" se mantiene. Pero si la velocidad de entrada a la memoria es mayor, la memoria excederá la condición de medio llena y se generará una señal de error. Esa señal de error se aplica al motor de giro, y la velocidad del disco es disminuida hasta que la memoria retorna a la posición de medio lleno y permanece ahí. Lo opuesto ocurre si el dato se recibe más lento.

Con este esquema, los cambios en la velocidad de rotación del disco no tienen ningún efecto en la velocidad con que el dato es removido de la memoria, ni se puede detectar en el sonido reproducido.

La figura 4.5 es un diagrama de bloques de una reproductora cuyo tipo muy popular. Casi todos los circuitos están contenidos en circuitos integrados, aunque en modelos más antiguos el grado

de integración disminuye. Cada uno de los circuitos principales serán desglosados poco a poco.

4.1.2 MOVIMIENTO DE ENFOQUE DEL ENSAMBLE DE LECTURA

La figura 4.6 muestra un circuito de foco típico. Como ya se mencionó, la retícula de difracción se usa para separar el rayo principal en tres rayos separados. El circuito de foco se vale del rayo central, el más brillante. El rayo central es enfocado en el fotodiodo de 4 cuadrantes que determina como ya mencionamos si el enfoque es el adecuado, comparando la cantidad de luz recibida por los pares de cuadrantes 2-4 con 1-3.

Las salidas de los dos pares de fotodiodos se aplican a las entradas inversoras de dos comparadores. La salida del primer par de comparadores se aplica a la entrada del segundo par de comparadores. Uno de estos es para la detección de señal y su salida se conduce al circuito que cumple con esa misión. El otro es el comparador de foco. Cuando el rayo ilumina en la misma forma los cuatro cuadrantes las entradas del comparador son iguales y la salida es el valor de DC fijado como referencia.

Si el rayo se sale de foco, ya sea el par de cuadrantes par o el noñ recibiran más luz, por lo que la salida presentará una desviación negativa o positiva del voltaje de referencia. Esta desviación se conoce como señal de error de foco o FER, del inglés Focus Error signal. La señal FER es amplificada y aplicada a un amplificador a través de un interruptor analógico de tipo FET. El FET es disparado por la señal de aprobación de foco fino o FFOK, del inglés Fine Focus OK. Esta señal se produce por una

compuerta AND de tres entradas, de los comparadores de foco y de detección y del diodo monitor de laser, cuando las tres señales toman el valor de alto. La salida del FET se amplifica y se usa para controlar la posición de los lentes cilíndricos.

Cuando el disco se carga, se produce un enfoque burdo por el microprocesador mediante la señal de foco arriba/abajo o FUD por sus siglas en inglés. Esta señal consiste en dos pulsos cuadrados de 1 segundo que se aplican al interruptor analógico a través del integrador RC. Esto causa que el lente suba y baje dos veces. La primera vez que el lente se empieza a mover, el laser se enciende. Los lentes se detienen cuando la señal derivada de FFOK se aplica a el amplificador a través de un inversor. Si no se detecta el disco la primera vez, los lentes se mueven hacia el disco una segunda vez, con el segundo pulso de la señal de FUD. El microprocesador desconecta el sistema si en esta ocasión tampoco es detectado el disco. La figura 4.6b muestra la curva de la ganancia frente a la frecuencia típica para este tipo de circuitos.

4.1.3 MOVIMIENTO DE SEGUIMIENTO DEL ENSAMBLE DE LECTURA

La figura 4.7 ilustra un típico circuito de seguimiento radial. Si todo está trabajando bien, los dos rayos de seguimiento, o rayos de primer orden, preceden y siguen al rayo principal mientras este barre la pista. Dado que se presentará continuamente la situación en que uno de estos rayos estará sobre un pozo y el otro sobre un plano, se utiliza un retardador.

La salida del segundo fotodiodo es alimentada al

amplificador operacional configurado como convertidor corriente a voltaje. La ganancia del convertidor es fijada por el control de offset de servo de seguimiento. La salida del convertidor se une a la entrada de un comparador. La salida del fotodiodo también se conecta al comparador, pero a través del retardador de 30 microseg. El retardo de tiempo es necesario dado que el circuito de seguimiento requiere que los dos rayos barran el mismo punto del disco y que alcancen la entrada del comparador simultáneamente.

Cuando el seguimiento es oportuno, las salidas de los fotodiodos son iguales, y la salida del comparador es cero. Si el rayo principal se desvía, las salidas de los fotodiodos serán diferentes y la salida del comparador será diferente de 0 volts. La salida del comparador es llamada error de seguimiento o TER, del inglés Tracking Error; ella es amplificada y aplicada al amplificador operacional mediante un divisor de voltaje ajustable. El amplificador operacional provee una ganancia variable al conectar y desconectar una resistencia del circuito. Esta acción es controlada por el microprocesador mediante el cambiador de nivel. Durante la lectura inicial del disco, la ganancia se fija a un nivel predeterminado; y este nivel se mantiene mientras la unidad se mantenga en modo de "play". Cuando la reproductora de discos compactos entra en modo de salto o de búsqueda, la ganancia baja a otro nivel predeterminado, llamado ganancia TYP, cercano a los 0 dB.

De ahí la señal TER es aplicada a la bobina de seguimiento radial a través de varios dispositivos electrónicos. Primero un FET que es controlado por diversas señales. Se requiere que los

cuatro diodos deben de polarizarse en inversa para que el FE1 conduzca. La señal negada de TSW se genera por el microprocesador. La señal de FOK ya se explicó. Las otras dos señales, IOK y detección de daño se expondrán después.

Volviendo al lector óptico de un rayo de foco fino, es conveniente aclarar algunas funciones un poco más. La figura 4.8 muestra la técnica usada para el seguimiento. Las señales de un fotodiodo cuádruple se convierten en señales binarias proporcionales a la distancia del rayo al centro de la pista, entonces la señal de error se detecta a partir de un comparador de fase. Este método permite minimizar las variaciones de la lectora y con él se logra tener un movimiento suave paralelo a las pistas en dos ejes.

En muchas ocasiones toda la circuitería del lector óptico se encuentra en un solo circuito integrado que abarca amplificadores, servos de foco y de seguimiento y control de potencia del laser, entre otros.

4.1.4 MOVIMIENTO DESLIZANTE O RADIAL DEL ENSAMBLE DE LECTURA

La figura 4.9 representa el circuito de control del motor del lector o de deslizamiento. Se requiere de un motor para mantener al rayo en movimiento a velocidad constante, aún si la velocidad del disco cambia. La señal TER se aplica al motor de deslizamiento como un control fino. Se aplica a través de un FE1, de un filtro pasa bajas, un interruptor analógico, un amplificador y dos transistores impulsores. La dirección de la corriente a través del motor (y la dirección de la rotación del

motor) se fija por la polaridad de la señal aplicada a el par de transistores impulsores. Note que la señal TER pasa solo cuando hay señal de interrupción de seguimiento o TSW del microprocesador. La señal de TSW es invertida y aplicada a los FET a través de los diodos, permitiendo que la señal TER pase.

Durante la operación de búsqueda, el lector óptico se mueve más rápido que durante la reproducción normal. Esto se hace mediante los pulsos de SLR y SLF del microprocesador. Estos pulsos se aplican a través de dos transistores a la entrada del segundo FET. Con lo que se incrementa la corriente en los transistores impulsores y, por tanto, la velocidad del motor.

4.1.5 CONTROL DEL LASER

El circuito de control y monitoreo del laser se muestra en la figura 4.10. Es necesario controlar y monitorear la cantidad de luz emitida por el diodo laser para asegurar el funcionamiento adecuado del sistema óptico. (Una salida debil de el laser puede provocar errores de seguimiento y pérdidas de audio). En esos circuitos, la salida del diodo monitor se aplica a el comparador. La otra entrada del comparador recibe una referencia de voltaje ajustable. Si la salida del diodo laser supera el nivel deseado, la salida del diodo monitor se incrementa y la salida del comparador se hace más positiva. Eso reduce la salida del diodo laser a la normalidad.

El diodo laser se desconecta cuando la cubierta exterior del aparato se quita o cuando la charola portadiscos está extendida. Esto evita que el usuario esté en contacto directo con el laser.

El círculo de impulso está conectado a dos microinterruptores en serie.

4.1.6 MOVIMIENTO DE GIRO DEL DISCO

La figura 4.11 muestra el circuito de control del motor de giro del disco. El disco compacto gira a velocidad variable para que la velocidad relativa entre la pista y el lector sea constante. Se requieren estas variaciones de velocidad dado que hay menos datos en la pista junto al centro (principio) que cerca del borde exterior (fin): ya que las pistas son de diferente longitud. La mayoría de las reproductoras de discos compactos usan alguna forma de motor "unitorque" con elementos de efecto Hall para variar la velocidad. típicamente la variación es de 480 rpm (interior) a 210 rpm (exterior) para mantener una velocidad lineal constante aproximada de 1.25 a 1.3 metros por segundo.

Viendo la figura 4.11, los elementos de efecto Hall se usan para monitorear y mantener la velocidad del motor: y sus salidas alimentan el circuito de control, que controla la corriente de alimentación de los devanados del motor. Aunado a la información de velocidad del motor en sí, los elementos de efecto Hall se alimentan de señales del controlador bajo la dirección del microprocesador: que contienen la información necesaria para lograr una apropiada velocidad del motor en un momento en particular y la señal derivada de las señales de CLV a partir del monitoreo de la modulación ocho a catorce, con el controlador.

La figura 4.12 muestra la relación entre las señales de control del circuito de la figura 4.11. Las salidas de los

elementos de efecto Hall se aplican a los devanados del motor a través de dos pares de transistores y dos amplificadores. Las resistencias proveen el ajuste del balance de offset. La tercera resistencia fija la ganancia. La operación del motor del giro puede dividirse en dos fases: servo de arranque y servo regular.

En la primera fase, cuando la potencia se aplica inicialmente, el motor gira libremente, las señales de DMSW y CLVH están en bajo y la salida de ROT está en alto. Bajo estas condiciones, el motor se acelera, y empieza a cambiar a velocidad constante. El controlador produce salidas esencialmente similares a PWM, PREF y PD. Después de un periodo de giro libre, fijado por el microprocesador, ROT se torna bajo y el motor empieza a acelerarse. La diferencia de señal de la EFM es leída por el controlador y comparada con una referencia es la señal de salida del controlador PWM. Durante la porción de la aceleración de la lectura inicial, el ciclo de trabajo de la señal PWM, que varía hasta 50% según la velocidad del motor, se compara con la señal PREF, cuyo ciclo de trabajo es fijo. El resultado de la comparación es aplicado a los circuitos del motor para controlar la velocidad.

En servo regular, cuando el motor alcanza la velocidad deseada, la señal de PWM tiene un ciclo de trabajo de 50% y el lector óptico recoge información a velocidad constante. Esta condición se mantiene con una exactitud de 1% aproximadamente por medio del pulso PD del controlador. El ciclo de trabajo del pulso PD se fija comparando la señal EFM con la referencia del controlador. La señal PD es comparada con la salida del comparador de PWM y PREF. El resultado de esta comparación es

aplicado al motor para mantener la exactitud requerida.

4.2 PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

Ya teniendo los datos proporcionados por la lectora óptica, el paso siguiente es recuperar el audio. Como se mencionó, existen dos métodos:

4.2.1 SISTEMA DE 16 BITS

La salida de los fotodiodos es muy baja, de manera que primero se preamplifica. De ahí pasa al circuito de identificación de datos, que extrae y separa las señales de sincronización de la música y del resto del audio.

La siguiente etapa es en el procesador de datos, en que demodulan los datos de la señal, se decodifica y corrigen los de errores y se lleva todo el control del circuito de procesamiento de la señal. Es entonces cuando requiere pasar por la memoria RAM para que sea posible la recuperación de la señal en el orden original.

La figura 4.13 muestra los circuitos usados para detectar y decodificar la información grabada en el disco. Las salidas del diodo son procesadas y amplificadas para formar la llamada señal EFM; que también es llamada señal HF, señal RF, o patrón de ojo. En la señal EFM, ondas senoidales se usan para representar información digital. A continuación, la señal EFM se alimenta al

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

amplificador AGC y después a una red ecualizadora, (un filtro transversal). El filtro transversal asegura que la amplitud de los componentes de alta frecuencia de la señal EFM y los de baja frecuencia sea la misma. La salida del filtro se aplica a el comparador de EFM y se alimenta a la señal de los circuitos de procesamiento. En esta parte la señal es detectada por el identificador de pulsos y luego es pasada al controlador. El controlador genera dos señales cuadradas- el DSLC del inglés de control de nivel de datos recortados y el pulso de preferencia o PREF. Estas señales se realimentan combinadas y se usan para formar el voltaje umbral para el comparador de EFM. Este comparador forma la señal EFM a una onda cuadrada, conocida como EFMS, que es la versión digital de la señal EFM.

El circuito de procesamiento de la señal se muestra en la figura 4.14. Teniendo a la salida del identificador de pulsos detectados y generados los pulsos de sincronía derivados de la señal EFMS, en el circuito de detección y corrección de errores se demodula la señal EFM y restaura la señal a la forma original de 16 bits. La detección de error y el circuito de corrección controla el procesamiento y los datos de información. El controlador gobierna muchas de las funciones de los circuitos digitales, pero su función principal es direccionar las localidades de la memoria RAM. El controlador también tiene la responsabilidad de dar los 16 bits de la señal de audio a el convertidor D/A.

La figura 4.15 muestra el convertidor D/A y el circuito de audio. El audio es amplificado y multiplexado a canal izquierdo y canal derecho por un circuito de retención. la operación es

regulada por el controlador. (Note que solo se muestra el circuito para el canal izquierdo en la figura 4.15). Cuando el canal izquierdo está en el estado de muestreo (el audio del convertidor D/A está pasando), el canal derecho se sostiene (el audio no pasa) y viceversa. La salida del circuito de retención es amplificada y pasada por un filtro pasa bajas y vuelto a amplificar (tras una preamplificación), logrando una respuesta plana. Adicionalmente, la amplificación y el filtrado se preamplifican con redes de ecualización o énfasis. En muchas ocasiones las redes son controladas por relevadores e interruptores que a su vez son controlados por el microprocesador.

4.2.2 SISTEMA DE 14 BITS

Se habló ya del método Philips que sobremuestreando mediante un filtro digital que opera a 176.4 kHz, logra simplificar la operación de conversión digital analógica.

Para el filtrado de sobremuestreo se utiliza un filtro digital transversal. Para comprender la operación del filtro, podemos imaginario consistiendo en 96 elementos como en la figura 4.16a. con retardo en cada elemento es de $(76.4 \times 10^3)^{-1}$ segundos, es decir, un cuarto del periodo de muestreo T_s : cuatro veces en cada periodo, el filtro toma nuevos datos. Tres de estas cuatro veces, el contenido de estos datos es cero: el sobremuestreo consiste en introducir tres muestras con valor de cero lo que implica que solo 24 de los 96 elementos tienen valor no nulo. Los contenidos de cada elemento se multiplican por un

coeficiente c . El filtro provee datos a un régimen de 176.4 kHz: cada número es la suma de 24 multiplicaciones no nulas. En esta forma, el filtro calcula tres nuevos valores de muestreo en las ubicaciones de las muestras cero.

La realidad difiere de esta explicación. En la práctica el filtro consiste solamente de 24 elementos de retardo, y una palabra de 16 bits permanece en cada elemento durante un tiempo T_s , como la figura 4.16b. Durante este tiempo T_s la palabra se multiplica cuatro veces por un coeficiente c , que es diferente para cada multiplicación. Los productos también se suman cuatro veces durante el tiempo T_s y se envían a la salida. Por lo tanto, la frecuencia a la cual aparecen en la salida estos valores sumados es nuevamente $4/T_s = 176.4\text{kHz}$.

Los coeficientes son números de 12 bits. Cada producto tiene una longitud de $16 + 12 = 28$ bits. Los números han sido elegidos en tal forma que la sumatoria de 24 productos no introduce bits extra, de modo que la salida se forma por 28 bits sin redondeo.

En un circuito de retención mantiene un valor alto hasta que se entrega el siguiente valor muestreado, logrando pulsos con duración del periodo de muestreo.

Para que la atenuación sea suficiente se emplea un filtro de Bessel pasabajos de tercer orden, que tiene su punto de -3 dB en 30 kHz. Se ha seleccionado un filtro tipo Bessel debido a su característica de fase lineal en el pasabanda. Este filtro es simple y no requiere que los elementos sean exactos.

La función de retención y el filtro de Bessel introducen alguna ligera atenuación en la parte superior del pasabanda. El filtro digital está diseñado para corregir esto con pequeño

sobretiro, como se indica en la figura 4.17.

El redondeo a catorce bits se lleva a cabo en el circuito de adaptación de ruido, mostrado en la figura 4.18. En él, los 14 bits menos significativos de los 28 bits del filtro transversal, que son los que contienen la mayoría del error de cuantización y redondeo, se retrasan por un solo periodo de muestro, se invierten y retroalimentan con la siguiente muestra. Esto reduce en 7 dB los errores de redondeo para las señales de baja frecuencia. A los 88.2 kHz la retroalimentación se invierte con lo que se produce aún más ruido. Pero como este ruido está fuera de la banda de audio y va a ser filtrado, no es relevante.

Un convertidor D/A requiere de corrientes que estén relacionadas exactamente por un factor de 2. La relación exacta se obtiene intercambiando periódicamente las corrientes que se derivan dividiendo por dos a partir de una corriente constante de referencia, de manera que se promedian las pequeñas diferencias. Este sistema se conoce como apareamiento dinámico de los elementos. La división exacta entre cuatro se puede efectuar en forma semejante, basándose en el intercambio periódico controlado por la señal de reloj. Para los cuatro bits menos significativos, las corrientes se obtienen a partir de una división pasiva mediante diferencias en el área de emisor.

La figura 4.19 muestra el diagrama de conmutación completo del convertidor D/A de 14 bits, y del convertidor D/A de 16 bits.

La alinealidad del convertidor D/A es extremadamente baja: entre -20 y +70 grados centígrados es inferior a 3×10^{-5} , o la mitad del bit menos significativo.

4.3 ELEMENTOS MECANICOS

El sistema mecánico de una reproductora de disco compacto se encarga de cargar y descargar disco. La charola es accionada por un motor, el disco se coloca manualmente y la charola entra a la reproductora, usualmente accionada por el mismo motor. Algunos modelos incluyen un cuarto motor que sujeta a el disco al plato giratorio. Estos motores se controlan mediante microinterruptores y el microprocesador. La mayoría de los componentes son parte de una unidad asegurada a la estructura principal por dos rieles. El movimiento de la charola por el motor de carga LIDM también levanta el mecanismo de sujeción al salir la charola y lo baja al estar dentro, para sujetarlo al ensamble de mesa giratoria y motor de giro.

Como se muestra en la figura 4.20, el LIDM recibe la señal de abrir/cerrar del microprocesador del sistema, que a su vez recibió la información del interruptor de open/close del panel frontal. El microprocesador recibe también la información de los microinterruptores de charola abierta LDSO y de charola cerrada LIDC (o CHU). Este último actúa solo cuando la charola está dentro y el mecanismo de sujeción se encuentra completamente abajo. El LDSO actúa solo cuando la charola está en su posición límite fuera del panel. Con la acción de cualquiera de estos microinterruptores se para al motor.

El motor de la lectora está conectado a engranaje mediante una banda. El microprocesador recibe la señal del

microinterruptor de límite interno LMSI o LMSW y para el motor de lectora al alcanzar el límite interno.

Se han usado mecanismos de sujeción del disco con diámetros de 30 mm que provocan resonancia en la parte exterior del mismo, haciendo más difícil las funciones de foco y seguimiento. Pioneer desarrolló un sistema con un diámetro de 80 mm que sujeta al disco en la periferia a un diámetro de 72 mm. No tanto como para sujetar un diámetro mayor, sino para retener las vibraciones en esta área, estabilizando al disco. Ambos sistemas se ilustran en la figura 4.21 junto con las curvas de resonancia de ambos circuitos, que ilustran la gran mejora.

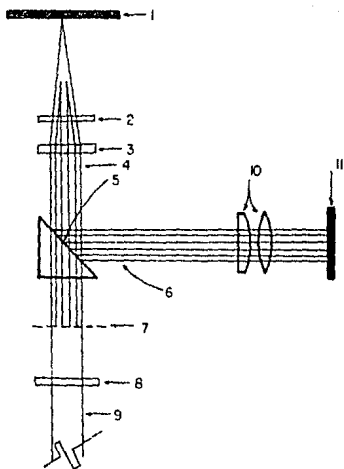
Cuando se pensó en la construcción de reproductoras de discos compactos para uso en carro, surgieron nuevos problemas. Hubo que reducir el sistema óptico, hacerlo más ligero y capaz de leer con exactitud en situaciones de operación de un automóvil. La vibración fue uno de los problemas más grandes, para lo que se desarrolló un mecanismo sobreamortiguado. Otras medidas tomadas implicaban la prevención de la entrada de polvo en la reproductora y eliminar el ruido del sistema de ignición del carro en la fuente de poder de la reproductora. Las funciones de la reproductora son semejantes a la reproductora para uso doméstico y se logran con circuitos de más alta integración y dos microprocesadores en vez de uno solo.

Para el diseño del sistema a prueba de vibraciones se estudiaron las vibraciones en un automóvil. La vibración va desde unos pocos Hz hasta cientos de Hz, como se ilustra en la figura 4.22. Es evidente que los altos y bajos están entre 10 y 30 Hz respectivamente, como resultado de la suspensión del automóvil y

la superficie del camino respectivamente. Entre menor sea la frecuencia más notorias son las características de la vibración. Se creó un sistema sobreamortiguado que baja las frecuencias a 10 Hz o menos y deja la Q en 6 Hz o menos, solucionando el problema para velocidades hasta de 100 km/h en caminos ordinarios.

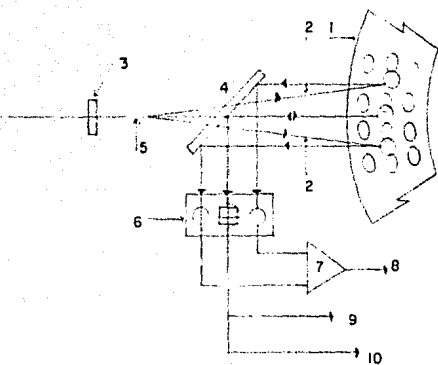
En cuanto a lograr que el sistema sea a prueba de polvo se decidió usar el mismo sistema que el de las caeteras de automóvil, tanto para evitar la entrada de polvo como por cuestión de espacio, ya que el sistema de charola presenta el gran inconveniente de ocupar espacio extra al salir la charola.

Para balancear los efectos de la temperatura se usó aluminio para el montaje del sistema óptico, logrando así rigidez y poca variación con la temperatura. Se agregó un circuito de protección que evita que partes, como el diodo laser, sean dañadas al operar a temperaturas superiores a los 50 grados centígrados. Automáticamente, el circuito reajusta el sistema cuando la temperatura baja al nivel normal.

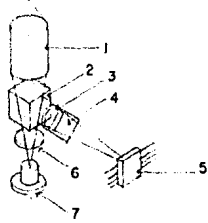


- 1: cara inferior del disco compacto
- 2: lente de foco
- 3: placa de $1/4$ de onda
- 4: tres rayos
- 5: medio prisma
- 6: rayos laser horizontalmente polarizados
- 7: rejilla de difracción
- 8: lente colimador
- 9: rayo laser verticalmente polarizado
- 10: lentes
- 11: diodos fotodetectores

FIGURA 4.1 ELEMENTOS BASICOS DEL SISTEMA OPTICO DE LECTURA

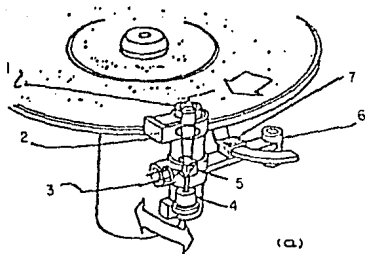


- 1: disco compacto
- 2: subrayo
- 3: rejilla de difracción
- 4: medio prisma
- 5: rayo principal
- 6: fotodetector
- 7: amplificador de error
- 8: error de seguimiento a bobina
- 9: audio a bocina através de circuito de señal
- 10: foco automático através de amplificador de error



- 1: lente colimador
- 2: medio espejo
- 3: lente convexo
- 4: lente cilindrico
- 5: fotodetector
- 6: rejilla de difracción
- 7: diodo laser

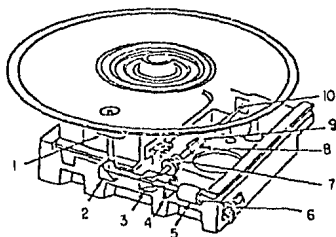
FIGURA 4.2 REJILLA DE DIFRACCION EN SISTEMA DE TRES RAYOS



- 1: lente objetivo
- 2: bobina de foco
- 3: fotodetector
- 4: laser
- 5: medio prisma
- 6: brazo rotatorio
- 7: bobina de seguimiento radial

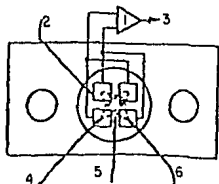
(a)

- 1: actuador bidireccional de lentes
- 2: prisma de angulo recto
- 3: medio prisma
- 4: rejilla de difracción
- 5: lente colimador
- 6: laser
- 7: lente convexo
- 8: lente cilíndrico
- 9: lente concavo
- 10: fotodetector



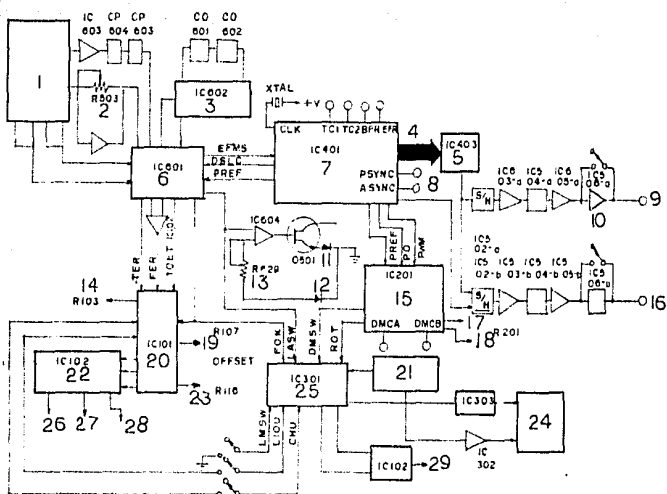
(b)

FIGURA 4.3 SISTEMAS DE LECTURA: a) DESLIZANTE O TRES RAYOS b) BRAZO ROTATORIO O FOCO FINO



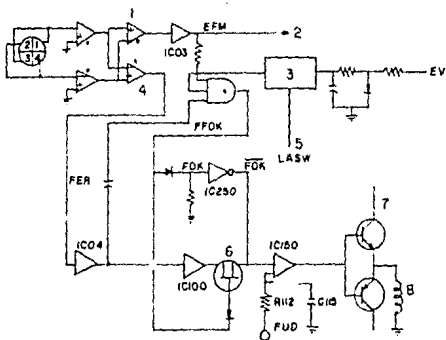
- 1: amplificador de error
- 2: cuatro fotodiodos
- 3: error de foco a bobina de foco
- 4: fuera de foco
- 5: en foco
- 6: fuera de foco

FIGURA 4.4 CUATRO FOTODIODOS USADOS PARA ENFOQUE



- 1: fotodiodos
- 2: offset
- 3: seguimiento
- 4: dato digital
- 5: convertidor digital a analógico
- 6: foco
- 7: procesador de señal
- 8: audio
- 9: salida izquierda
- 10: énfasis
- 11: laser
- 12: monitor
- 13: ajuste de laser
- 14: offset de retención
- 15: motor impulsor de disco
- 16: salida derecha
- 17: a motor
- 18: a ganancia de motor
- 19: offset de motor de deslizamiento
- 20: servo
- 21: controles de panel frontal
- 22: servo de giro
- 23: a offset
- 24: display
- 25: microprocesador
- 26: a motor de deslizamiento
- 27: a bobina de foco
- 28: a bobina de seguimiento
- 29: a motor de carga

FIGURA 4.5 DIAGRAMA DE BLOQUE DE REPRODUCTORA DE DISCO COMPACTO



- 1: comparador de detección
- 2: a circuito de detección de error
- 3: interruptor laser
- 4: comparador de foco
- 5: señal del microprocesador
- 6: interruptor analógico
- 7: amplificador "push-pull"
- 8: bobina de foco

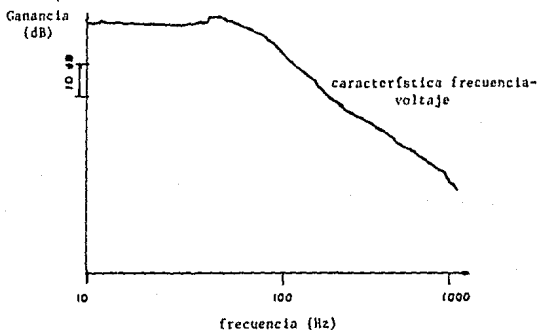
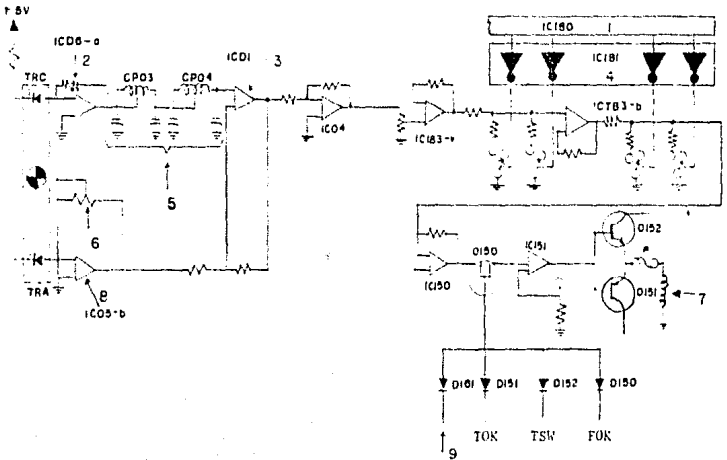
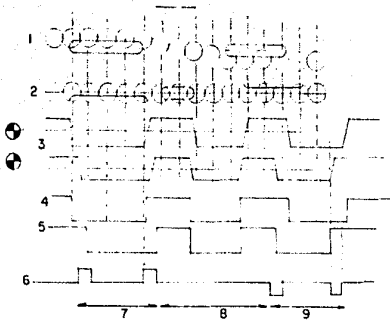


FIGURA 4.6 CIRCUITO DE FOCO Y CARACTERISTICA

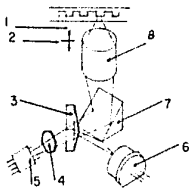


- 1: microprocesador
- 2: convertidor corriente a voltaje
- 3: comparador
- 4: corredor de nivel
- 5: retardador de 30 μ seg
- 6: offset de servo deseguimiento
- 7: bobina de seguimiento radial
- 8: convertidor corriente a voltaje
- 9: error de detección

FIGURA 4.7 CIRCUITO DE SEGUIMIENTO RADIAL



- 1: movimiento de mancha del rayo laser
- 2: bit proyectados en los foto-detectores
- 3: sombra
- 4: conversión digital
- 5: conversión digital
- 6: error de seguimiento
- 7: rayo corrido a la izquierda
- 8: rayo en pista
- 9: señal de error de seguimiento



- 1: dirección de foco
- 2: dirección de seguimiento
- 3: medio espejo
- 4: lente cóncavo
- 5: fotodetector
- 6: diodo laser
- 7: espejo 45 D
- 8: lentes de foco o colimador

FIGURA 4.8 SEGUIMIENTO CON SISTEMA DE FOCO FINO

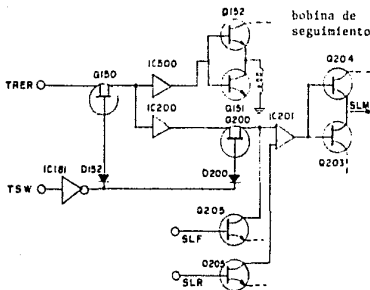


FIGURA 4.9 CONTROL DE DESLIZAMIENTO

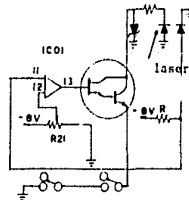


FIGURA 4.10 CIRCUITO DE MONITOREO Y CONTROL

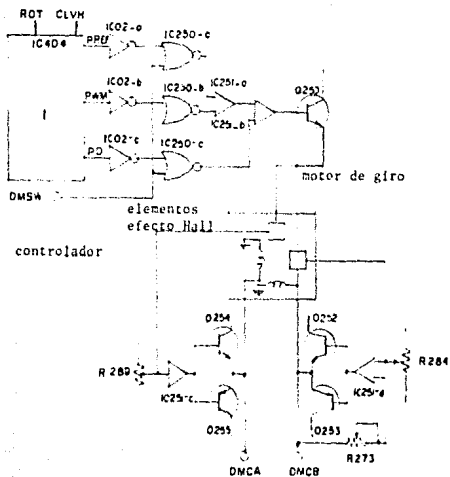


FIGURA 4.11 CIRCUITO DE GIRO

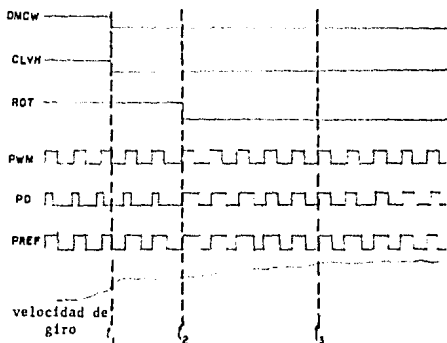


FIGURA 4.12 SEÑALES DE CONTROL DE GIRO

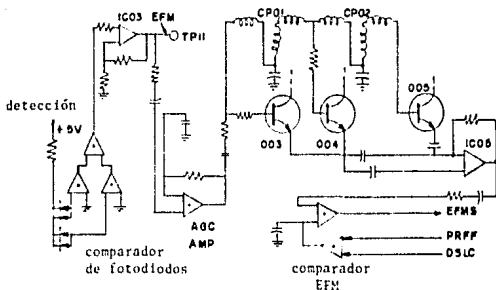


FIGURA 4.13 CIRCUITO DE DETECCIÓN Y CODIFICACION

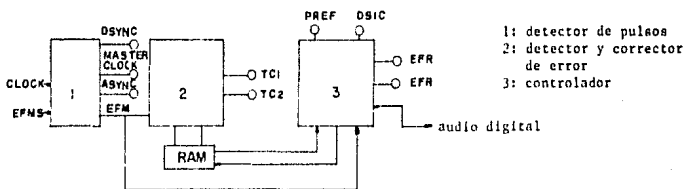


FIGURA 4.14 CIRCUITO DE PROCESAMIENTO DE SEÑAL

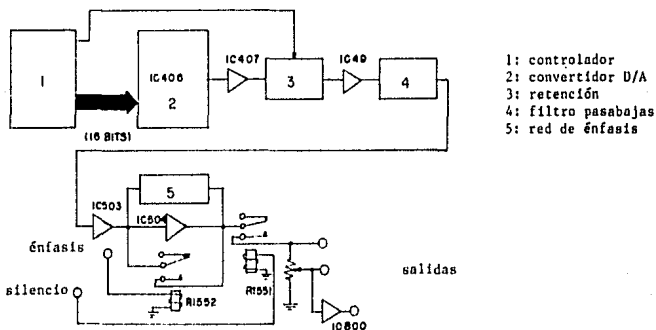
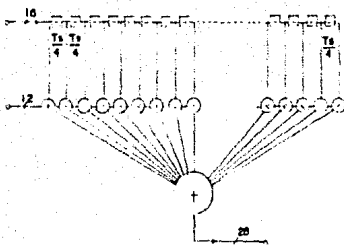
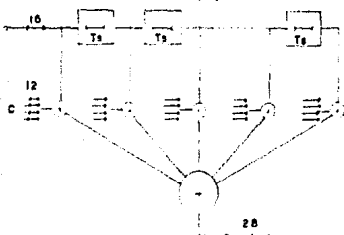


FIGURA 4.15 CONVERTIDOR D/A



(a)



(b)

FIGURA 4.16 FILTRO DIGITAL TRANSVERSAL: a) 96 ELEMENTOS
B) (REAL) 24 ELEMENTOS

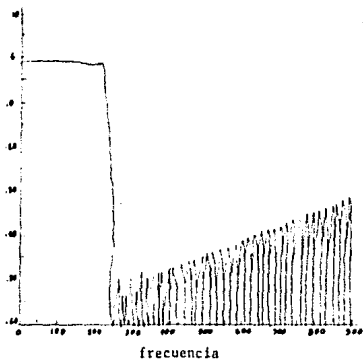


FIGURA 4.17 CARACTERISTICA DEL TDF

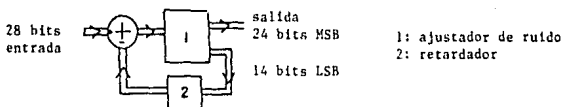
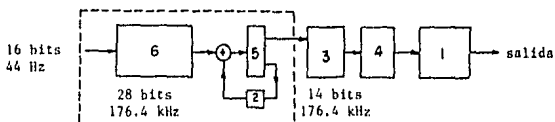
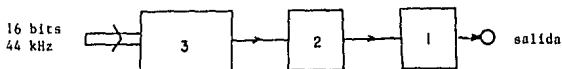
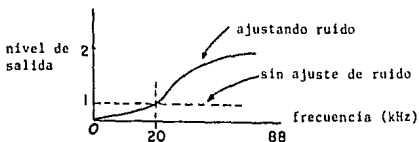


FIGURA 4.18 CIRCUITO DE AJUSTE DE RUIDO Y CURVA DE ESPECTRO DE RUIDO



- 1: filtro analógico
- 2: circuito de retención y muestreo
- 3: convertidor D/A
- 4: circuito de retención
- 5: ajustador de ruido
- 6: filtro didgital transversal de sobremuestreo

FIGURA 4.19 CONVERTIDORES DIGITAL A ANALOGICO:
a) DE 16 BITS b) DE 14 BITS

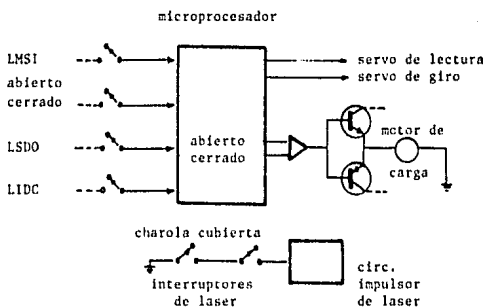


FIGURA 4.20 FUNCIONES MECANICAS

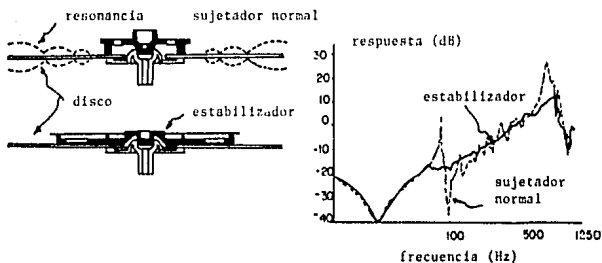


FIGURA 4.21 SISTEMA ESTABILIZADOR

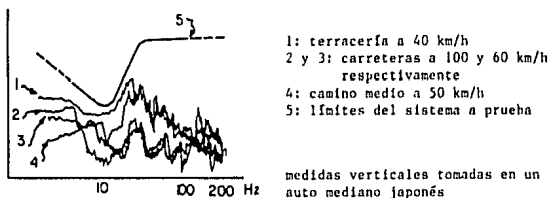


FIGURA 4.22 EJEMPLOS DE VIBRACION AL MANEJAR

No siendo esta tesis un proyecto o desarrollo práctico ni teórico, hablar de conclusiones es difícil. Esta tesis ha pretendido recopilar información sobre un tema el que todavía la mayoría de los ingenieros no expertos en el área de audio (y aún algunos que lo son), no están bien enterados. Así pues, las conclusiones de esta tesis se limitarán a hablar de lo que se espera a futuro por los creadores y fabricantes del sistema, y se hará mención de otros sistemas que por un elemento u otro se relacionan con la idea del sistema de disco compacto.

5.1 COSTOS Y PRODUCCION EN MASA

El reproductor de disco compacto se lanzó al mercado japonés en octubre de 1982. Desde entonces, numerosas compañías han sacado sus modelos e inovado el sistema.

Para 1985, las compañías más fuertes de Japón reportaron en 40% y 80% de incremento de producción sobre lo planeado. La razón

de este brinco es la salida al mercado de reproductoras de disco compacto a bajo precio que se venden muy bien. Se ha hablado de que la tendencia es que los precios continúen disminuyendo. Más de la mitad de las compañías más fuertes preveen hasta un 20 % de baja en los precios. Existen numerosas compañías que ya para 1985 vendían esta clase de equipos con precios entre 65 000 y 50 000 yens (entre 260 y 200 US\$) para sus modelos más económicos. La razón es el que continuamente surgen partes de las reproductoras compactas a menor costo, mayor simplicidad y/o mayor integración. Además, los principales componentes de estos equipos son semiconductores, que decremantan drásticamente su costo en relación con la cantidad de producción.

A principios de 1985 el 70% de los fabricantes de reproductoras de disco compacto preveían ya que los envíos de este equipo superarían la producción de equipos analógicos. De hecho, a principios de 1985 las ventas de reproductoras de discos digitales superaron las de discos analógicos en el concepto de artículos sueltos.

En el primer tercio de 1985 20% de los estereos minicomponentes eran equipados con reproductoras de disco compacto. Al final del año, el número creció a 50%. Actualmente, el 50% de la gente compra reproductoras de discos analógicos cuando compran minicomponentes con reproductoras para disco compacto. La tendencia es que los estereos incluyan reproductora de disco compacto y las analógicas desaparezcan gradualmente. Los modelos más compactos de las reproductoras de disco compacto se han diseñado pensando en que se adapten a minicomponentes para complementar los sistemas, por lo que las dimensiones son de 300

a 360 mm de espesor.

También existen ya en el mercado reproductoras portátiles muy compactas sin amplificador de salida para uso con audífonos, en forma semejante a los conocidos Walkman. Han surgido equipos portátiles de radio y cassette que usan como foco de atención en su publicidad reproductoras de disco compacto, con todas las ventajas de este sistema.

Otros de los equipos con gran éxito son las reproductoras para automóvil, siendo uno de los campos de mayor crecimiento. Para evitar distracción del conductor al sacar del estuche el disco compacto los diseños más recientes incluyen una gran innovación: el uso de cartuchos protectores en que se puede tanto reproducir como almacenar el disco. Así, trayéndolo ya en el cartucho, basta insertar el disco para escucharlo, y permite guardarlo sin más evitando que se maltrate. Este sistema por lo pronto no está estandarizado, y cada sistema utiliza sus propios cartuchos. Hubo momentos en que la demanda de equipos para automóvil no llegó a satisfacer la oferta. Pero el futuro no es necesariamente tan brillante: la producción de cada compañía no es tan alta; este tipo de equipos requiere del uso de discos originales; y próximamente saldrán al mercado los sistemas de cinta magnética de audio digital. El segundo punto se desprende en su importancia de encuestas realizadas por la compañía de autos Toyota, en que se determinó que el 90% de los cassettes usados en automóviles son grabados de discos en forma casera. Solo 24% de las mujeres y 8% de los hombres compran cassettes pregrabados. Generalmente se acepta que el mercado del automóvil será ganado por el sistema de cintas de audio digital. La ventaja

del sistema de discos compactos es el hecho de que la misma fuente de música (el disco) puede usarse en sistemas para hogar, en sistemas portátiles y en sistemas de carros. Se habla de sistemas de navegación que usan discos compactos como memorias ROM, por lo que en realidad se espera que en un automóvil coexistan las cintas y el disco, cada uno con su función.

No solo las industrias de equipos electrónicos de que hablamos sino también las compañías fabricantes de discos esperan también que el crecimiento en la producción supere a los discos analógicos, puesto que constantemente salen a la venta nuevos títulos que conducen a grandes incrementos de producción.

5.2 SISTEMAS AFINES

Existen varios sistemas que se asemejan un poco o un mucho al sistema de discos compactos, ya en sus elementos, en sus principios o en ambos a la vez. Se hablará básicamente de tres sistemas, del sistema de laservisión o videodisco laser, que utiliza un sistema de lectura muy similar y discos de apariencia diferentes tan solo en diámetros; del sistema de cintas de audio digital, con quien el disco compacto comparte los principios de conversión analógica a digital; y finalmente, del sistema de memorias ROM en disco compacto, que utiliza prácticamente el mismo sistema lector y disco. Esta parte de mi trabajo pretende, más que nada, marcar las diferencias entre estos tres sistemas y

el sistema de audio de discos compactos.

5.2.1 LASERVISION

En 1972 dos empresas, Philips y MCA, demostraron independientemente la factibilidad del videodisco reproducido por un rayo de laser. Ambos sistemas eran virtualmente idénticos difiriendo tan solo en que la primera de estas compañías usaba disco rígido, mientras que MCA usaba discos flexibles. El principio de reproducción no era inédito, sino que se trataba de una antigua técnica de audio cinematográfico.

A diferencia de otros sistemas, el desplazamiento del laser se efectúa de adentro hacia afuera, dado que al principio se usó velocidad angular constante que provocaba una mayor densidad de información en las pistas externas (una imagen por giro). Como habitualmente las primeras escenas de los programas suelen ser presentaciones, se eligió la zona de menor calidad para iniciar la reproducción. El hablar de mayor o menor calidad de imagen en las pistas es comparativo, ya que la calidad global del sistema suele considerarse como óptima. Para lograr una mayor duración en los programas se cambió a velocidad lineal constante, cambiando de 1 imagen/giro y 1500 rpm en el interior a 3 imágenes/giro y 500 rpm en la periferia.

Un surco contiene toda la información requerida para la reproducción de un programa de televisión de color con dos canales de audio y señales adicionales tales como información de número de imagen, capítulo, etc.

La señal cromática compuesta (luminicencia más crominancia)

se graba como una única señal que modula en frecuencia a una portadora de frecuencia nominal del orden de 7 MHz. El ancho de banda disponible para portadora y bandas laterales es de 8 MHz (4 a 12 MHz). Dos portadoras de 0.68 y 1.07 MHz son moduladas en frecuencia por dos señales de audio (la desviación máxima de frecuencia es 100 kHz), lo que permite reproducción estereo o bilingue. La calidad de audio obtenible puede considerarse de alta fidelidad.

Las tres portadoras sumadas se graban en forma no lineal, tal como se muestra en la figura 5.1. El proceso de grabación y fabricación del videodisco no permite un proceso estrictamente analógico, ya que las hendiduras de información sobre el disco es de tipo sí/no. Las señales sumadas se recortan antes de grabar un videodisco maestro, apareciendo como una señal digital. Esto es solo apariencia, ya que el sistema es estrictamente analógico: después de la lectura óptica, las señales se procesan con métodos de detección de portadoras moduladas en frecuencia.

5.2.2 GRABADORA DE AUDIO DIGITAL

Han transcurrido más de quince años desde que se desarrollaron las grabadoras de cintas en PCM para mejorar las características de la grabación magnética. Al igual que el audio digital del disco compacto, la señal se muestrea a una frecuencia aproximada de 44,1 kHz, pero usa 14 bits para la cuantización en lugar de 16. Naturalmente, 14 bits para cada canal para hacer posible la reproducción estereo. Después de la cuantización, se

agregan bits para corrección de error y sincronización. Como resultado de estos procesos, se obtiene una banda de frecuencia de 2.643 MHz.

Existen dos clases de grabadoras: aquellas que usan cinta tipo videocasetera y cabezas rotatorias, y aquellas que usan cintas convencionales y cabeza estacionaria. Cada sistema tiene sus propias ventajas y desventajas. Se usó la técnica de video ya que tiene una banda mayor que los 4 MHz, facilitando todo. Las grabadoras de video no requieren modificación para ser usadas. La grabadora de cabeza estacionaria es muy similar en su uso a una grabadora analógica convencional, y tiene capacidad para monitorear "leer luego de escribir", edición electrónica y por corte de cinta.

El desarrollo de los equipos de grabación de cinta con audio digital avanzó mucho antes de que se hiciera algún intento por estandarizar. Existen diversos códigos para corrección de error en uso, diversos sistemas y formatos.

5.2.3 MEMORIAS NO BORRABLES EN DISCO COMPACTO: CDROM

Recientemente han surgido las memorias ROM en disco compacto como un periférico más para las computadoras. Uno de los primeros desarrollos es el de Atari, compañía que en 1985 ofreció el lector y un disco que contiene la versión de la enciclopedia Grolier por 700 US\$. Se habla de que esta clase de aplicaciones dará un nuevo auge a la computadora casera.

La reproductora de CDROM es muy semejante a la de audio. Solo que no tiene panel de control de audio e incluye mayores

facilidades de corrección de error, logrando que los promedios de errores de bit sean menores a 10^{-12} , igualando al floppy disk y al disco duro. Por ahora, su acceso es más lento, pero hay grandes adelantos en este y otros aspectos continuamente.

Muchas compañías generan su propio disco maestro de vidrio a partir de cintas magnéticas estándares de nueve pistas. Grandes esfuerzos están concentrados en facilitar este proceso. Existe la posibilidad de hacer un pre-maestro y enviar a compañías especializadas la cinta de nueve pistas para que fabriquen el maestro.

Una de las características más trascendentes del CDROM es su gigantesca capacidad de almacenamiento: de 550 MBytes a 600 MBytes, equivalentes hasta 1000 floppy disc de 5 1/4 pulgadas. Se ha discutido de que tan práctico es tener información inborrable que no puede generarse fácilmente a través de la misma computadora.

Existe el sistema DRAW (del inglés direct read after write) que permite grabar la información. Pero hablar de el equivalente a 200 000 páginas de información personalizada (como lo permitiría el sistema DRAW) no es común. En su principio, ambos sistemas no son compatibles, pero se está intentando llegar a esta compatibilidad, llevando el CDROM a los estándares del DRAW, con el propósito de que el usuario disponga de información general, como normas, especificaciones, directorios, etc. en discos compactos inborrables e información individual en el sistema DRAW, que usa discos de 13 cm de diámetro en lugar de los 12 del sistema de disco compacto.

Un uso que se está dando a las memorias CDROM es el

almacenar juegos para computadora.

5.3 PERSPECTIVA A FUTURO DEL SISTEMA DE DISCO COMPACTO

Hay ventajas tan simples y evidentes como la duración de la información reproducida por disco compacto, las dimensiones del disco, el peso del equipo, su fidelidad y muchas otras que a lo largo del trabajo han sido mencionadas. Pero no son las únicas.

Dada la similitud entre el sistema de disco compacto y el de laservisión es posible crear equipos que reproduzcan cualquiera de los discos. Este equipo existe ya y contiene un solo sistema de lectura, un sistema de deslizamiento, demodulador para audio y demodulador para video, controles para cada sección, convertidores de salida.

El subsistema de lectura es estructuralmente igual, con diferencias únicamente en diámetro. Lo mismo es válido para los subsistemas de foco y de seguimiento. El subsistema del motor de deslizamiento es muy similar en principio, pero requiere para el videodisco una velocidad tres veces mayor soportando un peso diez veces mayor que para el disco compacto, siendo esto un gran inconveniente, ya que para la operación con disco compacto se presentarían características que obstaculizarían la calidad del sonido. Para lograr las mejores características de cada sistema, se usan dos motores, que son intercambiados de acuerdo a la función a que es sometido. Este intercambio debe hacerse de forma que los ejes sean perfectamente centrados, para lo que se utiliza un motor de intercambio que se mantiene girando hasta que el eje

que se requiera alcance su posición prefijada para entonces aplicar tensión.

La charola puede contener un disco de cualquiera de las tres dimensiones: 12 cm de audio, 20 o 30 cm de video. La charola tiene el perfil semejante a los tres discos colocados uno sobre otro, con el disco compacto en su parte más baja y el disco de 30 cm en su parte más alta. Una vez que se ha insertado el disco y que la charola está dentro, se detecta su tamaño usando fotodiodos. Con esta información se controla el motor que moverá el motor de deslizamiento requerido a su posición.

En cuanto al procesamiento de la señal, los sistemas son completamente independientes y el equipo contiene los dos: un demodulador para el video en FM y un decodificador para el sistema de audio.

Otro sistema que existe permite realizar operaciones con el audio y el video en los discos en base a microprocesadores, auxiliándose de grabadoras de cinta, tanto en video como en audio.

Considero que una de las grandes cosas que el audio digital deja como enseñanza es el correcto planteamiento de los objetivos. El audio analógico pretende lograr un material de calidad tan cerca como sea posible a la original. El audio digital intenta evitar el deterioro que se produce en las diferentes etapas de grabación y reproducción, poniendo énfasis en la funcionalidad y el costo. Pretende lograr un sonido que el oído capte como perfecto: aunque existan diferencias con el original, no se consideran importantes si no se reconocen al escucharlo. La señal analógica pretende imitar el sonido, el

audio digital se limita a perfeccionar la parte que el oído detecta.

Los grandes méritos del audio digital son la separación del ruido generado en la grabación, edición y reproducción, y la eliminación de los waw y flutter generados por las fluctuaciones mecánicas.

1: pre-énfasis
 2: modulación FM
 3: limitador

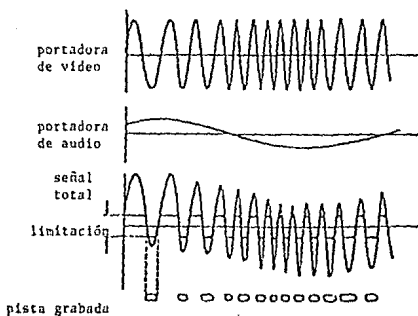
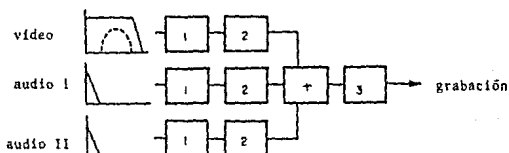


FIGURA 5.1 SEÑAL DE VIDEO

BIBLIOGRAFIA

Bennet, M.; Machon, D. F. P. Digital Audio- A system Concept. Sony: Reprinted from the RKSTS Journal, May 1982.

Berkhout, Piet J. y Eggermont. Digital Audio Systems. IEEE ASSP Magazine, Octubre de 1985.

Bleeser, Barry A. Digitization of Audio: A Comprehensive Examination of Theory, Implementation, and Current Practice. Journal of the Audio Engineering Society, October 1978, Volume 26 Number 10.

Bloom, P. J. High-Quality Digital Audio in the Entertainment Industry: An Overview of Achievements and Challenges. IEEE ASSP Magazine, October 1985.

Carasso, M.G. Peek, J.B.H.; Sinjou J. P. El Disco Compacto: Sistema de Audio Digital. Electrónica Gráfica, Comunicaciones / Informática, 588, Diciembre 1982.

Caruso, Denise. Optical Storage: Hot Item Or A Dud? U.S.A.: Electronics, A McGraw-Hill Publication, September 16, 1985.

Cejas, Ulises J.P. con colaboración del centro Argentino de Televisión. Videodisco. Argentina: Revista Telegráfica Electrónica, No. 841 a 843, Junio a Agosto 1983.

Clifford, Martin. The Complete Guide To Hi Fidelity. U.S.A.: Howard W. Sams & Co. Inc. 1982

Doi, Toshi T., Error Correction In The Compact Disc System. U. S. A: Audio, April 1984.

Goedhart, D.; van de Plassche, R. J.; Slikvoort, E. F. La Conversión Digital -A- Analógica en la Reproducción de un Disco Compacto. Philips, Argentina: Electrónica Gráfica Comunicaciones / Informática, No. 591, Marzo 1983.

Hemmskerk, J.P.G.; Shouhamer Immink, K.A. Disco Compacto: Aspectos del Sistema y Modulación. Philips, Argentina: Electrónica Gráfica, Comunicaciones / Informática, No. 589, Enero 1983.

Hoeve, H.; Timmermans, J.; Vries, L.B. Corrección y ocultamiento de errores en el sistema de disco compacto. Philips, Argentina: Electrónica Gráfica, Comunicaciones / Informática, No. 590, Febrero 1983.

Kennedy, George. Electronic Communication Systems. Singapur: Mc Graw-Hill Book Co-Singapore, International student edition.

1984. 741 pp.

Lenk, John D. Repairing Compact Disc Players. U.S.A: Radio Electronics. Noviembre 1985 a Febrero 1986.

Okada, K.; Kubo, T.; Susaki, W.; Sato, T. A New PCP Audio Disk Pickup Employing a Laser Diode. Mitsubishi Electric Corporation Products Development Laboratory. Amagasaki, Japon. Presented at the 64th convention November 2 through 5, 1979 NY New York. Audio engineering society.

Peterson: Weldon. Error-Correcting Codes. U.S.A: The MIT Press. 1980.

Proakis, John G. Digital Communications. Tokio, Japon: Mc Graw-Hill Book Company Japan, International student edition. 1983, 608 pp.

Ranada, David. Compact Disc Digital Audio Systems. U.S.A: Computers & Electronics. Agosto 1983.

Schott Wayne. Philips Oversampling System for Compact Disc Decoding. U.S.A: Audio. April, 1984.

Taub, Schilling. Principles of Communication Systems. Japon: Mc Graw-Hill Electrical and Electronical Series. International Student Edition. 1971.

Vries, L.B. The Error Control System of Philips Compact Disc. Eindhoven, Holanda: Philips Research Laboratories. Presented at the 64th convention november 2 through 5, 1979 NY New York. Audio engineering society.

y los siguientes articulos de las revistas Journal of Electronic Industry

What Went Into The Design of the Sony Car Compact Disk Player (Enero 1985)

Pioneer Emphasizes Tracking Reliability in Pickup Of Its Compact Disk Player (Agosto 1985).

y como referencias para el quinto capitulo diversos articulos de estas revistas editadas en 1984 y 1985.