



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**GRABACION DIGITAL DE
SEÑALES DE AUDIO**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO EN COMPUTACION
P R E S E N T A N :
NELSON ALCANTARA GOMEZ
MARIANO LEDESMA PARRA

DIRECTOR
ING. EDUARDO RAMIREZ SANCHEZ



México, D. F.

1986



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

	página
I. INTRODUCCION	2
I.1. EL OIDO Y LA AUDICION	9
I.2. CONCEPTOS FUNDAMENTALES	13
I.2.1. FRECUENCIA Y LONGITUD DE ONDA	13
I.2.2. INTENSIDAD	14
I.2.3. TONO	15
I.2.4. TIMBRE	16
I.2.5. DECIBELES	20
I.3. CONCLUSIONES	24
II. CONVERTIDORES	25
II.1 INTRODUCCION	26
II.1.1. CONVERTIDORES D/A	26
II.1.2. CONVERTIDORES A/D	34
II.2 TECNICAS DE CONVERSION	44
II.2.1. PCM LINEAL	44
II.2.2. PCM DE PUNTO FLOTANTE	47
II.2.3. MODULACION DELTA	49
II.2.4. MODULACION DELTA ADAPTIVA	54
II.2.5. PCM DIFERENCIAL ADAPTIVO	57
II.3 CONCLUSIONES	58
III. PROCESAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES	60
III.1. INTRODUCCION	61
III.2. RESPUESTA EN FRECUENCIA	65
III.2.1. OPERACIONES EN SISTEMAS DE TIEMPO DISCRETO	65
III.2.2. FORMAS DE REALIZACION DIRECTA	66
III.2.3. FORMAS DE REALIZACION PARALELA Y EN CASCADA	68
III.2.4. RESPUESTA EN FRECUENCIA EN EL ES- TADO ESTABLE	72
III.3. TRANSFORMADAS DE FOURIER	
III.3.1. INTRODUCCION	80
III.3.2. FORMAS DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER	80
III.3.2.1. TIEMPO CONTINUO Y FRE- CUENCIA CONTINUA	81

	página
III.3.2.2. FRECUENCIA DISCRETA Y TIEMPO DISCRETO	82
III.3.2.3. TIEMPO DISCRETO Y FRE- CUENCIA CONTINUA	84
III.3.2.4. TIEMPO DISCRETO Y FRE- CUENCIA DISCRETA	85
III.4. TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA (DFT)	87
III.5. TRANSFORMADA DE FOURIER RAPIDA (FFT)	
III.5.1. ALGORITMOS PARA FFT	96
III.6. FILTROS DIGITALES	105
III.6.1. CONSIDERACIONES GENERALES	105
III.6.2. RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA (IIR)	109
III.6.3. RESPUESTA AL IMPULSO FINITA (FIR)	120
III.6.3.1. METODO DE LAS SERIES DE FOURIER	122
III.6.3.2. FUNCIONES DE VENTANA	126
IV. VIDEOGRABADORAS Y CODIGOS DE GRABACION	135
IV.1. INTRODUCCION	136
IV.2. PRINCIPIO DE GRABACION SOBRE SOPORTE MAGNETICO	139
IV.3. VIDEOCASSETTES	153
IV.3.1. VCR	166
IV.3.2. VCR-LP	172
IV.3.3. BETA	173
IV.3.4. VHS	177
IV.3.5. VIDEO 2000	180
IV.4. VIDEODISCOS	186
IV.4.1. SISTEMA CED	189
IV.4.2. SISTEMA VHD	194
IV.4.3. SISTEMA VLP	198
IV.5. CODIGOS DE GRABACION	
IV.5.1. INTRODUCCION	207
IV.5.2. CODIGOS DE GRABACION MAGNETICA	209
IV.5.3. CODIFICACION PARA CORRECCION Y DETEC- CION DE ERRORES	217
IV.5.4. CODIFICACION PARA EL SUBSANAMIENTO DE LOS DEFECTOS DEL EQUIPO	220

	página
CONCLUSIONES	224
BIBLIOGRAFIA	240
ANEXO (PROGRAMA DE FILTROS DIGITALES)	243

I. INTRODUCCION

I.1 EL OIDO Y LA AUDICION

I.2 CONCEPTOS FUNDAMENTALES

I.2.1 FRECUENCIA Y LONGITUD DE ONDA

I.2.2 INTENSIDAD

I.2.3 TONO

I.2.4 TIMBRE

I.2.5 DECIBELES (dB)

I.3 CONCLUSION

I.- INTRODUCCION

Debemos comenzar explicando en qué consiste el sonido. Se llama sonido a una vibración en forma de onda que viaja a través de la materia .- Las ondas sonoras viajan a través de los gases (por ejemplo, el aire) los líquidos (por ejemplo, el agua) y sólidos (por ejemplo, el acero), pero no se propagan a través del vacío. Esto se debe a que las ondas sonoras, a diferencia de las ondas radioeléctricas, o de la luz, requieren un medio material para su propagación. Esto se debe a que las ondas sonoras consisten en una vibración de las partículas de la materia (moléculas) que pasan de una molécula a otra.

Las ondas sonoras se propagan en el aire por medio de las moléculas de los gases que lo componen (oxígeno, nitrógeno y dióxido de carbono - principalmente). Estas moléculas son muy pequeñas su diametro mide aproximadamente una millonésima de milímetro y poseen una gran libertad de movimiento. No obstante, las moléculas no son completamente libres, ya que existen fuerzas de interacción con las moléculas vecinas, que las mantienen conectadas como si fuesen resortes invisibles. Debido a esto, si se ponen -- algunas moléculas en oscilación, se inicia un movimiento ondulatorio que se propagará por igual en todas direcciones, tal y como ocurre con las ondas - que aparecen sobre la superficie de un estanque cuando se arroja una piedra sobre el mismo.

El oído humano convierte las ondas sonoras que capta - en impulsos eléctricos que circulan a través de los nervios que van al cerebro.

La posibilidad de almacenar el sonido en forma mecánica (discos fonográficos) y posteriormente en forma magnética abrió el campo para los equipos de sonido conocidos en la actualidad. Desde que hicieron su aparición los primeros tocadiscos capaces de proporcionar una reproducción musical hasta nuestros días, se han introducido perfeccionamientos muy sustanciales, tanto en la tecnología pura de los equipos de reproducción de música , como en los resultados de funcionamiento, principalmente la calidad de reproducción, que caben obtenerse con dichos equipos.

En lo que respecta a la tecnología de los equipos se distinguen

dos eras en la etapa analógica: la de la válvula de vacío y la del semiconductor. La primera de ellas ha desaparecido. Cronológicamente, en primer avance puede centrarse en la aparición del microsuro, a lo que siguió la introducción del principio estereofónico, el desarrollo de la técnica de grabación magnética y la implantación de la transmisión en frecuencia modulada. Paralelamente a estos avances, cabe considerar el incesante perfeccionamiento de los equipos, que constantemente van mejorando sus características de fidelidad, relación señal a ruido, y demás condiciones.

Los medios elementales de audición, tal como un receptor de radio sencillo, un pequeño tocadiscos, una grabadora o incluso un receptor de televisión, están al alcance de cualquier economía.

La reproducción en alta fidelidad trata de proporcionar una impresión sonora idéntica a la del sonido original como indica el término fidelidad, y ello lleva implícito un gran número de condicionamientos. Aunque el logro absoluto no es viable en la práctica, prescindiendo de los análisis de laboratorio es posible acercarse a grados de similitud increíbles y confundir a cualquier oído medio utilizando equipos de grandes prestaciones. Cuanto más elevada es la calidad de un elemento de la instalación de alta fidelidad más difícil y costoso resulta lograr una mejora considerable en el equipo de alta fidelidad.

En este contexto una mejora notable es la adición o bien sustitución de elementos con características digitales en las cadenas de alta fidelidad. Veamos de donde partió esto

El telégrafo envuelve muchas de las ventajas que se encuentran en la transmisión de información digital. Como toda la información telegráfica se transmite como una serie de pulsos, la linealidad y la relación señal a ruido del sistema necesita solamente ser tan buena como para permitir al receptor determinar la presencia o ausencia de un pulso. Como pago de estas ventajas debemos aceptar la necesidad de traducir los

mensajes que no se generaron en forma digital y que no pueden-- ser usados en esta forma. El ancho de banda del canal es un fac tor clave ya que determina qué tan rápido se puede enviar la información.

La aplicación de pulsos digitales a la reproducción - de alta fidelidad de música es un desarrollo nuevo, en gran par te porque recientemente se han desarrollado hardware con la capacidad de manejar en tiempo real las prodigiosas cantidades de datos digitales necesarias para representar una señal de música. Una gran parte del desarrollo tecnológico necesario para alcánzar esto fue ganado por la solución de los problemas envueltos- en la telemetría remota de los viajes espaciales. Probablemente las muestras más tempranas de audio digital que fueron amplia-- mente oídas fueron las voces de los astronautas de la nave Apo- lo transmitidas desde el espacio.

La necesidad del procesamiento digital en audio no se hace aparente hasta que se consideran algunas dificultades en-- contradas al llevar una realización musical a la sala de audi-- ción. La cadena de reproducción desde el micrófono hasta la bocina es extremadamente larga. Puede haber tantos como cien -- sistemas separados en la cadena cada uno realizando una función necesaria, pero también introduciendo su propia forma de degra-- dación.

Es común usar grabaciones con pistas múltiples permi-- tiéndose grabar cada instrumento independientemente y por tan-- to procesar su señal en forma independiente, esto establece la diferencia entre grabaciones en vivo y en estudio. En el estudio se aísla del ruido acústico de fondo a cada uno de los instru-- mentistas pero se pierde fenómenos tales como la reverberación- y puede tener considerables influencias espectrales dependiendo de la localización de los micrófonos, estas deficiencias se co-- rrigen en la fase de mezclado para su procesamiento individual, se la añade reverberación artificial, ecualización, compresión, reducción de ruido y limitación.

Una cadena de reproducción consta básicamente de tres

fases:

- 1.- Generación y grabado de las señales originales
- 2.- Almacenamiento y transmisión de éstas señales
- 3.- Reproducción de las señales en la forma de una -
onda acústica.

Cada una de las etapas anteriores es importante aunque algunas veces no lo parezca. Frecuentemente tiene una forma de relación con los defectos técnicos introducidos en otra etapa. Como ejemplo la compresión es necesaria por las limitaciones de rango dinámico de los dispositivos de almacenamiento mucho del trabajo en audio digitalizado está reemplazando los eslabones débiles en la cadena de reproducción, por ejemplo -- las grabadoras de cinta magnética digitales, los controles de las mezcladoras, también se ha incluido reverberación digital reemplazando a la mecánica.

Técnicas más avanzadas se usan para recuperar grabaciones antiguas y para mejorar el diseño de transductores electroacústicos.

Todos éstos sistemas comparten un elemento, los convertidores analógico-digital y digital-analógico. Cualquier degradación introducida en esta etapa acaba con los beneficios -- del procesamiento de la señal. La necesidad de alcanzar un buen desempeño de los convertidores se motiva por varios factores:

- 1.- La calidad excesiva produce una barrera económica y puede resultar en potencia de cómputo innecesaria en etapas posteriores para manejar la tasa de entrada de datos excesiva.
- 2.- La degradación medida no corresponde necesariamente a la percibida.

En cuanto a la relación señal a ruido basada en la -- relación de la energía de la señal y la energía del ruido, cabe añadir que no es la única medida y que la percepción del ruido depende de que tan similar es a la señal en su función densidad

de probabilidad y su variación en el tiempo.

La teoría fundamental de los sistemas de audio viene tanto de los estudios de fisioacústica como de la teoría de sistemas. La teoría de sistemas resuelve el problema, la fisioacústica indica la naturaleza de la meta deseada. Hay un compromiso entre tecnología, economía y calidad del sonido.

Debido a que las grabadoras comunes no admiten frecuencias más allá de los 24 KHz. (Harman-Kardon CD-491) y que las técnicas de procesamiento digital de señales de audio requieren de frecuencias senciblemente mayores, es necesario utilizar un instrumento de grabación que permita pasar sobre esta limitante en frecuencia sin sacrificar la capacidad de las cintas que se utilizan, dicho instrumento fue originalmente desarrollado para el video, donde la exigencia en frecuencia alcanza los 5 MHz.

Tal instrumento se conoce comercialmente como Video--grabadora, o por sus siglas en inglés (VCR Video Cassette Recorder). Como es necesario utilizar una VCR nos vemos obligados a hacer un estudio, más adelante, acerca de su funcionamiento.

Dado que las VCR's no se desarrollaron para la grabación de audio, se ve la necesidad de utilizar un elemento previo que procese la señal antes de grabarse o antes de reproducirse.

Una de las innovaciones recientes en TV ha sido la digitalización de las señales de audio y video, realizandose la corrección y el procesamiento en la versión digitalizada. Mucho trabajo se ha hecho también en la grabación de estas señales en cinta.

Las limitaciones técnicas y los inconvenientes de la máquina de cinta analógica convencional son bien conocidos y se ha mostrado que estas desventajas pueden ser pasadas por alto usando señales de audio digitalizado en cinta. Además se han producido máquinas digitales profesionales de alta calidad --- (BBC, JM, Mitsubishi) estas son muy caras y actualmente están --

mas allá de los medios del consumidor promedio.

Una aplicación interesante de esta idea son las dos - unidades o adaptadores de audio digital producidos por Sony, -- los cuales permiten que la señal de audio digitalizada se grabe en una VCR estandar sin modificaciones. Se han producido dos mo delos uno es para uso casero con una VCR Betamax o similar, y el otro es para uso profesional con una máquina Umatic u otra - para emisión.

Estos dos procesadores digitalizan la señal de audio- y la convierten en una señal de pseudo-video la cual puede ser- grabada en una VCR normal. Ambos son partes de bajo costo, de-- jan la VCR disponible para grabar programas de TV, también ha-- cen posible el uso de facilidades existentes para TV pudiéndose transmitir audio estereo de alta calidad por un canal de TV nor mal.

Ambas unidades pueden grabar y reproducirla señal de audio original sin errores. Ambas tambien eliminan el rango di- námico estrecho, la respuesta en frecuencia limitada y la pobre- relación señal a ruido de la máquina de audio estandar. El wow- y la oscilación son tan bajos que no pueden ser medidos y la distorsión y el siseo están completamente ausentes. El tamaño y el costo son tales que pueden ser considerados tanto como para su uso normal como profesional.

La figura I.1 muestra un diagrama de bloques para una grabadora digital de cinta. Este diagrama puede variar en cuanto a detalles, por ejemplo en el caso de usar una VCR, un control- de sintonia es necesario, y no se considera en este diagrama.

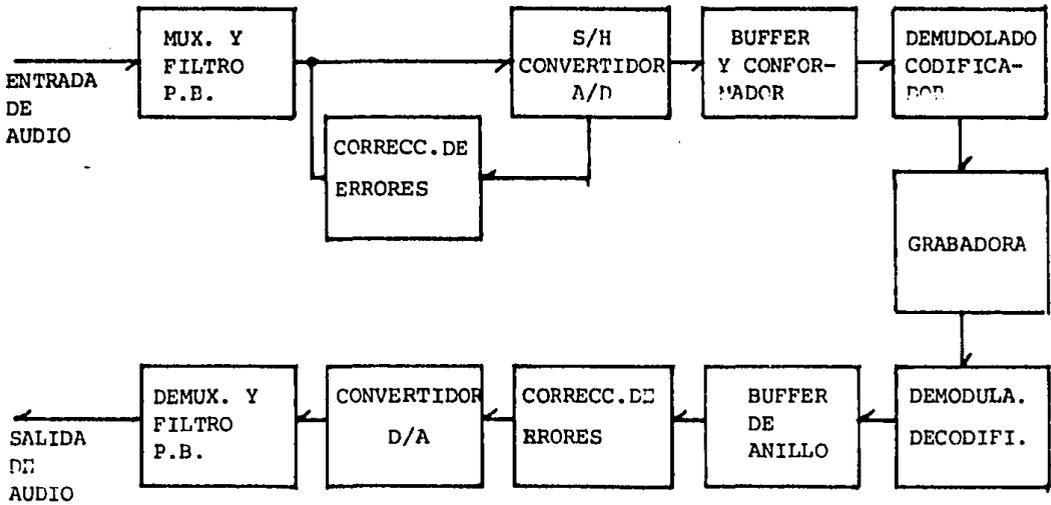


Figura I.1

Es el objeto de este trabajo hacer un estudio de la problemática involucrada en la construcción de un procesador -- con características tales que, sea posible reemplazar en una cadena de alta fidelidad a grabadoras de cinta magnética comunes por VCR's.

Dentro de sus capacidades deberán estar la de muestrear las señales, codificar las muestras, grabar en cinta magnética dichos códigos, rescatar de la cinta magnética los datos codificados, decodificar, y finalmente reconstruir basándose en los datos, la señal que les dieran origen.

Se analizará la problemática de la grabación digital en el rango de audiodfrecuencias, y del procesamiento de señales digitalizadas en las que se tienen tasas de datos similares a las que se manejarán, finalmente se delineará un esquema de un procesador con las características mencionadas.

I.1 EL OIDO Y LA AUDICION.

Cada oído tiene tres partes principales, oído interno oído externo y oído medio.

El oído es responsable no sólo de la audición sino también de apreciar: 1.- como está orientada la cabeza en el espacio en relación con las fuerzas de gravedad y 2.- si tiene lugar un movimiento de la cabeza (para vencer la inercia) o si se está produciendo movimiento continuo de la cabeza alterándose la frecuencia o la dirección del mismo. Puede parecer curioso que los órganos terminales relacionados con la conservación del equilibrio guarden tan estrecha relación con los órganos terminales de la audición. sin embargo, en la evolución, el oído fué un órgano que permitía a los animales conservar el equilibrio antes de ser un organo de audición.

El oído externo está formado por una estructura apendicular, la oreja, y un conducto de meato auditivo externo, que desde la oreja penetra en el interior del cráneo hasta alcanzar una pequeña cavidad situada en la porción petrosa del hueso temporal, conocida como caja del tímpano u oído medio. El meato o conducto auditivo externo, aunque va hasta el oído medio no se abre en él; la denominada membrana timpánica cierra el extremo interno del conducto auditivo externo separándolo del oído medio. Esta membrana, tiene forma y espesor adecuados y se haya mantenida a tensión justa para vibrar según las ondas sonoras que la alcanzan siguiendo la oreja y el conducto auditivo externo.

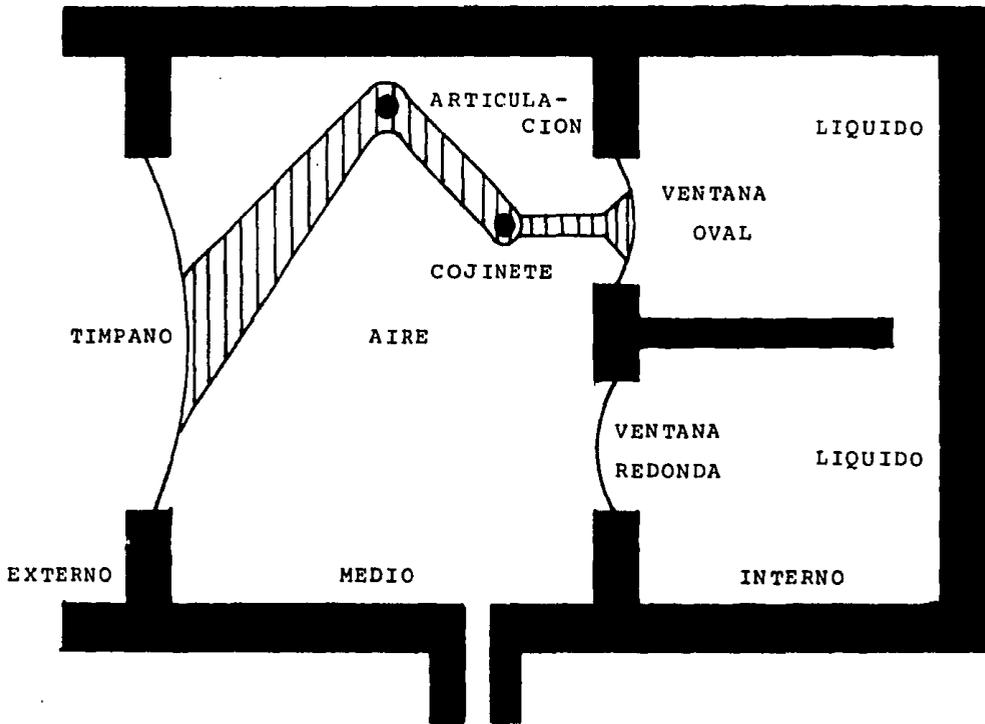
El oído medio está constituido por una cavidad llena de aire, dentro del hueso temporal, que se abre en la nasofaringe a través de la trompa de Eustaquio y a través de ella con el exterior. Los tres huesecillos del oído, el martillo el yunque y el estribo se hayan localizados en el oído medio. El manubrio o mango del martillo está adherido a la cara interna de la membrana timpánica y su cabeza a la pared del oído medio, pero su proceso corto está adherido al yunque, el cual a su vez se articula con la cabeza del estribo. Su base esta unida por un ligamento anular a las paredes de la ventana oval. Dos Pequeños mus-

culos esqueléticos, el tensor del tímpano y el estapedio, o musculo estribo, también se encuentran situados en el oído medio. La contracción del primero tira del manubrio del martillo hacia adentro y disminuye las vibraciones de la membrana timpánica; la contracción del segundo separa la base del estribo de la ventana oval.

El oído interno o laberinto se compone de dos partes, una dentro de la otra. El laberinto óseo es una serie de conductos en la porción petrosa del temporal. Dentro de estos conductos, rodeado por un líquido llamado perilinfa se encuentra el laberinto membranoso; este laberinto es mas o menos una replica de los conductos óseos y esta lleno de un líquido denominado endolinfa; sin que exista comunicación entre los espacios llenos de ella con aquellos llenos de perilinfa.

El oído convierte a las ondas sonoras del medio ambiente en potenciales de acción de los nervios auditivos. Las ondas son transformadas por el tímpano y por los huesecillos del oído en movimientos de la base del estribo. Estos movimientos originan ondas en el líquido del oído interno. La acción de las ondas en el órgano de Corti generan potenciales de acción en las fibras nerviosas.

Como respuesta a los cambios de presión producidos -- por las ondas sonoras en la superficie externa, la membrana del tímpano se mueve hacia adentro y hacia afuera. La membrana funciona por lo tanto, como un resonador que produce las vibraciones de la fuente de sonido y deja de vibrar cuando termina la onda sonora esto es, se comporta como si estuviera críticamente amortiguada. Los movimientos de la membrana timpánica son impartidos al manubrio del martillo y éste gira sobre un eje que pasa a través de la unión de sus apófisis larga y corta de manera que esta última transmite las vibraciones del manubrio al yun-que. El yunque ahora se mueve de tal manera que las vibraciones son transmitidas en la cabeza del estribo. Los movimientos de la cabeza del estribo desplazan a la base, hacia uno y otro lado, como una puerta prendida en el borde posterior de la ventana oval. Así, los huesecillos del oído funcionan como un sistema -



TROMPA DE EUSTAQUIO

ILUSTRACION: REPRESENTACION DIAGRAMATICA DE LA TRANSMISION DE LAS VIBRACIONES DEL OIDO EXTERNO - AL OIDO INTERNO.

de palancas que convierten a las vibraciones resonantes de la membrana timpánica en movimientos del estribo contra la escala vestibular, llena de perilinfa, de la coclea. Este sistema aumenta la presión del sonido que llega a la ventana oval porque la acción de palanca del martillo y del yunque multiplica la fuerza 1.3 veces y el área de la membrana timpánica es mucho mayor que el área de la placa del pie del estribo. Hay pérdidas de energía sonora debido a la resistencia pero se ha calculado que a frecuencias inferiores a 3000 Hz, 60% de la energía sonora que incide sobre la membrana del tímpano es transmitida al líquido de la coclea.

Otro límite importante en el aparato auditivo humano es la energía mínima necesaria para conseguir que se obtenga sensación auditiva. Para que el oído humano medio sienta la existencia de un sonido es preciso que las ondas propagadas a través del espacio ejerzan una determinada fuerza (es el aire en movimiento quien empuja) sobre cada centímetro cuadrado de la superficie del tímpano es decir, que provoquen una presión mínima sobre el oído. La presión acústica mínima que es capaz de producir impresión de existencia de sonidos es 0.0002 Din/cm^2 y se denomina umbral de audición.

A causa de las características de absorción de sonido por parte del oído en función de la frecuencia, el umbral de audición depende de la frecuencia en un grado muy acusado. El valor antes citado, corresponde a una frecuencia de 2590 Hz. De un individuo a otro el umbral de audición puede variar entre un KHz y 3KHz, para presentar la sensibilidad máxima.

Se estima, que la sensibilidad máxima del oído medio se presenta a la frecuencia de 2590 Hz. Tanto a 600 Hz como a 4000 Hz el aprovechamiento del nivel energético que alcanza el oído, o lo que pudiera definirse como el rendimiento del oído, es solamente la mitad (50%) del máximo. La presión acústica mínima para percibir un tono de 600 Hz o de 4000Hz debe ser, por tanto, el doble que a 2590 Hz es decir, 0.0004 Din/cm^2 .

A 20 Hz la presión acústica mínima para percibir una

sensación auditiva tiene que ser nada menos que 10 000 veces mayor que a 2590 Hz. El rendimiento de oído a esta frecuencia es solamente del 0.01 % y la presión acústica, umbral de precep - ción, de 2 Dinias/cm².

I.2 CONCEPTOS FUNDAMENTALES

Las frecuencias audibles del sonido para el hombre varían desde cerca de 20 hasta un máximo de 20 000 Hz. El umbral del oído humano varía con el nivel del sonido encontrándose la mayor sensibilidad en el intervalo de 1 000 a 3 000 Hz. La altura promedio de la voz masculina en la conversación es cercana a los 120 Hz. y el promedio de la voz femenina es aproximadamente - 250 Hz. El número de tonos que pueden ser distinguidos por un individuo común y corriente es alrededor de 2 000, pero los músicos adiestrados pueden mejorar esta cifra. La discriminación de tonos es mejor en el intervalo de 1 000a 3 000 Hz. y es mala en los tonos altos y bajos.

I.2.1 FRECUENCIA Y LONGITUD DE ONDA

No todas las ondas que se propagan en el aire y que llamamos sonoras, pueden ser oídas por el hombre existen muchos sonidos que el oído humano no puede detectar ya que nuestros -- oídos perciben solamente un intervalo limitado de todas las ondas sonoras posibles. La característica más sobresaliente de las ondas sonoras aquí es la frecuencia o número de oscilaciones -- completas por segundo, Esta unidad de oscilaciones por segundo se denomina Hertz. Nuestra habilidad para percibir sonidos de frecuencia diferentes, varía con la edad, el intervalo normal es de 20 a 20 000 Hz., hacia los 70 años disminuye a una frecuen- cia máxima de 8 KHz.

Para el oído humano la frecuencia de una nota significa el tono de un sonido musical. La longitud de onda es un tipo diferente de magnitud que nuestros oídos no detectan directamente. Como su nombre sugiere, la longitud de onda es la distancia o espaciado que existe entre el pico de una onda y el siguiente. Si se pudiese ver una onda sonora se podría medir su

longitud de onda, pero debemos usar instrumentos.

La longitud de onda representa la distancia que ocupa una onda completa en su desplazamiento y la frecuencia es el número de ondas completas por segundo. Si se produce un sonido de alta frecuencia tendrá una longitud de onda corta, si por el contrario, se produce un sonido de baja frecuencia, tendrá una longitud de onda larga.

Para el sonido son importantes la frecuencia y la longitud de onda ya que la frecuencia es la magnitud que se detecta mediante el oído, mientras que la longitud de onda depende del tamaño del instrumento musical correspondiente. Cada instrumento musical genera sonido mediante una vibración, que puede proceder de una cuerda (familia del violín) una lámina estirada (tambores), una columna de aire (instrumentos de viento) o piezas de metal (xilófono). Las dimensiones del objeto vibrante, ya sea cuerda, lámina, columna de aire o metal determinan la longitud de onda que se producirá, así como la frecuencia sonora en el material y en consecuencia la frecuencia del sonido en el aire que lo rodea. Por cierto, uno de los factores que hacen necesario afinar los instrumentos de una orquesta es que la velocidad de sonido en el aire depende de la temperatura. Así, un instrumento en una habitación calurosa, produce la misma longitud de onda que en una habitación fresca, pero como la velocidad del sonido es diferente la frecuencia percibida por el oído humano no es la misma.

El fenómeno anteriormente descrito cumple la siguiente relación: longitud de onda \times frecuencia = velocidad.

I.2.2 INTENSIDAD

La intensidad da idea de la cantidad de energía acústica o eléctrica que contiene un sonido o una señal eléctrica. Su valor absoluto no tiene demasiada importancia, y lo que realmente cuenta es guardar siempre una relación bien precisa entre los aumentos y las disminuciones de la intensidad sonora y los de la intensidad eléctrica que la representan, cualquiera

que sea la rapidez de los cambios en la señal acústica. (Fig. I.2)

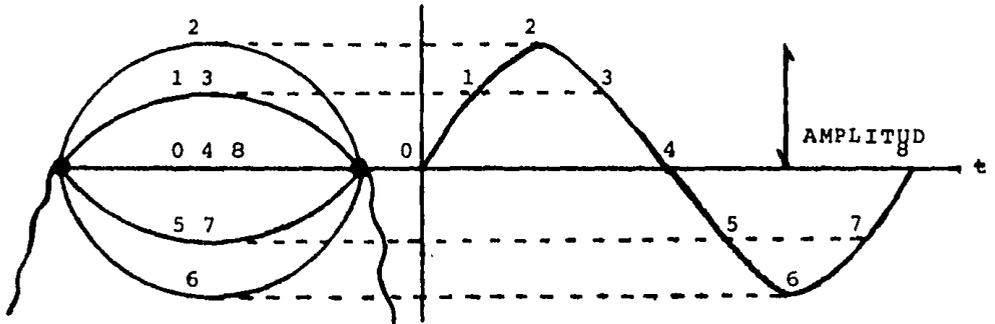


FIG. I.2 LA SEÑAL ELECTRICA DEBE SEGUIR ESCRUPULOSAMENTE LOS CAMBIOS INSTANTANEOS DE AMPLITUD DE LA SEÑAL ACUSTICA DE LA QUE SE DERIVA.

I.2.3 TONO

El tono depende de la velocidad de vibración del cuerpo generador del sonido. Cuando la cuerda vibra a gran velocidad, porque es muy corta y está muy tensa, (Figura I,3) produce un tono agudo, y cuando la velocidad de vibración es baja proporciona un sonido de tono grave o bajo de frecuencia.

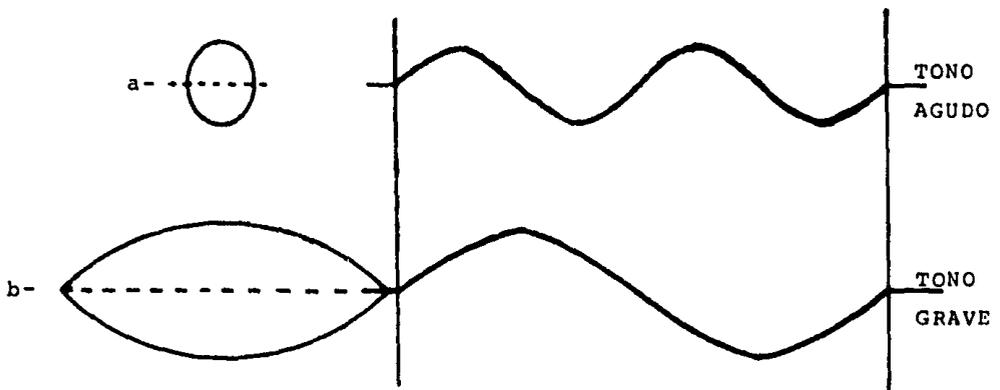


FIG. I.3 EL TONO DEPENDE DE LA VELOCIDAD DE VIBRACION DEL CUERPO QUE PRODUCE EL SONIDO.

La frecuencia de vibración de la cuerda o generador-- del sonido está relacionada con el tono. Una frecuencia de --- 70 ciclos por segundo es un tono bajo, y una de 14 KHz. es tan aguda que casi no puede percibirla el oído humano.

I.2.4 TIMBRE

El timbre es la característica que permite identi-- car los diferentes instrumentos musicales. Un piano y un violín pueden producir la misma nota, lease tono o sonido de la misma frecuencia, pero se distinguen perfectamente entre sí poque ti-- enen timbres diferentes. El timbre depende de la forma de vi--- brar del instrumento productor del sonido o del instrumento mu-- sical, dentro de cada ciclo, la velocidad de desplazamiento de vibración es distinta en cada instante, lo que se refleja en la forma de onda característica del instrumento (Fig.I.4).

La forma en que varía la amplitud instantánea dentro de cada ciclo, define el timbre de la vibración, cuya representa-- ción gráfica se plasma en la forma de onda del elemento pro-- ductor del sonido.

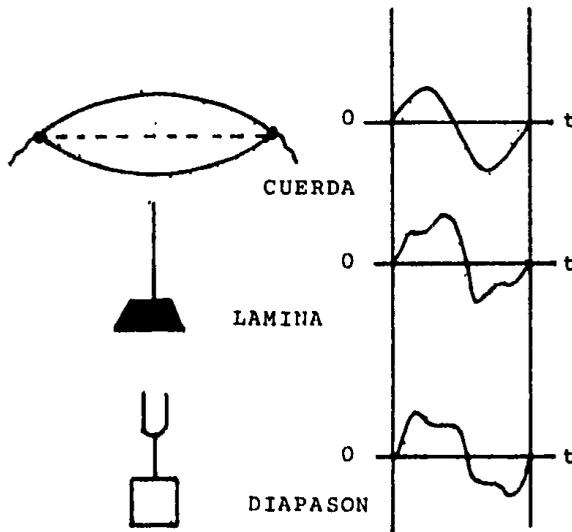


FIG. I.4 TRES TIMBRES DISTINTOS, CON FRECUENCIAS IGUALES E INCLUSO LOS MISMOS VALORES DE AMPLITUD MAXIMA O AMPLITUD DE SEÑAL.

Teóricamente son infinitas las formas de ondas posibles en la naturaleza y para poder analizarlas se recurre a la forma de onda patrón llamada senoide.

En la senoide (Figura I.5) el valor de la amplitud instantánea coincide, en cada momento, con el seno(i) del ángulo alfa que va describiendo el radio de un círculo cuando partiendo del punto considerado universalmente como cero angular (0) se va desplazando en sentido inverso al de las agujas del reloj con una velocidad de rotación (ω) constante.

El tiempo que se emplea en completar un ciclo de una oscilación es el período "T" de la onda. Una señal de un Hertz de frecuencia tiene un periodo de un segundo.

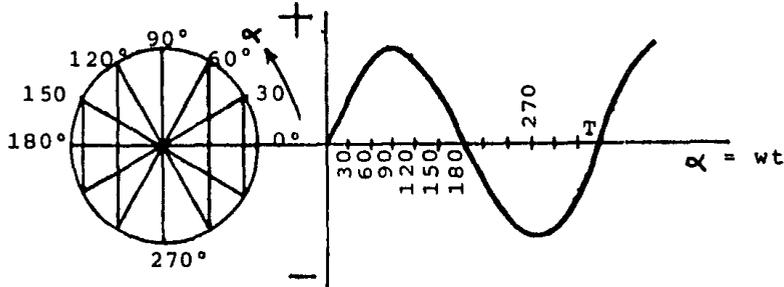


FIG. I.5 LA SINUSOIDE SE CONSTRUYE TOMANDO COMO VALORES DE AMPLITUD INSTANTANEA DE LA CURVA LOS VALORES QUE VA ADQUIRIENDO EL SENO DE UN ANGULO.

La senoide puede tener cualquier valor de amplitud (intensidad) y de frecuencia (tono), pero su timbre es fijo: es el timbre patrón.

Cualquier onda que no sea sinusoidal se considera -- como onda compleja. Cuanto más difiere de la senoide más compleja se considera. La onda más compleja que puede darse es la onda cuadrada. En consecuencia, el timbre está relacionado con la complejidad de la onda de la señal acústica, En la figura - 1.6 se han reunido varias representaciones graficas de otros -

tantos timbres de sonidos característicos, entre los que se encuentran algunos instrumentos musicales.

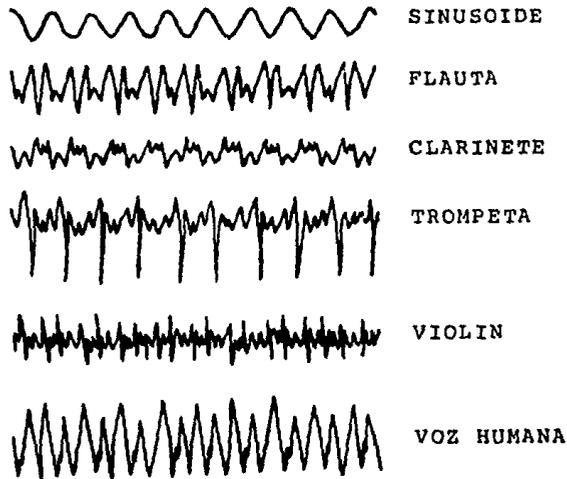


FIG. 1.6 EJEMPLOS DE DIFERENTES FORMAS DE ONDA Y SUS FUENTES ACUSTICAS DE ORIGEN. CADA SONIDO, Y POR TANTO CADA INSTRUMENTO MUSICAL, TIENE SU TIMBRE PROPIO, Y EN CONSECUENCIA SU FORMA DE ONDA PARTICULAR. DE ESTA FORMA SE PONEN A LA VISTA LAS DIFERENCIAS QUE SE MANIFIESTAN AL OIDO.

Cualquier onda compleja de frecuencia (f) está formada por una combinación de ondas sinusoidales de frecuencia (f , $2f$, $3f$, ...) la onda sinusoidal de frecuencia (f) coincidente con la frecuencia de la señal compleja, se llama componente fundamental de la onda compleja en cuestión. Las demás señales sinusoidales puras se denominan armónicos: la frecuencia ($2f$) es el primer armónico, la ($3f$) es el segundo, etc... la amplitud de la componente fundamental es la misma que la de la onda compleja que proceda, y las amplitudes de los diferentes armónicos, son siempre menores que la amplitud fundamental, son los factores claves que determinan el timbre de la señal compleja. En la figura 1.7 se muestra la descomposición de una señal compleja en sus armónicos sinusoidales.

Cuanto mas compleja es una onda o señal acústica o --

eléctrica, mayor contenido armónico tiene, o a la inversa.

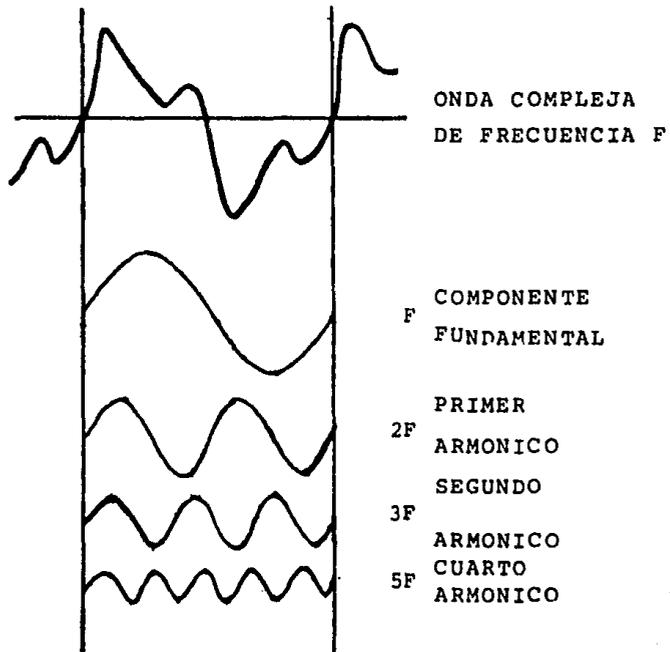


FIG. I.7 UNA ONDA COMPLEJA SIEMPRE PUEDE SER CONSIDERADA COMO LA COMBINACION DE UN GRUPO DETERMINADO DE ONDAS SINUSOIDALES PURAS. EN GENERAL, CUANTO MAYOR COMPLEJIDAD MUESTRE UNA ONDA MAYOR SERA EL NUMERO DE ARMONICOS CONTENIDOS.

Para analizar el contenido armónico de las señales-- se recurre a la representación espectral (Figura I.8)

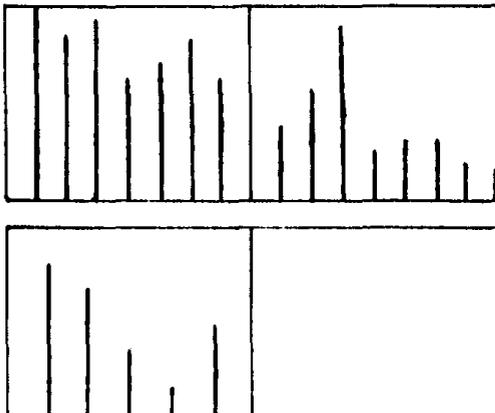


FIG. I.8 REPRESENTACION ESPECTRAL DE DOS NOTAS IDENTICAS: UN "RE" DE 293.7 Hz PRODUCIDO POR UN VIOLIN Y UNA FLAUTA EL CONTENIDO ARMONICO DE CADA NOTA DEFINE EL TIMBRE Y PERMITE DISTINGUIR LOS INSTRUMENTOS ENTRE SI.

En las curvas de representación espectral, los valores de amplitud se representan mediante líneas verticales que se conocen como líneas espectrales. Cada línea espectral corresponde a un componente (fundamental, primer armónico, segundo armónico, etc...). Su emplazamiento en la escala de frecuencias indica el valor de frecuencia armónica, y su altitud la amplitud relativa respecto a la onda fundamental (100 %). Dos notas idénticas, de la misma frecuencia fundamental, tienen en principio, sus armónicos emplazados en los mismos valores de frecuencia ($2f$, $3f$, $4f$, etc ...), pero no necesariamente con los mismos valores de amplitud armónica (que en muchos casos puede ser nula para determinados órdenes armónicos) respectiva, y éstos son los factores clave determinantes del timbre de la señal compleja que antes se apuntaba. En el contenido armónico, tanto cuenta el número de armónicos que entran en juego (por ejemplo el orden 12) como el nivel de amplitud de cada uno de ellos.

Los órganos electrónicos modernos que pueden sonar como un piano, una flauta, un acordeón, ect ..., imitan precisamente el timbre de cada instrumento a base de mezclar en proporciones de amplitud perfectamente estudiadas las señales sinusoidales puras procedentes de unos generadores patrones con diversos valores de frecuencia.

Cuanto mas compleja es una señal, más difícil resulta su obtención y tratamiento electrónico. Una prueba clave a que se someten los amplificadores de reproducción en alta fidelidad, es su comportamiento en la transferencia de señales cuadradas. Las señales sinusoidales son fácilmente obtenibles en generadores de onda de constitución simple, mientras que, las ondas cuadradas difícilmente atravesarán un amplificador de reproducción sin que sufran acusadas deformaciones.

I.2.5 DECIBELES (dB)

A.G. Bell inventó el decibell o decibel, para simplificar las operaciones con magnitudes físicas cuando en un determinado fenómeno, dichas magnitudes pueden variar en rangos muy amplios. Expresando en decibeles, el margen de presiones -

acústicas resulta ser, por definición del decibel:

$$20 \log \frac{2\,000}{0.0002} = 140 \text{ dB}$$

ya que dB se define como el logaritmo de la relación de presiones multiplicado por 20.

El umbral de audición corresponde a un nivel acústico de 0 dB, y el de dolor a 140 dB.

Cuando el nivel acústico se expresa en dB, lo único -- que se hace es dar una relación entre la presión que produce el nivel acústico en cuestión y la presión acústica del nivel de audición. Así por ejemplo, cuando se dice que un automovil produce un nivel acústico de 46 dB, significa que ejerce una presión de 0.04 Din/cm^2 sobre el oído.

También puede expresarse en dB los niveles acústicos -- inferiores a los audibles, pero los correspondientes resultados de cálculo dan siempre cifras de dB negativas, por ejemplo: una pluma de ave no se escucha al caer al suelo pero puede producir una presión acústica sobre el oído de unas 0.00002 Din/cm^2 . El nivel acústico respecto al umbral de audición es de - 20 dB.

Como el umbral de audición es diferente para cada valor de frecuencia, su definición no puede establecerse con un simple valor de presión, sino mediante una curva tal como la que aparece con trazo grueso en la gráfica de la figura I.9

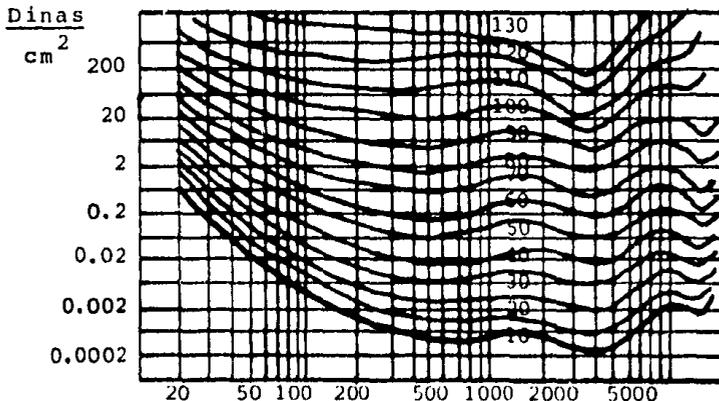


FIGURA I.9

Hasta ahora ha venido hablándose de las diferencias - del comportamiento del oído humano en cuanto a la perceptividad umbral, es decir, en cuanto al nivel acústico mínimo que se precisa en cada frecuencia, para tener la impresión de la existencia de un sonido. Se ha visto que a la frecuencia más baja (20Hz) se precisan unos 60 dB más que a la de mayor perceptividad (2 590 Hz). Este comportamiento del oído no es tan exagerado, aunque -- persiste. cuando los niveles de audición son superiores al nivel de audición, tal como pone de manifiesto la familia de curvas - de la figura I.9. Así por ejemplo, para tener a 20 Hz la misma impresión de nivel acústico que proporcionan 2 590 Hz a 60 dB - no es preciso pasar a 80 + 60 dB sino que es suficiente con un nivel de unos 110 dB (80 + 30 dB); es decir, la sensibilidad de el oído es más uniforme que en las proximidades del umbral. Esta consecuencia y otras muchas pueden deducirse de la observa - ción de la figura I.9 conocida como la familia de curvas de igual impresión sonora al oído. Cada curva muestra el aumento de nivel que es preciso imprimir en función de la frecuencia, para que el oído proporcione la misma sensación auditiva que a 2 590 Hz con el nivel de partida que corresponde a la curva en cues - tión (10, 20, ..., 130 dB).

En la tabla I.1 se han agrupado las cifras de dB que corresponden a diversos valores de presión acústica.

Las curvas de la figura I.9 explican porqué cuando se escucha una orquesta lejana, con un nivel acústico bajo, se pierden los matices acústicos graves y agudos de la audición. Lo mismo puede decirse de un equipo de reproducción de música cuando se escucha con un volumen muy bajo, pues tanto los matices graves como los agudos tienden a desaparecer y la música a cobrar un caris telefónico que invita al oyente a actuar los mandos de tono, subiéndolos. El fenómeno es mucho más acusado con los tonos graves, de que desde hace ya varios años, los dispositivos de regulación de volumen actúan conforme al principio comercialmente divulgado como fisiológico, del que se hace uso incluso - en en aparatos de radio y T.V., dicho principio se caracteriza porque cuanto mayor sea el volumen de audición que con ello se-

ajusta, mayor es, el realce de graves que, automáticamente, se imprime a la reproducción.

Presión acústica (dinas/ cm ²)	dB.	Presión acústica (dinas/ cm ²)	dB.
0.000200	0	0.00252	22
0.000224	1	0.00318	24
0.000252	2	0.00400	26
0.000282	3	0.00502	28
0.000318	4	0.00632	30
0.000356	5	0.01124	35
0.000400	6	0.02000	40
0.000448	7	0.03560	45
0.000502	8	0.06320	50
0.000564	9	0.11240	55
0.000632	10	0.20000	60
0.000710	11	0.35600	65
0.000796	12	0.63200	70
0.000894	13	1.12400	75
0.001002	14	2.00000	80
0.001124	15	3.56000	85
0.001262	16	6.32000	90
0.001416	17	20.00000	100
0.001588	18	63.20000	110
0.001782	19	200.00000	120
0.002000	20	632.00000	130
		2 000.00000	140

TABLA I.1

Para que las audiciones musicales resulten equilibradas y con una sensación uniforme de tonos graves y agudos al oído, es conveniente que el nivel de reproducción o de escucha sea generoso. De ésta manera el oído se acomoda mejor, en una zona de trabajo donde su linealidad es alta.

I.3 CONCLUSIONES

Por lo expuesto, queda claro que las características que debe poseer cualquier instrumento dedicado al manejo del sonido son:

- a) Debe ser capaz de operar en un rango de frecuencias de 20 a 20 000 Hz., como mínimo.
- b) Su salida debe ser capaz de producir presiones acústicas en el oído de $0.0002 \text{ dinas/cm}^2$ (umbral de audición) a $2\,000 \text{ dinas/cm}^2$ (umbral de dolor), en el oído. Esto es, de 0 a 140 dB.
- c) Debido a la respuesta en frecuencia del oído debe proveerse un mecanismo para compensar la baja sensibilidad en frecuencias superiores a 3 000 Hz. e inferiores a 1 000 Hz. cuando se trabaja con volumen bajo.

II. CONVERTIDORES

II.1 INTRODUCCION

II.1.1 CONVERTIDORES D/A

II.1.2 CONVERTIDORES A/D

II.2 TECNICAS DE CONVERSION

II.2.1 PCM LINEAL

II.2.2 PCM DE PUNTO FLOTANTE

II.2.3 MODULACION DELTA

II.2.4 MODULACION DELTA ADAPTIVA

II.2.5 PCM DIFERENCIAL ADAPTIVO

II.3 CONCLUSIONES

II.1 INTRODUCCION

El procesamiento de señales se puede realizar ya sea analógicamente o digitalmente, la decisión de usar una u otra o ambas será de diseñador, esto va en función de optimizar costos y funcionamiento. Para seleccionar el tipo de técnica a usar se hará de acuerdo con las ventajas que ofrece la alta integración de los circuitos digitales contra la simplicidad, bajo costo, alta precisión y versatilidad de los circuitos integrados analógicos.

Por otro lado, tenemos que la mayoría de las señales usadas en el campo de la ingeniería, tales como presión, temperatura, velocidad, etc ..., son de naturaleza analógica, así -- pues, si el diseñador se decide a procesar este tipo de señales usando técnicas digitales, tendrá que hacer una interfase para convertir estas señales analógicas en señales digitales. De igual forma, los resultados obtenidos del procesamiento de estas señales digitales generalmente también se requieren en forma analógica, ya sea para su uso en monitoreo, control o instrumentación, así pues, tendremos que hacer una conversión de señales digitales a señales analógicas.

La conversión analógica digital y digital analógica precede y sigue al procesamiento digital en los sistemas analógicos. Los convertidores tienen mucha importancia en el desempeño del sistema. Finalmente el compromiso es escoger cuidadosamente dadas las consecuencias económicas en los sistemas.

II.1.1 CONVERTIDORES D/A

Muchos sistemas aceptan una palabra digital como una señal de entrada y la traducen o convierten a un voltaje o corriente analógicos. Estos sistemas se llaman convertidores digital analógico o convertidores D/A o bien DAC. Los convertidores pueden construirse para aceptar la palabra digital en una variedad de códigos, tales como el BCD o bien el código binario puro.

Repasemos las mallas básicas que sintetizan la función

de los convertidores D/A. Fundamentalmente tenemos dos mallas, - la R-2R y la de resistencias pesadas.

En general la salida para un convertidor D/A con salida de voltaje de N bits de entrada viene dada por las siguientes ecuaciones:

$$V_0 = (2^{N-1}a_{N-1} + 2^{N-2}a_{N-2} + \dots + 2^2a_2 + 2a_1 + a_0) V$$

donde V es un factor de proporcionalidad determinado por los parámetros del sistema y donde los coeficientes a_i representan la palabra binaria y, además, $a_i = 1(0)$ si el i -ésimo bit es 1 o 0. El bit más significativo (usaremos sus siglas en inglés MSB) es el que corresponde al a_{N-1} , y su peso es $2^{N-1}V$, mientras el bit menos significativo (LSB) corresponde al a_0 , y su peso es $2^0V = V$.

Considere por ejemplo, una palabra de 5 bits ($N=5$) de modo que la ecuación anterior se convierte en:

$$V_0 = (16 a_4 + 8 a_3 + 4 a_2 + 2 a_1 + a_0) V$$

por simplicidad asuma $V = 1$. Entonces, si $a_0 = 1$ y todas las otras a es son cero, obtenemos $V_0 = 2$, por otro lado, si a_0 y a_1 son iguales a uno y todas las otras a es son cero, $V_0 = 2 + 1 = 3V$ claramente, V_0 es un voltaje analógico proporcional a la entrada digital.

La figura II.1 muestra el diagrama de un convertidor D/A con una red de resistencias pesadas. La corriente con peso binario se establece por la red resistiva y el voltaje de referencia (V_R), y se suman por el amplificador operacional que opera como un convertidor de corriente a voltaje de baja impedancia de salida. Si escogemos la resistencia de realimentación de 5 Kohm hacemos el peso del MSB igual a 5 V, el siguiente bit igual a 2.5 V, el siguiente bit 1.25 V y así hasta el LSB. La red resistiva requiere únicamente una resistencia por bit, pero las resistencias tienen un rango muy amplio de valores haciendo difícil el acoplamiento de los coeficientes de temperatura.

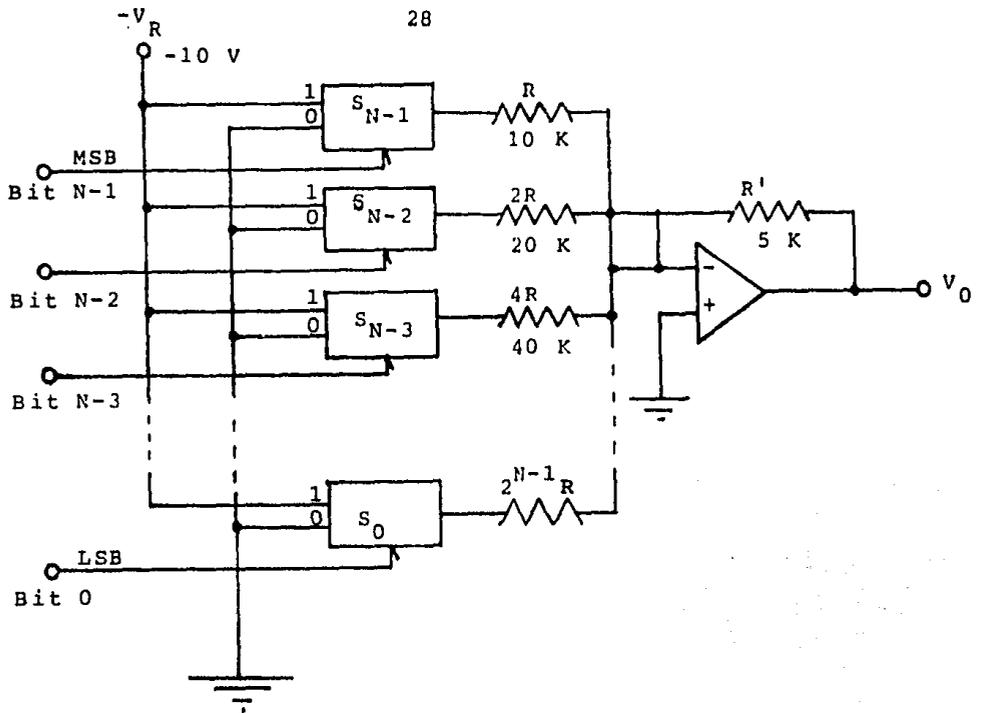


FIGURA II.1

Un circuito que utiliza el doble de resistencias que el de la figura II.1 se muestra en la figura II.2. La escalera usada en este circuito es un dispositivo divisor de corriente en donde la relación entre las resistencias es más crítica que su valor absoluto. Tiene la ventaja de usar sólo dos valores de resistencias (R y $2R$) facilitando el acoplamiento entre los coeficientes de temperatura, aunque como se dijo se usan el doble de resistencias, dos por cada bit.

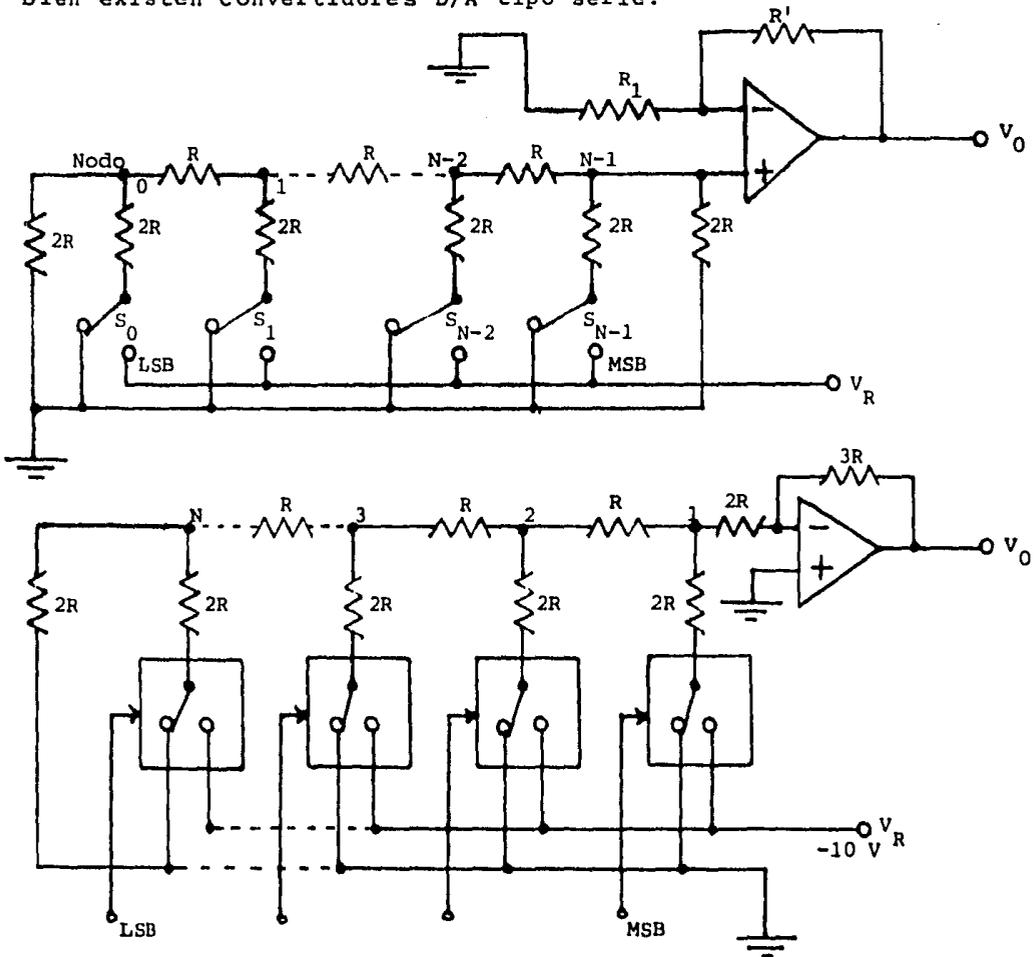
De la figura observamos que en cualquiera de los nodos la resistencia es $2R$ viendo a la izquierda o a la derecha o por los switches, por ejemplo, a la izquierda del nodo 0 en la figura II.2 A hay $2R$ hacia tierra; a la izquierda del nodo 1 hay una combinación de dos resistencias $2R$ a tierra en serie -- con una resistencia R , siendo la resistencia total $2R$. Así que si cualquier switch, digamos el $N-2$, se conecta a V_R , La resistencia vista por V_R es $2R + 2R // 2R = 3R$ y el voltaje en el nodo $N-2$ es $(V_R / 3R) R = V_R / 3$. Si el MSB está en uno lógico la salida

viene dada por:

$$V_0 = \frac{V_R}{3} \frac{R_1 + R'}{R_1}$$

En la figura II.2 A es posible establecer una ganancia a partir de R' y R_1 , en la figura II.2 B la ganancia se establece aprovechando la particularidad de tener una resistencia $2R$ viendo hacia cualquier parte de los nodos y en este caso utilizando una resistencia de $3R$.

Las mallas R - $2R$ y resistencias pesadas, son las básicas para los convertidores D/A en paralelo, sin embargo, también existen convertidores D/A tipo serie.



FIGURAS II.2 A y B

Los convertidores D/A tipo serie se caracterizan por aceptar como señal de entrada un tren de pulsos S_s .

Para realizar la conversión, este tipo de dispositivos necesitan un elemento de memoria analógica para ir almacenando el valor analógico correspondiente a la conversión de cada bit e irlo sumando, al final de la palabra digital S_s se tiene el voltaje analógico correspondiente. La figura II.3 muestra una forma generalizada de este tipo de convertidores, su funcionamiento es como sigue:

La señal S_s controla la operación sobre una base de bit por bit, si esta señal es uno durante el período de reloj T_j , un voltaje de referencia es agregado al voltaje V , almacenado en un capacitor y la suma resultante es reducida a la mitad. Si la señal es un cero lógico durante el período de reloj T_i , solamente el voltaje del capacitor es reducido a la mitad. El resultado de esta operación es un voltaje V_{i+1} , el cual es almacenado en un capacitor de tal manera que el siguiente período de reloj T_{i+1} estará presente. Matemáticamente V_{i+1} puede expresarse como:

$$V_{i+1} = 1/2 (V_i + a_i V_R)$$

donde V_i es el voltaje del capacitor y a_i es un uno o un cero lógico, dependiendo del valor de S_s durante el período T_i .

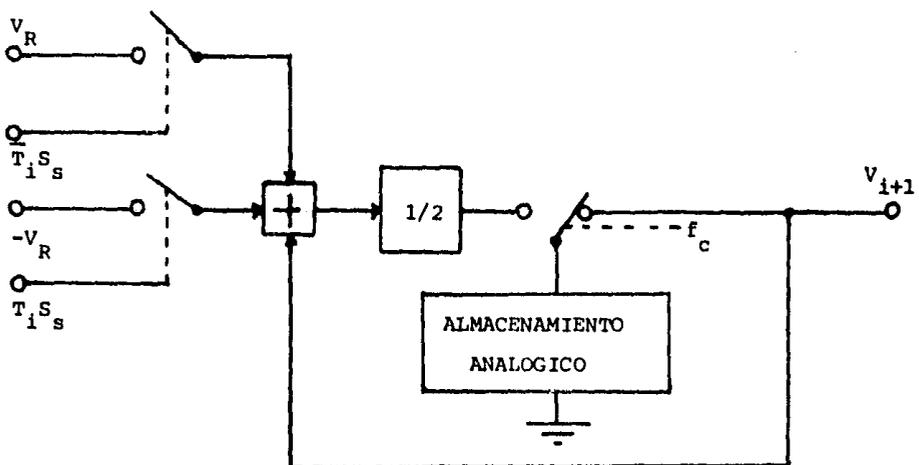


FIGURA II.3

El voltaje almacenado en el capacitor, una vez que fue convertido el último bit de S_s , representa el valor analógico de la salida del convertidor y es equivalente a la señal digital de entrada.

Puesto que esta señal está disponible en un intervalo corto de tiempo, que es el que transcurre entre una palabra y otra, se le agrega normalmente un circuito sostenedor de nivel a la salida, para así obtener un valor constante de voltaje durante el tiempo necesario de lectura.

Los convertidores D/A en serie operan generalmente -- sincronizados con la señal de entrada S_s , la cual presenta primero el bit menos significativo. Convertidores de este tipo son el convertidor D/A en serie tipo cíclico y el convertidor D/A en serie con sample-hold.

El convertidor D/A en serie tipo sample-hold (muestrar-retener) se muestra en la figura II.4 A.

Este convertidor consiste en tres circuitos S-H en cascada. La operación de cada circuito puede dividirse en dos partes:

a) cuando los interruptores S_1 , S_2 , S_3 están cerrados el capacitor C es cargado a un voltaje V_0 , el cual es la suma de los voltajes multiplicados por un factor de escala.

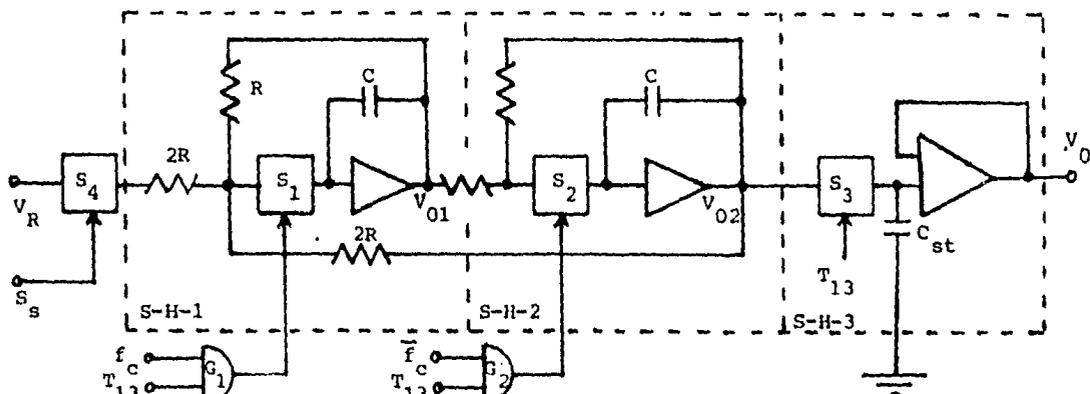


FIGURA II.4 A

b) cuando los interruptores están abiertos, la salida permanece constante a V_0 . Una gráfica del funcionamiento de este circuito se muestra en la figura II.4 B en la que S_8 es igual a:

$$S_8 = 000000101011 = 43 \text{ decimal}$$

$$T_i = T_1, T_2, \dots, T_{12}$$

$$T_i = t_1 + \bar{t}_i$$

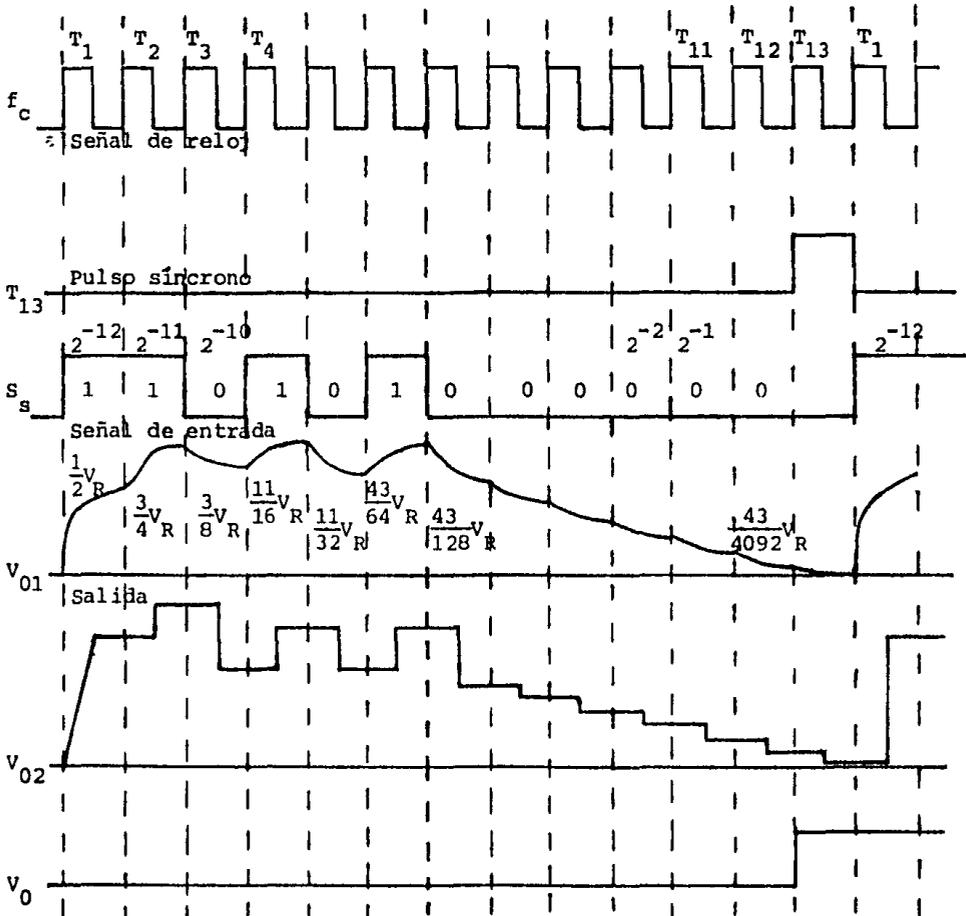


FIGURA II.4 B

El circuito del convertidor D/A tipo cíclico se muestra en la figura II.5, usa dos interruptores S_1 y S_2 para conectar el voltaje de referencia o tierra al amplificador operacional de entrada. Tres interruptores, S_3 , S_4 y S_5 para conectar el amplificador de salida a los capacitores de memoria C_A , C_B y C_{st} .

Tres interruptores S_6 , S_7 y S_8 , para alimentar el voltaje de C_A y C_B , o tierra al amplificador de entrada que funciona con una ganancia de 0.5.

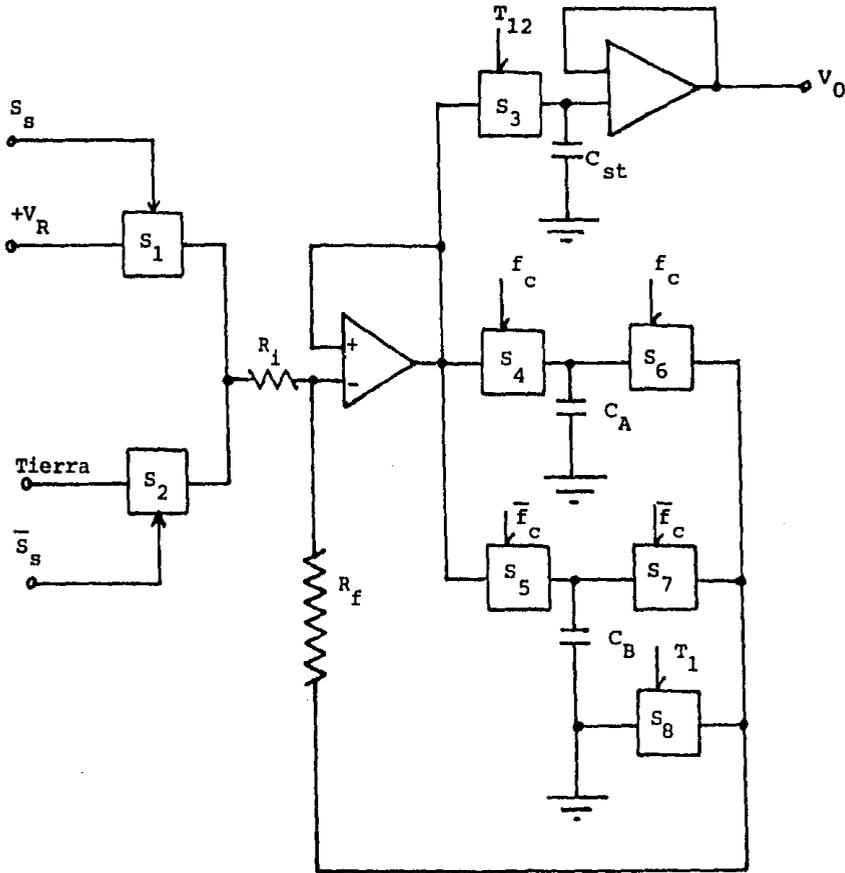


FIGURA II.5

El interruptor S_1 es operado siempre que aparece un u no en la palabra S_S y S_2 es operado siempre que aparece un cero. Los interruptores de salida 3, 4 y 5, son controlados por el bit mas significativo, la frecuencia de reloj F_C y su complemento \bar{F}_C , respectivamente. Similarmente los realimentación 6, 7 y 8 son conmutados por F_C , \bar{F}_C y T_1 que es el pulso de la señal durante el primer período de la conversión.

En general, para el enésimo bit en la palabra digital el MSB producira un voltaje $V_k = V_R / 2^N$ durante T_N .

II.1.2 CONVERTIDORES A/D

Una señal analógica necesita ser cuantificada (digitalizada), es decir, representada en una secuencia de números antes de que pueda ser procesada digitalmente. Esta es la llamada conversión analógica-digital o A/D.

El proceso de digitalizar señales analógicas, como se dijo, es el proceso de cuantificación. Consiste en separar las amplitudes de las señales en un número predeterminado de niveles de amplitud discretas. Las señales resultantes se dice que están cuantificadas. A diferencia del proceso de muestreo, esto resulta en una pérdida irreparable de información de modo que es imposible reconstruir la señal analógica original de su versión cuantizada. Pero ¿ que es el muestreo ?

Considere una señal que varía continuamente y que será convertida a una forma digital, sea $f(t)$. Hagamos el muestreo periódico de $f(t)$ a una tasa de f_c muestras por segundo. En la práctica este proceso de muestreo puede hacerse electrónicamente y a la tasa deseada, el proceso de muestreo se muestra conceptualmente en la figura II.6 usando un conmutador mecánico rotativo.

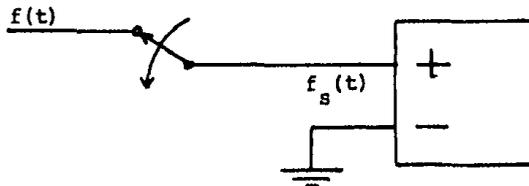


FIGURA II.6

Asuma que el switch permanece en la línea de $f(t)$ por τ segundos mientras rota a la tasa deseada de $f_c = 1 / T$ veces por segundo (τ mucho menor que T). La salida $f_s(t)$ es entonces la versión muestreada de $f(t)$. En la figura II.7 se ilustra este proceso. Como se sabe por el teorema de Nyquist, para que una señal pueda ser recuperada completamente después de haber sido muestreada, es necesario que el muestreo se haya hecho a una frecuencia mínima del doble de la frecuencia más alta que forme parte de la señal muestreada.

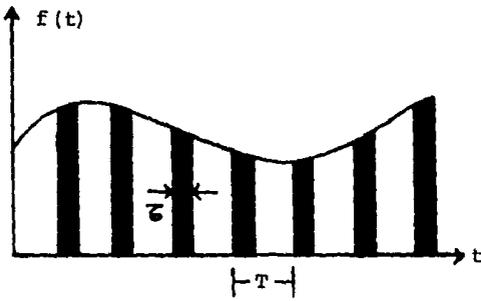


FIGURA II.7

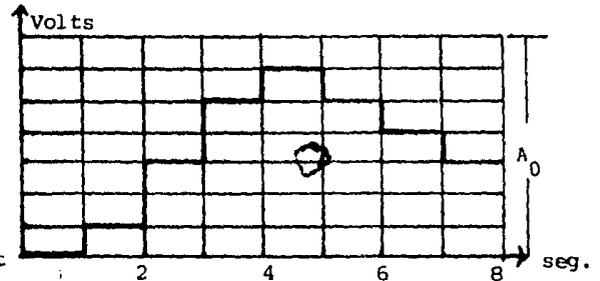
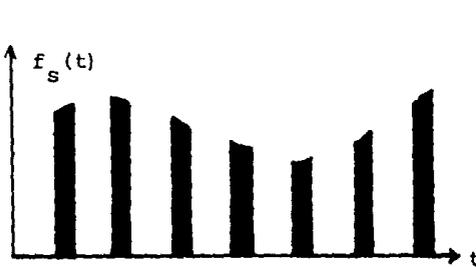
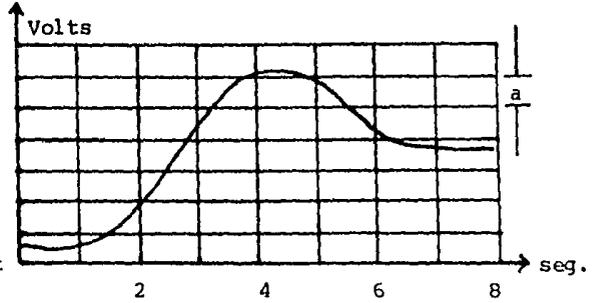


FIGURA II.8

En un sistema específico, los pulsos muestreados pueden ser cuantificados, o, ambos, cuantificación y muestreo pueden realizarse simultáneamente. Este proceso se indica en la figura II.8. La variación en la amplitud total es $A_0 = 7$ volts y se divide en niveles de amplitud igualmente espaciados, $a = 1$ volt. Hay por tanto $A_0 / a + 1$ posibles niveles de amplitud, esto incluye el cero. En la figura II.8 las muestras se toman cada segundo y se selecciona el nivel de amplitud más cercano al valor de la señal. La versión resultante cuantificada y muestreada de la señal aparece en la figura II.8.

Los circuitos encargados de llevar a cabo la cuantificación son los convertidores A/D, de los que presentaremos algunas implementaciones electrónicas. Comencemos por clasificarlos.

Existen varias clasificaciones, una de las cuales es la siguiente:

- 1.- Programables - No programables
- 2.- De malla abierta - De malla cerrada
- 3.- Por carga de capacitor

Este último grupo comprende los convertidores A/D más conocidos y se pueden clasificar en tres grupos:

- 1.- Convertidor A/D de voltaje a frecuencia
- 2.- Convertidor A/D modulador por ancho de pulso
- 3.- Convertidor A/D por integración doble

Convertidor A/D de voltaje a frecuencia: un circuito a bloques de este tipo, de convertidor, se muestra en la figura II.9.

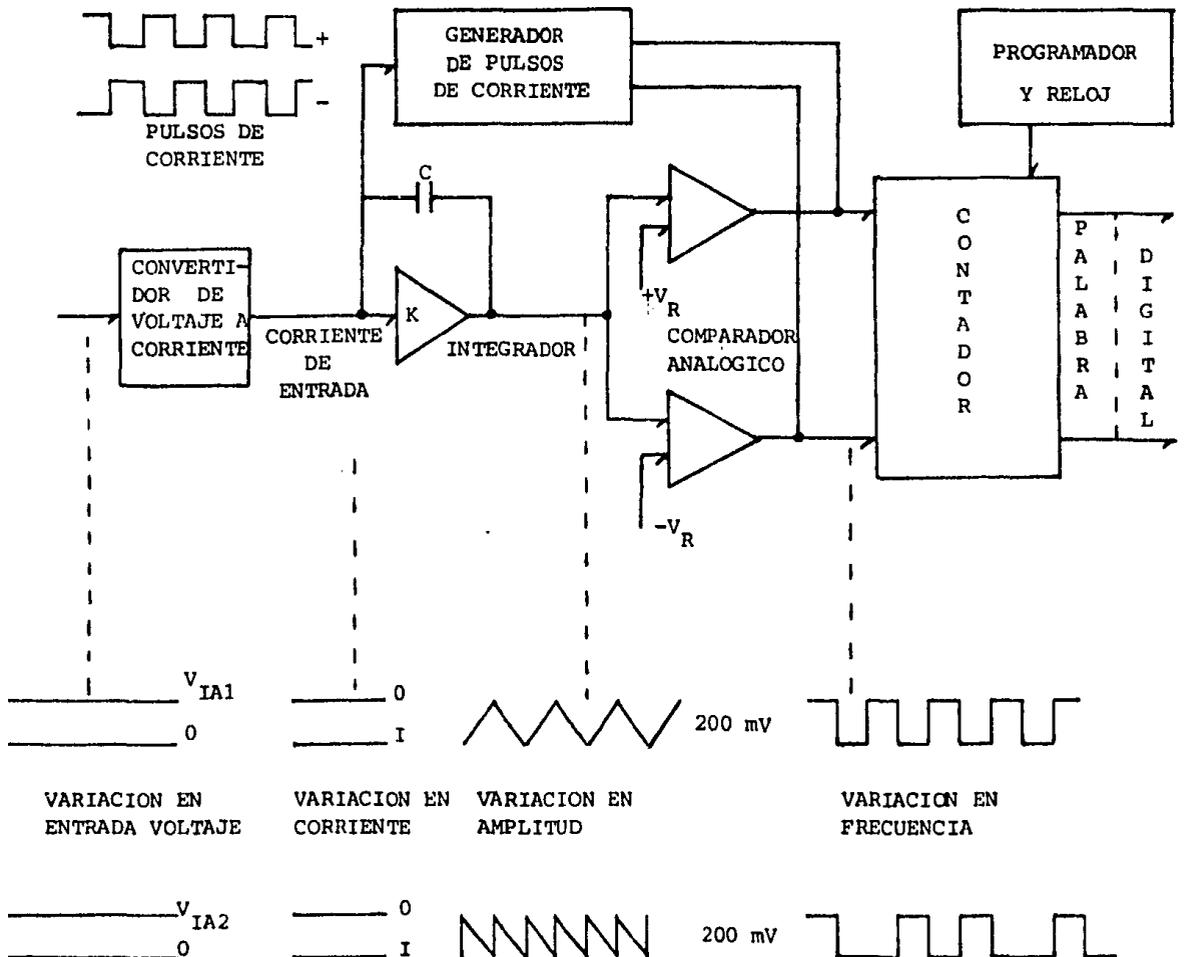


FIGURA II.9

Su funcionamiento es como sigue:

La entrada de voltaje analógico se convierte a una corriente -- constante proporcional, la cual es integrada en un circuito integrador, y la salida de éste, está acoplada a los circuitos comparadores (uno si se requiere un funcionamiento unipolar). La integración continúa hasta que la salida del integrador excede a V_{R+} o a V_{R-} , y en ese momento, uno de los comparadores genera un pulso, el cual es utilizado para poner el integrador en cero.

Este proceso se repite con todos los comparadores y por último, se obtiene un número de pulsos por segundo, que son contados por un período fijo de tiempo, en un contador binario y la cantidad de pulsos resultantes será proporcional a la entrada analógica.

Convertidor A/D modulador de ancho de pulso: el convertidor A/D modulador de ancho de pulso es uno de los mas sencillos y su nombre lo deriva del hecho de que la señal de entrada analógica es primeramente convertida en un pulso cuyo ancho en duracion es una funcion de la propia entrada analógica. El ancho del pulso es convertido a un formato digital, contando el número de pulsos de un reloj de frecuencia fija durante el tiempo de duración de dicho pulso.

La figura II.10 muestra el principio de operación de este convertidor. El interruptor S_1 permanece cerrado hasta un momento antes de iniciar la conversión. Cuando el primer pulso entra, el interruptor S_1 se abre y el capacitor C_1 se carga linealmente por medio de la fuente de corriente constante I .

Cuando el capacitor se carga, desde 0 volts, el contador binario cuenta los ciclos de la frecuencia del reloj. Al igualarse el voltaje del capacitor V_C al voltaje analógico V_{IA} , de entrada, la salida del comparador cambia de estado, lo que da como resultado el fin del ancho de pulso.

La señal del comparador inhibe la entrada de la frecuencia del reloj al contador, y la cuenta final es la palabra digital equivalente al voltaje analógico de entrada.

Convertidor A/D por integración doble: el convertidor

A/D por integración doble es otra forma del convertidor por ancho de pulso, pero más preciso, su circuito se muestra en la figura II.11.

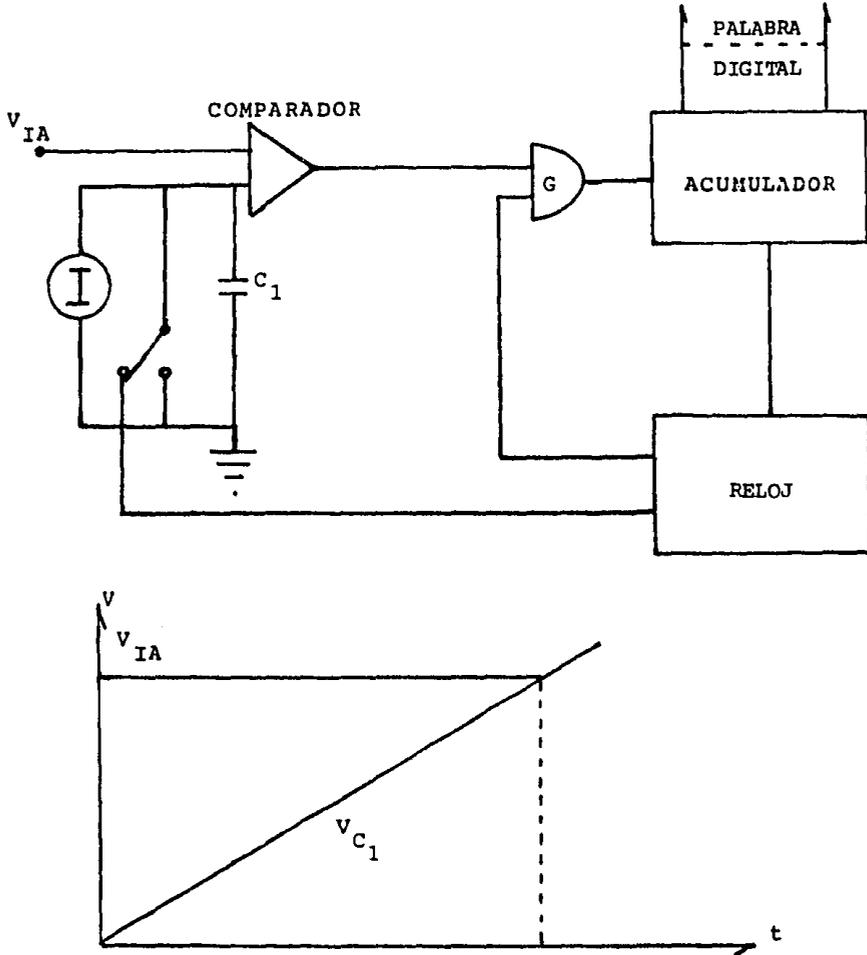


FIGURA II.10

El principio básico de este convertidor es generar un ancho de pulso proporcional al voltaje analógico de entrada y luego hacer una comparación de tiempo entre dos integraciones - una hacia arriba y otra hacia abajo. De esta manera muchos de los errores generados en la integración se eliminan.

La primera integración del voltaje analógico de entrada, dura un tiempo fijo t_1 . una vez transcurrido este intervalo

de tiempo, se conmuta la entrada a un voltaje negativo fijo de referencia ($-V_R$). El tiempo que tarda a partir de este momento y hasta que la salida alcanza el valor fijo de referencia, da una medida del voltaje analógico de entrada. Durante todo este tiempo se cuentan los pulsos de un reloj en un contador binario y el número de ellos debe ser equivalente a la entrada analógica.

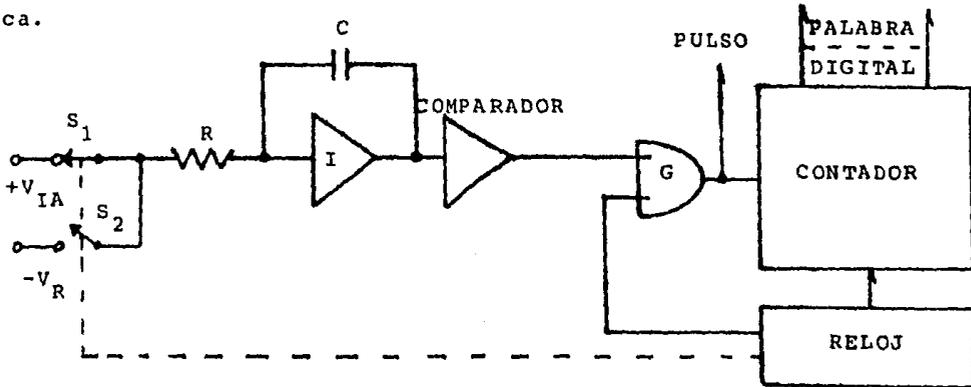


FIGURA II.11

Convertidor A/D por comparación de voltajes discretos: se tienen varios tipos y como ejemplo se dan los siguientes.

- 1.- Convertidor A/D por contador de rampa
- 2.- Convertidor A/D por aproximaciones sucesivas
- 3.- Convertidor A/D simultaneo

Convertidor A/D por contador de rampa: el convertidor A/D por contador de rampa es uno de los mas simples de este grupo. La figura II.12 muestra su circuito a bloques y su funcionamiento es como sigue: la conversión comienza con un pulso de borrado para el contador, en el instante t_0 . Al poner el contador en cero, la salida del decodificador queda a cero volts, en este estado, el circuito queda listo para realizar la conversión.

Se aplica una entrada de voltaje analógico V_{IA} al circuito comparador, y como en ese momento V_{OA} es igual a cero --

volts, se tendrá un uno a la salida; cada que entre un pulso en la compuerta G_1 , se obtienen pulsos en el contador, el cual lo registra y a su vez los envía como entrada al decodificador D/A que puede ser del tipo R-2R, obteniéndose un voltaje analógico equivalente a la palabra digital en V_{OA} , que se compara con V_{IA} mientras el primero no sea mayor que el segundo el ciclo se repite. En el momento en que V_{OA} sea mayor que V_{IA} , el comparador se cambia de estado e inhibe la compuerta G_1 . El contador, al terminar, tendrá la cantidad binaria equivalente al voltaje de entrada analógico V_{IA} .

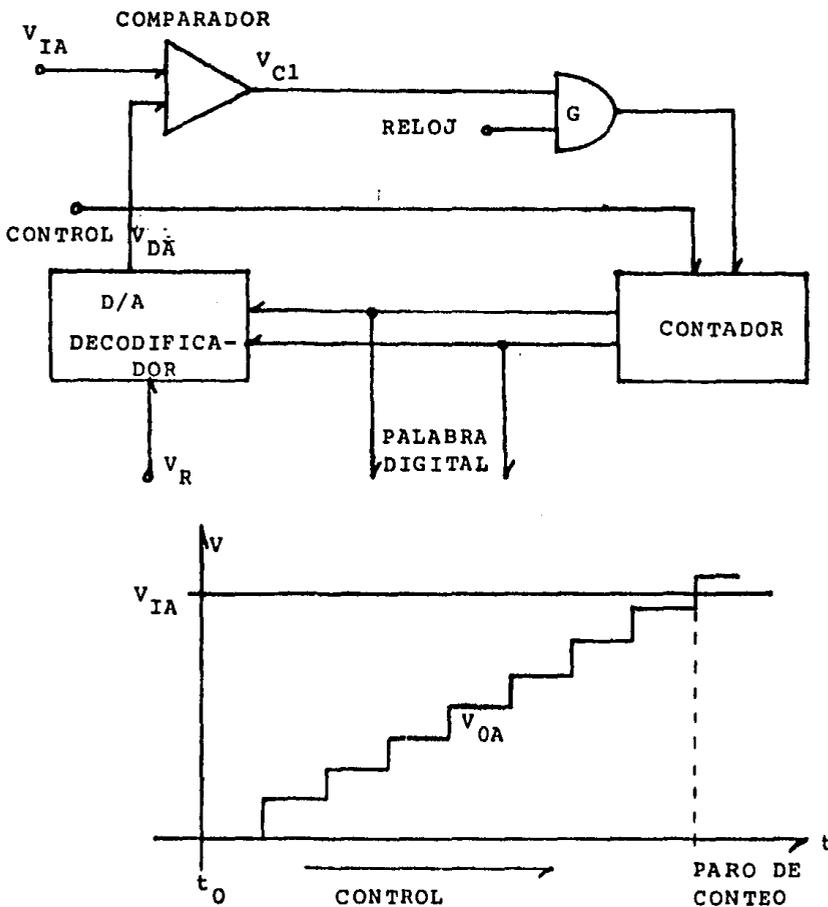


FIGURA II.12

Convertidor A/D por aproximaciones sucesivas: la conversión por aproximaciones sucesivas consiste, básicamente, en hacer una comparación del voltaje analógico de entrada V_{IA} , con

un voltaje de realimentación V_{OA} , el cual adquiere sucesivamente los valores analógicos correspondientes al bit más significativo ($V_R/2$) primero, después adquiere el valor del bit más significativo más el bit más próximo a este y así sucesivamente.

Cada vez que V_{OA} adquiere un valor $V_R/2$, $V_R/2+V_R/4$, - etc ..., se realiza la comparación y si la entrada analógica es mayor se pasa al siguiente valor y así hasta que V_{OA} sea mayor. En este momento, el último bit agregado a la entrada del decodificador D/A, es removido y la palabra digital equivalente al voltaje analógico de entrada aparece a la salida del convertidor. La figura II.13 muestra el circuito para este convertidor.

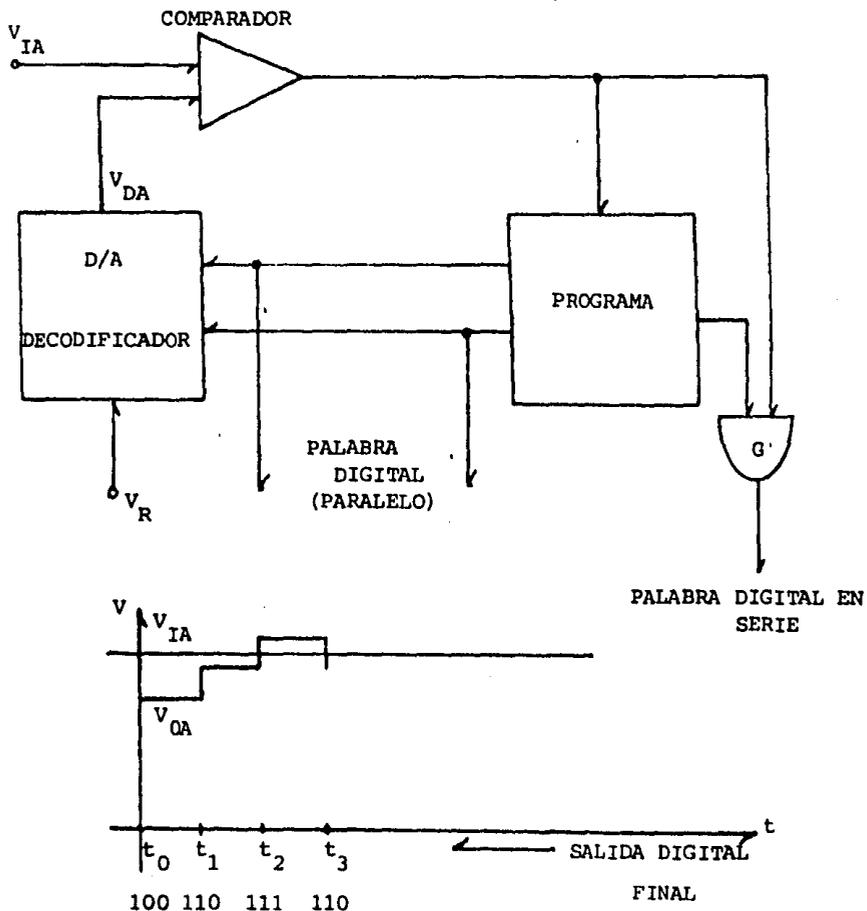


FIGURA II.13

Convertidor A/D simultáneo: el convertidor A/D simultáneo utiliza un comparador analógico, con una de sus entradas fija a un voltaje de referencia V_{RI} , para cada nivel de cuanti-

ficación en la palabra digital, como se muestra en la figura II 14. La otra terminal de todos y cada uno de los comparadores va a la entrada analógica. de esta forma se hace una comparación con cada uno de los niveles de cuantificación de la palabra digital. Las salidas de los comparadores van a una lógica digital de decodificación, para obtener así la palabra digital equivalente a la entrada analógica.

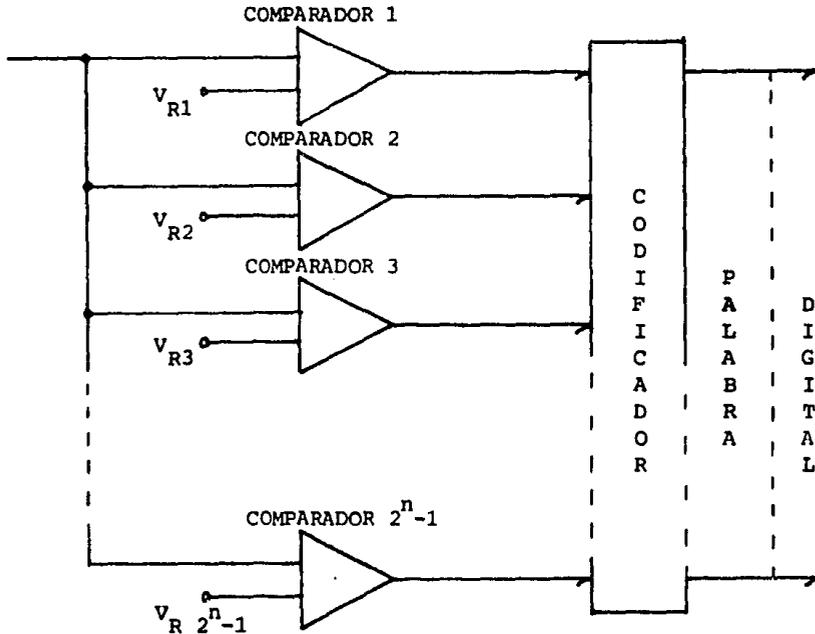


FIGURA II.14

Las especificaciones del convertidor A/D deberán ser compatibles con la señal que va a ser muestreada para lograr una reproducción fiel. Obviamente, no es deseable perder información que se encuentre contenida en la forma de onda original debido al muestreo. Los principales factores a considerar son los siguientes:

- 1.- Rango de voltaje de entrada del convertidor A/D
- 2.- Número de bits usados en la conversión
- 3.- Velocidad del muestreo

En un convertidor A/D, la entrada de voltaje analógico V_a es aproximada como una fracción binaria de un voltaje de

referencia V_R . Así la salida del convertidor, correspondiente al término digital D , viene dada por:

$$D = \frac{V_a}{V_R} = 2^{-1}b_1 + 2^{-2}b_2 + \dots + 2^{-n}b_n$$

donde (n) es la longitud del término digital en bits, (b_i) son los coeficientes de los bits binarios, y tienen un valor de "0" o "1".

Al codificar un voltaje analógico V_a en una salida binaria codificada, un voltaje V_R cuantifica dentro de cualquier número de niveles discretos separados por un bit menos significativo (LSB) del término digital. Esto nos lleva a una resolución finita o un error de cuantificación en el proceso de conversión A/D, el cual puede tener un valor máximo de $\pm 1/2$ (LSB) en términos de un voltaje analógico V_a menor o igual a V_R , esto conduce a un error de cuantificación de V_a , donde:

$$0 \leq \left| \Delta v_a \right| \leq \frac{V_R}{2^{n-1}}$$

Nótese que el error de cuantificación es inherente al proceso de codificación digital y por lo tanto está presente en cualquier convertidor A/D.

Durante el proceso de conversión, la entrada analógica V_a es muestreada y su contraparte digital es generada en un intervalo de tiempo finito después, debido al rango finito de conversión del convertidor A/D. Este tiempo, tomado para completar la conversión de una entrada analógica a un término digital se le llama tiempo de conversión.

La rapidez con que debe ser realizada la conversión A/D, está determinada por la frecuencia contenida en la entrada analógica y por la precisión de la conversión requerida, o por una combinación de ambos factores.

Para la segunda parte de este capítulo intitulada -- "Técnicas de conversión" enfocaremos la discusión alrededor del problema de audio que es el que nos ocupa.

II.2 TECNICAS DE CONVERSION

El convertidor A/D convierte una secuencia de señales analógicas muestreadas en una secuencia correspondiente de números binarios, hay muchas formas de realizar esto, como tratamos en el punto anterior, las implementaciones electrónicas son diversas, ahora trataremos las técnicas teóricas que pueden ser implementadas también electrónicamente con el fin de aclarar el vocabulario convencional utilizado posteriormente.

Las técnicas que a continuación describimos son:

- 1.- Modulación por codificación de pulsos lineal (PCM)
- 2.- Modulación por codificación de pulsos diferencial (DPCM)
- 3.- Modulación delta (DM)
- 4.- Modulación delta adaptiva (ADM)
- 5.- Modulación por codificación de pulsos diferencial adaptiva (ADPCM)

II.2.1 PCM LINEAL

Para la descripción de un sistema PCM partiremos de la figura II.15.

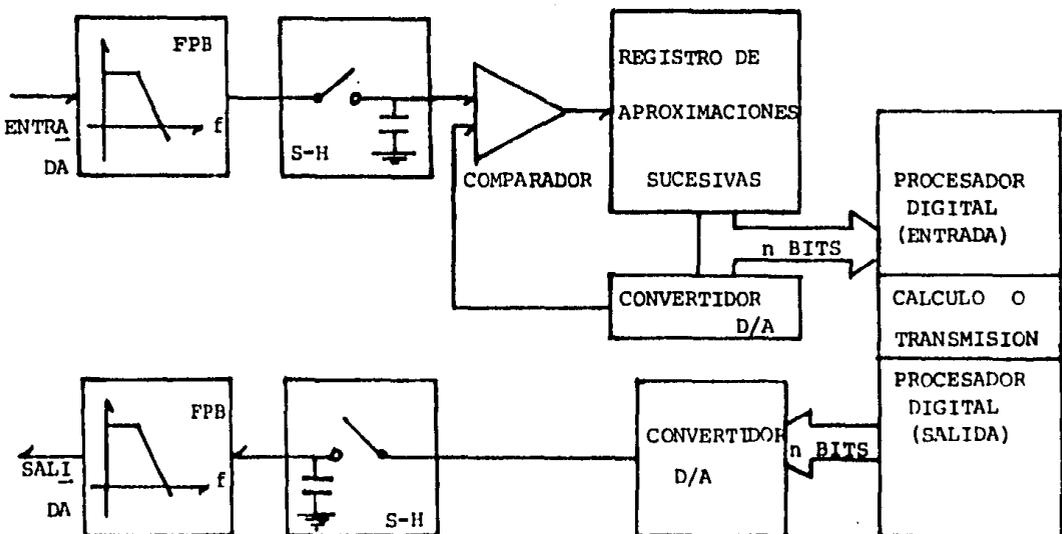


FIGURA II.15

La figura muestra el diagrama de bloques de un sistema de conversión analógico digital alimentando a un procesador digital; la salida del procesador alimenta a un sistema de conversión digital analógico. En la figura, FPB: filtro paso bajas para remover las componentes de frecuencia sobre la frecuencia de Nyquist; S-H: Sample and Hold para muestrear y mantener el valor muestreado constante durante la conversión; COMP: comparador analógico para comparar las señales de entrada con la aproximación del convertidor digital analógico; DAC: convertidor D/A con entrada de palabra digital y salida de señal analógica; SAR: registro de aproximaciones sucesivas el cual realiza la conversión; n-bits es la palabra digital correspondiente a la señal analógica, el procesador transforma la palabra de entrada digital a la palabra de salida en el caso de retraso el procesador puede ser una memoria.

Un convertidor lineal de n bits tiene 2^n niveles. El error de cuantificación de pico es la mitad de un nivel. En la presencia de señales de alto nivel y banda ancha el error de cuantificación puede ser modelado como una variable aleatoria con función densidad de probabilidad rectangular estadísticamente independiente de muestra a muestra, bajo estas condiciones el error de cuantificación es ruido blanco constante equivalente al ruido de fondo de los sistemas analógicos.

Rango dinámico: es la relación de la señal más grande (antes de distorsión por sobrecarga) a la señal mas pequeña (antes que sea enmascarada por el ruido). El rango dinámico es el sinónimo de la máxima relación señal a ruido (SNR) cuando el ruido aditivo es estacionario, para un convertidor es aproximadamente $6n$, donde (n) es la cantidad de bits empleados en la conversión.

Si la señal es de nivel bajo o de banda angosta, el error de cuantificación producido por la conversión es más una forma compleja de distorsión que ruido. Considere por ejemplo la conversión de una onda senoidal de bajo nivel centrada precisamente en el nivel de transición entre dos niveles de conversión y con una amplitud igual a un nivel. La señal cuantificada es una onda cuadrada la cual contiene una serie infinita de ar-

mónicas pares. En este caso al error de cuantificación produce un resultado análogo a la distorsión armónica en un sistema analógico.

En sistemas analógicos el porcentaje de distorsión armónica se incrementa incrementando el nivel de la señal y el sistema es perfectamente lineal para señales pequeñas. En el ejemplo anterior el paso de un nivel de cuantificación es como la acción de un limitador que captura los componentes de amplitud más altas, la degradación se incrementa con el decremento de la señal.

Las armónicas producidas por el error de cuantificación (ondas cuadradas producidas) pueden ser removidas por el filtro paso bajas de la entrada el cual remueve todas las componentes arriba de la frecuencia de Nyquist. Cuando dichas frecuencias se introducen después del filtro sus efectos no pueden ser removidos. Con una frecuencia de muestreo de 31 KHz, la quinta-armónica de una señal de entrada de 6 KHz produce una componente de 1 KHz y esto es un error. La presencia de estas armónicas de cuantificación causa un ruido poco placentero llamado ruido de granulación. La energía de cada armónica en la granulación permanece aproximadamente igual, las componentes extrañas desaparecen completamente en tanto la señal se hace de banda ancha.

Hay varias formas de evitar el ruido de granulación, la más común es aumentar el número de bits de modo que las armónicas estén bajo el nivel de percepción. Otra alternativa es hacer que el error de cuantificación varíe más o menos aleatoriamente de muestra a muestra, esto se logra añadiendo un ruido de muy bajo nivel a la señal que está siendo digitalizada para reducir la distorsión de orden más alto causada por la cuantificación de señales de audio de muy bajo nivel, a esta técnica se conoce como Dither y a dicho ruido como ruido Dither aditivo. Otra versión más simple del Dither con función densidad de probabilidad rectangular es ruido Gaussiano aditivo. Adicionalmente, las técnicas de conversión pueden ser usadas de modo que una oscilación cíclica con un límite inherente produzca un mecanismo Dither.

Un efecto similar ocurre cuando la señal de entrada - excede el nivel máximo del convertidor o del amplificador S-H, - la limitación resultante produce componentes de distorsión arriba de la frecuencia de Nyquist. Estas componentes traen como consecuencia un sonido como canto de pájaros técnicamente igual al ruido de granulación . Para evitar este problema la etapa de entrada del convertidor limita el máximo valor de la señal a 3 dB abajo del nivel máximo que puede ser convertido, el margen - se requiere ya que si una onda cuadrada pasa por el paso bajas tendrá un valor de pico más alto que la onda cuadrada original. También se pueden utilizar amplificadores para compresión o limitadores.

Otra forma en que ocurren los efectos de limitación- y cuantificación es cuando los convertidores A/D y/o D/A no tienen un espaciamiento uniforme o si el amplificador S-H tiene -- forma de perder una muestra, el efecto más pronunciado es el centro del rango de conversión el cual es la región activa de las señales de bajo nivel.

Todavía otro mecanismo produce ruido de pájaros a la salida del convertidor D/A . El amplificador de salida S-H -- usualmente tiene algún límite por slew-rate que produce una -- rampa de pendiente constante entre sucesivos valores de las muestras, el error entre la transición ideal y la transición -- pendiente constante es no lineal y se ha demostrado que es

$$\text{Error} = \text{sgn}(X_n - X_{n-1}) (X_n - X_{n-1})^2$$

donde X_n es el n ésimo tiempo de muestra de la señal analógica- del convertidor D/A. Este error puede ser evitado diseñando el S-H para que integre durante el período de muestreo produciendo transiciones lineales.

II.2.2 PCM DE PUNTO FLOTANTE

El rango dinámico del sistema de audio humano medido- en el laboratorio es aproximadamente de 130 dB , un rango más práctico es 90 dB. Esto sugiere que con 90 dB de rango dinámico para reproducción de tal material es suficiente. Si el material ha sido procesado de cualquier forma por medios analógicos con-

vencionales, 75 dB son suficientes.

Para 90 dB de rango dinámico y un ancho de banda de 17.5 KHz se pueden requerir palabras de 15 bits a una tasa de muestreo de 35 KHz tal convertidor debe tener una resolución de 300 micro volts y hasta 10 volts de rango y el bit más -- significativo debe alcanzar su nivel en menos de 2 micro seg. El rango dinámico no es un requerimiento de precisión, es el rango de niveles que deben ser representables en la palabra digitalizada. Se puede definir una nueva figura de mérito, la relación señal a ruido cuando el ruido se mide en presencia de la señal ($SNR_{ws}(S)$) esta definición indica que es una función de las propiedades del canal y de la señal, difiere de la definición de la relación señal a ruido la cual se mide en ausencia de señal, y se denota SNR_{ns} y es equivalente al rango dinámico y los términos se usan indistintamente

$$SNR_{ws}(S=Max) = SNR_{ns}$$

$$SNR_{ws}(S) \propto S$$

Con 60 dB en $SNR_{ws}(S)$ se puede mantener el ruido -- abajo del nivel de percepción para la mayoría del material -- con lo que la resolución del convertidor es de 10 bits aunque la SNR_{ns} sigue siendo de 90 dB. Usando la conversión de punto flotante puede alcanzarse esto.

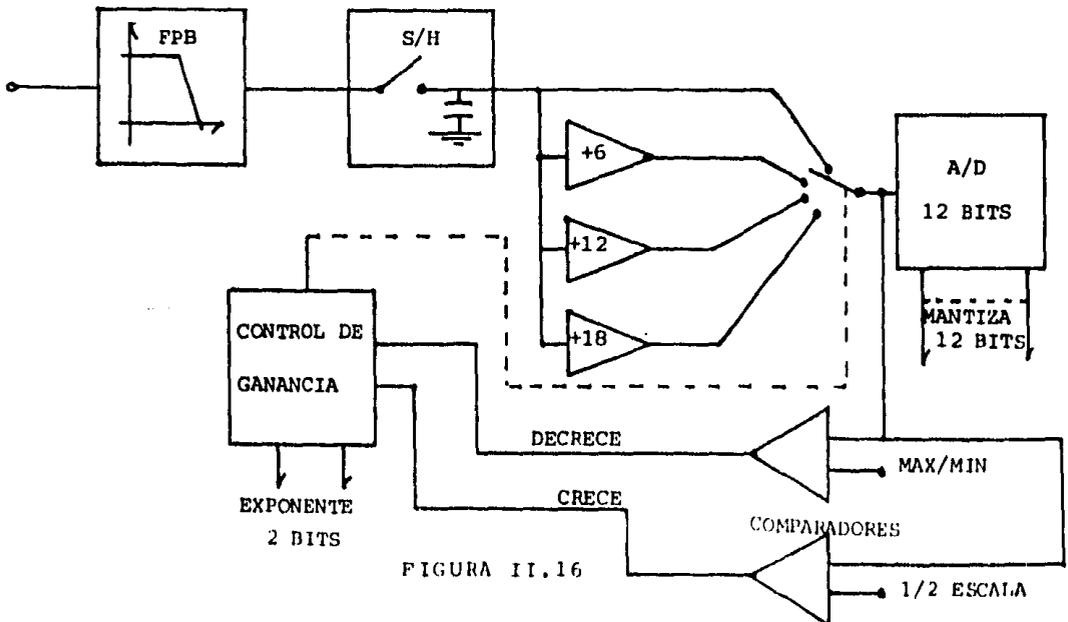


FIGURA II.16

En la figura II.16 se esquematiza la conversión de -- punto flotante. Refiriéndonos a la figura después del S-H y del filtro paso bajas se incerta una etapa de ganancia intercambia- ble. La etapa mostrada tiene cuatro ganancias fijas, 0 dB, 6 dB, 12 dB y 18 dB, el control de ganancia busca qué estado de ganancia maximiza el nivel de la señal a la entrada del convertidor- A/D sin producir sobrecarga. Un comparador prueba la señal para determinar si excede el rango del convertido si es así, la lógi- ca de control decrementa la ganancia hasta que deje de existir- la sobrecarga. Correspondientemente el control incrementa la ganancia si la señal es menor que media escala, en algunos sis- temas hay un retraso de 200 milisegundos antes de incrementar - la ganancia. Esto minimiza la selección y hace los requerimien- tos de precisión para el sistema menos severos sin introducir- ninguna degradación.

La palabra digital final se compone de dos partes, -- una mantiza de 12 bits y un exponente de 2 bits que puede ser fácilmente reconvertido a formatos binarios.

II.2.3 MODULACION DELTA

En la mudulación delta (DM), es la diferencia de ni- vel entre muestras la que se representa digitalmente. Esta cla- se de convertidor tiene la ventaja de que el diseño es extrema- damente sencillo, lo cual, a diferencia de PCM, prescinde de la lógica de aproximaciones sucesivas, amplificadores para S-H, -- filtros contra frecuencias extrañas, preescala, y componentes - de precisión. Sin embargo tal sistema puede alcanzar una SNR_{ns} de carga de 65 dB, la cual es bastante alta. Sin embargo, una desventaja de la modulación delta es que la tasa de transmisión de bits requerida es usualmente mucho más alta que la de PCM pa- ra un grado de calidad determinado. Por estas razones, DM es - atractiva para sistemas que no pueden tener asociado un alto -- costo con el almacenamiento o el procesamiento.

La forma más simple de un convertidor A/D es el modu- lador delta de un bit mostrado en la figura II.17 a cada inter- valo de tiempo, una decisión binaria se hace por la comparación

de la señal de entrada con una aproximación almacenada proveniente de la muestra previa. Si la señal de entrada es más positiva que la aproximación almacenada, un incremento fijo positivo se añade a la aproximación.

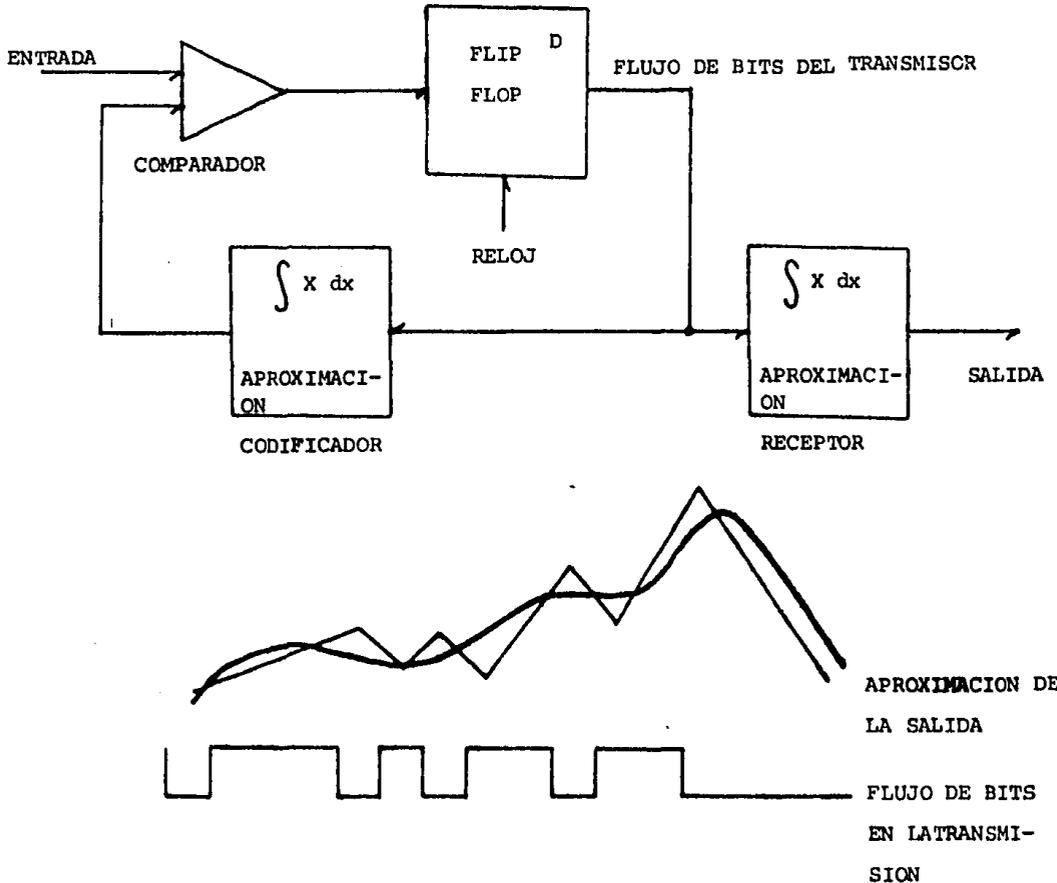


FIGURA II.17

Inversamente, si la señal de entrada es más negativa que la muestra previa, se suma un incremento negativo. El proceso se repite a periodos sucesivos de muestreo, dando la aproximación más cercana al valor de la señal de entrada continuamente. La precisión de la aproximación es un resultado directo, del valor del incremento usado. El dato digital de un bit usado para crear la aproximación en el codificador puede también ser

transmitida y usada para regenerar la misma aproximación en un decodificador remoto.

La conversión de un bit único exhibe dos tipos de degradación de la señal. Cuando la señal de entrada se incrementa rápidamente, la aproximación no puede seguir a la entrada, porque la tasa máxima de cambio a la salida es sólo de un incremento por periodo de muestreo. Esto produce una limitación por slew-rate o sobre carga de pendiente, o bien recorte del primer derivativo. El segundo tipo de degradación consiste en un error grueso para señales más pequeñas que un solo escalón positivo o negativo. Esto produce una cacería u oscilación alrededor del valor correcto, y corresponde al ruido de cuantificación del -- convertidor PCM; también se la designa como ruido de granula -- ción.

La calidad del convertidor de un bit esta determinada por la frecuencia de muestreo, y por consiguiente por la tasa de bits. Para un tamaño dado de escalón, que produce un ruido de granulación dado, la señal máxima es una función de ambos -- (slew-rate y la frecuencia de la señal). Doblar la frecuencia de muestreo dobla el slew-rate y dobla la señal máxima a una frecuencia dada. Alternativamente el slew rate puede mantenerse fijo y el tamaño de los escalones, decrementado por un factor de dos, de este modo se divide el ruido de granulación. Dependiendo de la estadística de la señal de entrada se puede encontrar un tamaño de escalón óptimo que maximice la relación señal a -- error. Como siempre, en este tipo de cálculo, la sobre carga de pendiente y la granulación se combinan como una sola medida de error. La percepción de la sobre carga de pendiente parece estar más cercanamente relacionada a la energía en el error derivativo para señales de voz, más que la energía en el error de la señal. Además la sobre carga de pendiente ocurre en la presencia de energía de alta frecuencia, la que tiende a enmascarar la audibilidad de los productos de distorsión. El ruido de granulación por otro lado, está presente siempre que la señal se hace pequeña.

Un criterio para un sistema de música es su rango di-

námico, usualmente la SNR_{ns} medida a un kilohertz, esta frecuencia es frecuentemente usada para representar al máximo estado estable fundamental de una nota musical. Componentes de frecuencia más alta están presentes como las armónicas de menor amplitud de una fundamental, o en los transitorios de instrumentos percisivos. Puede demostrarse que la SNR_{ns} para un simple modulador delta de un bit viene dada por

$$SNR_{ns} = \frac{0.2 (f_0)^{1.5}}{f_s (W)^{0.5}}$$

donde f_0 es la frecuencia de muestreo, f_s es la frecuencia de la señal de una onda senoidal, y W el ancho de banda sobre el cual el ruido se mide. Una frecuencia de muestreo de 500 KHz la cual produce una tasa de datos de 500 Kbits por segundo, codifica una onda senoidal de 1 KHz con una relación señal a ruido (sin señal) de 50 dB en un ancho de banda de 14 KHz. Notamos que esta realización es considerablemente peor que la de los convertidores PCM discutidos anteriormente, la causa de la diferencia se encuentra fácilmente. Con modulación delta, doblar la tasa de bits (frecuencia de muestreo) produce sólo un incremento de 9 dB en la SNR_{ns} , mientras que doblar el número de bits en un convertidor PCM produce un incremento exponencial en la SNR_{ns} (doblándose en la escala de decibeles). Así donde se requiere una alta SNR_{ns} , el modulador delta no es la decisión óptima

Esto puede entenderse notando que el doblar la frecuencia de muestreo sólo permite para un tamaño de escalón dado, una reducción por un factor de dos (6 dB) y una duplicación del ancho de banda sobre el cual, el ruido de cuantificación se distribuye (3 dB de decremento en la densidad de energía). La frecuencia de muestreo de tal sistema de modulación delta, debe ser de varios megahertz para producir una calidad de audio aceptable, con el acompañamiento de una alta tasa de bits. A tasas bajas de muestreo, y debido a la baja SNR_{ns} , el modulador delta lineal es finalmente tan bueno como el convertidor clásico PCM. Es por tanto, más apropiado para transmisión de voz de calidad telefónica que para audio de alta calidad.

En vez de usar un sólo integrador o filtro paso bajas

para el circuito de aproximación en la figura II.17 un integrador de segundo orden puede ser usado, en este caso, la SNR_{ns} -- viene dada por

$$SNR_{ns} = \frac{0.026(f_0)^{2.5}}{f_s(W)^{1.5}}$$

donde f_0 es la frecuencia de muestreo, f_s la frecuencia de la señal, y W el ancho de banda sobre el cual el ruido de cuantificación se mide. Usando la misma frecuencia de referencia de -- 1 KHz y un ancho de banda de 14 KHz, la SNR_{ns} se incrementa des de cerca de 50 dB hasta cerca de 65 dB. Esta mejora no se obtiene sin incurrir en ciertos problemas nuevos. Uno es, que el comportamiento del ruido se influenciá ahora fuertemente por -- inestabilidades potenciales. Esto es por el retraso entre las muestras además del corrimiento en fase introducido por la integración de segundo orden, que puede resultar en más de 180° de corrimiento a no ser que se ejerza especial cuidado en el diseño.

El comportamiento de sobrecarga del sistema de segundo orden consiste en un recorte en el segundo derivativo en vez de en el primero. Así que la máxima señal permitida debe decre-- mentarse 12 dB por octava para evitar la distorsión. La tendencia a producir distorsión audible se incrementa sustancialmente ya que la energía de alta frecuencia en las señales de música , no se decremента muy rápido con el incremento de la frecuencia. Algo del rango dinámico extra ganado por el integrador de segun do orden se pierde así, porque la señal de entrada debe ser lle vada a un nivel más bajo para evitar una alta probabilidad de sobrecarga del segundo derivativo.

Algunas mejoras adicionales pueden alcanzarse por un cuidadoso conformado de las características del lazo. Un fil tro de compensación de lazo que opera en la señal de error pue de ser añadido directamente antes de la decisión de un bit. Tam bién el comportamiento transitorio del sistema está algo corrom pido, el ruido se reduce cerca de 8 dB con esta técnica.

El modulador delta de segundo orden descrito, proba--

blemente sea aceptable para muchas aplicaciones de audio para consumo.

II.2.4 MODULACION DELTA ADAPTIVA

El modulador lineal delta produce un ruido constante, el cual resulta en una SNR_{ws} que es máxima sólo para señales -- máximas. En tanto la señal decrece, la SNR_{ws} también decrece -- por el mismo factor, tal es el caso para todos los convertido-- res A/D no comprimidos. El modulador delta puede incorporar una versión del algoritmo de punto flotante, lo que incrementa la SNR_{ns} dramáticamente sin necesidad de incrementar la frecuencia-- de muestreo o la tasa de bits.

En el sistema mostrado en la figura II.18 el tamaño -- del escalón se incrementa o decrementa como una función del com-- portamiento de la señal. Para señales que se incrementa en ni-- vel rápidamente, el tamaño del escalón se incrementa para evi-- tar la limitación por *slew-rate*, para señales pequeñas, el tama-- ño del escalón se decrementa correspondientemente para minimizar-- el ruido de granulación. El desempeño se determina por el algo-- ritmo específico para el incremento y decremento del tamaño del escalón, así como el rango de los cambios del tamaño del esca-- lón. Para el decodificador para recuperar la señal correctamente -- el algoritmo para adaptación del escalón debe derivarse del -- flujo de bits digital que recibe, y no de la señal de entrada.-- Lógicamente las decisiones en cuanto a cuándo y cuánto cambiar-- el tamaño del escalón deben en consecuencia estar basadas en -- los resultados de decisiones previas .

En la realización más simple, tal algoritmo de deci-- sión puede usar únicamente los valores actual y previo. Si am-- bos tienen el mismo signo, el tamaño del escalón se incrementa-- por un factor "P" . Si no (es decir si los signos consecutivos-- se alternan entre mas y menos), el tamaño del escalón se decre-- menta por un factor "Q", La condición para estabilidad en tal sistema viene dada por:

$$PQ \leq 1$$

a medida que PQ se incrementa más allá de uno, la inestabilidad

resulta en un rápido incremento en el ruido. Para PQ entre --- 0.8 y 1, la SNR_{ws} permanece aproximadamente constante. Usando - señales de voz, se ha establecido que los valores óptimos son $P = 1.5$ y $PQ = 1$

Cuando la optimización se basa en una medida de la - energía del error, un conjunto de medidas en pruebas de escucha- sugieren un óptimo de $P = 1.2$. Esto aparentemente surge a -- causa de que los sujetos prefieren la distorsión por sobrecarga a el ruido de granulación, afortunadamente, una selección de - $P = 2$ y $Q = 0.5$ no produce una degradación seria, así que este par de vaores es particularmente conveniente para una im- plementación.

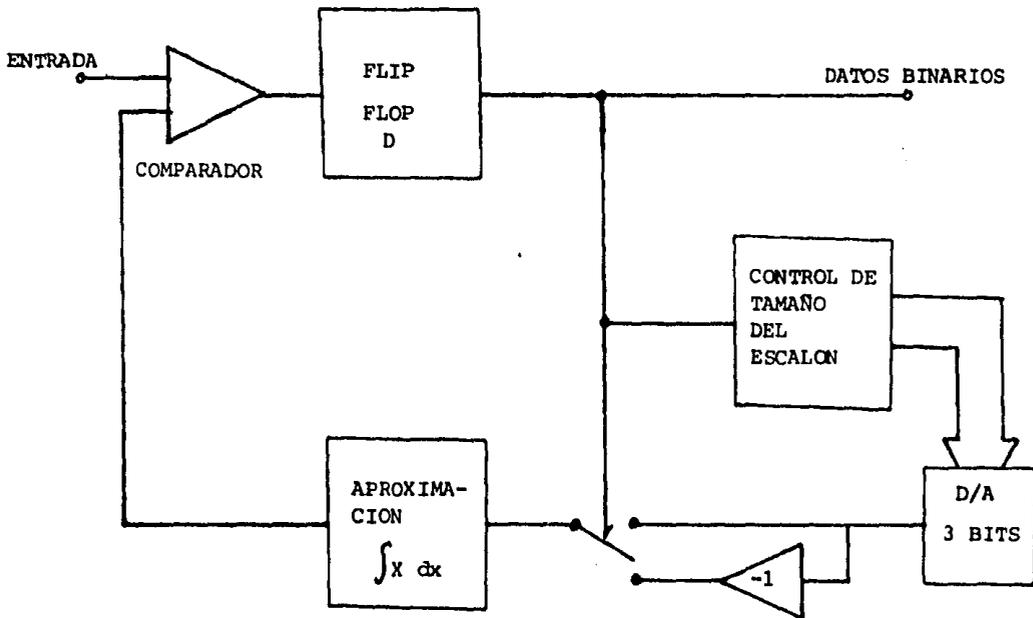


FIGURA II.10

Este algoritmo puede ser considerado un tanto primitivo, ya que se considera presente la sobrecarga de pendiente cuando dos decisiones consecutivas han tenido el mismo signo y se considera ruido de granulación presente cuando tienen signos alternos. Una mejora adicional en el desempeño puede obtenerse de hecho por el uso de más de una decisión previa en el cálculo -- del nuevo tamaño del escalón. Uno de tales algoritmos, usando 6 bits previos de información en vez de uno, ha sido aplicado para incrementar la SNR_{ws} alrededor de 8 dB. El número de decisiones previas que deben ser usadas es una función marcada de la relación entre la señal y la frecuencia de muestreo. Con una frecuencia de muestreo de 500 KHz, la cual puede generalmente aproximarse por una rampa constante, o, en el peor de los casos por una parábola.

En una versión de la técnica DM adaptiva, una dirección básica se deriva del flujo de bits, un uno binario representa continuidad en la misma dirección, y un cero significa que no hay cambios. Aunque no mucho trabajo se ha hecho con este tipo de convertidor para audio de alta calidad, los resultados -- hasta ahora reportados sugieren que un sistema de modulación -- delta barato puede ser construido teniendo una tasa de bits no mayor que aquella del convertidor PCM clásico.

Experimentos llevados a cabo sugieren que una SNR_{ws} de 70 dB a 1KHz puede ser asequible sobre un ancho de banda de 15 KHz. La SNR_{ns} la cual se determina por el rango de tamaño de los escalones fue de 96 dB en un caso.

Un flujo de bits serial es muy difícil de usar para aplicaciones distintas al almacenamiento o la transmisión. Para procesar una señal en esta forma, la señal modulada en delta debe ser decodificada a el formato binario estandar. El modulador-delta no adaptivo, en contraste, puede ser procesado directamente. Normalmente es filtrado por paso bajas digitalmente para -- remover el ruido arriba de la banda de audio y entonces se remuestrea, estas muestras son equivalentes a la salida de un convertidor ordinario.

II.2.5 PCM DIFERENCIAL ADAPTIVO

Combina las propiedades del modulador delta (diferenciales) y la representación binaria del PCM. Se forma reemplazando el bit de decisión-error con una representación multibit. Por ejemplo, tomando 3 bits para el error si usamos uno como signo tenemos 4 diferentes situaciones, lo que se hace es asignar un factor de escala para cada uno de estos rangos para cambiar adaptivamente el tamaño del escalón. Para voz estas cuatro escalas serían 0.0, 0.9, 1.25, y 2.0

Un ADPCM de 4 bits es mejor que un PCM-LOG de 6 bits pero peor que un PCM-LOG de 7 bits. Para señales de voz, el ahorro de bits es del 40%

Un ADPCM de 4 bits en un ancho de banda de 2.8 KHz tiene una SNR_{ws} de 20 dB, para una onda senoidal de 800 Hz. Para música se puede extender con un factor de 9 dB por octava para incrementar la tasa de muestreo y el $W^{0.5}$ para incrementar el ancho de banda. Un ADPCM de 8 bits a una frecuencia de muestreo de 50 KHz debe tener 64 dB de SNR_{ws} a 800 Hz y sobre un ancho de banda de 15 KHz. La tasa de bits es 0.4 megabits por seg. y es comparable o mejor que un PCM de 10 bits de punto flotante muestreado a 35 KHz con dos bits de nivel de escala.

II.3 CONCLUSION

La rapidez con que debe ser realizada la conversión -- A/D está determinada por la máxima frecuencia contenida en la señal de entrada analógica y por la precisión requerida por la conversión, básicamente se debe responder a las preguntas ¿Cuántos bits? y ¿Cuál es la frecuencia de muestreo?

El voltaje de referencia determina la amplitud de la señal que puede ser cuantificada. Esto puede hacer necesario un elemento de acoplamiento entre la señal analógica y el convertidor para lo que es posible usar un limitador para evitar distorsiones por sobrecarga.

Cada convertidor tiene un cierto tiempo de respuesta, tomando en cuenta las conclusiones del capítulo I se requiere que dicho tiempo permita al menos, tasas de 40 KHz a la cantidad de bits que se determinen. Dependiendo del tiempo de respuesta del convertidor, se elegirá el circuito muestreador ya que este sostiene el valor de la muestra en tanto dura la conversión, además, debe de soportar la tasa de información requerida.

Es necesario hacer un filtrado previo de la señal, -- antes de hacer la conversión, de modo que el convertidor reciba una señal limitada en banda, con esto se evitan las frecuencias extrañas. Es posible hacer este filtrado después de la conversión pero entonces el filtro digital necesario ocupará memoria y tiempo de procesamiento, a cambio, podríamos tener un filtrado de mejor calidad que el de un filtro analógico colocado -- antes de hacer la cuantificación, si optamos por el filtro analógico, éste será más económico y se puede tener una calidad -- suficiente para no introducir mucha degradación.

finalmente:

1. Tanto el convertidor A/D como el D/A deben ser de entre 12 y 16 bits.
2. La técnica de conversión para el convertidor A/D -

es recomendable que sea PCM lineal a 16bits, ----
siendo también util la PCM adaptiva a 14 bits y la
delta a 12 bits

3. El tipo de convertidor A/D puede ser de aproximaciones sucesivas o directo, este último también se --
conoce como flash, ya que existen comercialmente--
convertidores de estos tipos que alcanzan los re--
querimientos.
4. La frecuencia de muestreo debe ser la de Nyquist, -
esto es, 40 KHz. Es bueno que la frecuencia de muesg
treo sea superior a esto, digamos de unos 50 KHz.
5. Como tratamos con un sistema de audio, debemos con-
siderar el añadir la característica estereofónica, -
esto llevaría la frecuencia de muestreo a 80 KHz -
(100 KHz), si se implementa esta opción se necesi-
tará un convertidor más costoso, mas memoria y un
procesador más rápido, además de un mecanismo para
determinar a que canal pertenece alguna cierta pa-
labra. Sin embargo existen convertidores que satisu
facen los requerimientos.
6. El circuito muestreador debe operar en el rango de
entrada del convertidor A/D. Si se usa un circuito
limitador este también debe operar en el rango del
convertidor. Los dos circuitos de los que aqui ha-
blamos además de los convertidores A/D y D/A pue--
den ser compartidos en el caso de que se opte por
la versión estereofónica.
7. En cuanto a los convertidores D/A no hay inconve--
nientes, existen comercialmente muchos que satisfu
cen los requerimientos.

III. PROCESAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES

III.1 INTRODUCCION

III.2 RESPUESTA EN FRECUENCIA

III.2.1 Op. en Sist. de Tiempo Discreto

III.2.2 Formas de Realización Directa

III.2.3 Formas de Realización Paralela y en Cascada

III.2.4 Respuesta en Frecuencia en el estado estable

III.3 TRANSFORMADAS DE FOURIER

III.3.1 Introducción

III.3.2 Formas de la Transformada de Fourier

III.3.2.1 Tiempo Continuo y Frecuencia Continua

III.3.2.2 Frecuencia Discreta y - - Tiempo Discreto

III.3.2.3 Tiempo Discreto y Frecuencia Continua

III.3.2.4 Tiempo Discreto y Frecuencia Discreta

III.4 TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA

III.5 TRANSFORMADA DE FOURIER RAPIDA (FFT)

III.5.1 Algoritmos para FFT

III.6 FILTROS DIGITALES

III.6.1 Consideraciones Generales

III.6.2 Respuesta al Impulso Infinita (IIR)

III.6.3 Respuesta al Impulso Finita (FIR)

III.6.3.1 Método de las Series de Fourier

III.6.3.2 Funciones de Ventana

III.- PROCESAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES

III.1.- INTRODUCCION

Como principio discutiremos algunos términos comunes-- que se usarán.

Una señal analógica es una función que se define sobre un rango continuo de tiempo y en la cual la amplitud puede asumir un rango continuo de valores. Ejemplos comunes son la función senoidal la función escalón, la salida de un micrófono, etc. El término analógico se originó aparentemente en el campo del cálculo analógico en el cual los voltajes y las corrientes se usaban para representar variables físicas pero el término se ha extendido en su uso.

Una señal de tiempo continuo es una función que está definida por un rango de tiempo continuo, pero en la cual la amplitud puede tener tanto un rango continuo de valores o un número finito de posibles valores. En este contexto, una señal analógica puede considerarse como un caso especial de una señal de tiempo continuo. En la práctica, sin embargo, los términos analógico y de tiempo continuo se intercambian casualmente en el uso y frecuentemente se usan para significar la misma cosa. Debido a la asociación del término analógico con analogías físicas, una afirmación de preferencia se hace por el término de tiempo continuo, por claridad el término analógico se usa particularmente cuando se relaciona con el término digital.

El término cuantificación describe el proceso de representar una variable por un conjunto de valores distintos. Una variable cuantificada es una que puede asumir únicamente valores distintos.

Una señal de tiempo discreto es una función que está definida únicamente en un conjunto particular de valores de tiempo. Esto significa que la variable independiente tiempo es

tá cuantificada. Si la amplitud de una señal de tiempo discreto se permite que asuma un rango continuo de valores, la función se dice que es una señal de datos muestreados. Una señal de datos muestreados puede provenir del muestreo de una señal analógica a valores de tiempo discretos.

Una señal digital es una función en la cual tanto el tiempo como la amplitud están cuantificados. Una señal digital puede siempre ser representada por una secuencia de números en los cuales cada número tiene un número finito de dígitos.

Los términos de tiempo discreto y digital frecuentemente se intercambian en la práctica y frecuentemente se usan para significar la misma cosa. El término de tiempo discreto se usará con más frecuencia en el seguimiento de desarrollos teóricos y el término digital se usará con más frecuencia en las realizaciones hardware o software.

Un sistema lineal es uno en el cual los parámetros del sistema no dependen de la naturaleza o del nivel de la excitación de entrada. Esta afirmación es equivalente al hecho de que se aplique el principio de superposición. Un sistema lineal puede ser descrito por ecuaciones diferenciales o en diferencias lineales. Un sistema lineal invariante en el tiempo es uno en el cual los parámetros están fijos y no varían con el tiempo.

Un sistema agrupado es uno que está compuesto de una cantidad finita de elementos no cero que satisfacen relaciones en ecuaciones diferenciales o en diferencias ordinarias (en oposición a sistemas distribuidos que satisfacen relaciones en ecuaciones diferenciales parciales).

El proceso por el cual se alcanza el procesamiento de señales digitales se ilustra en la figura III.1 donde se asume que la señal varía de 0 a 7 vol. en 8 posibles valores en incrementos de 1 vol. La figura III.2 muestra algunas de las formas

de ondas de interés. La señal se lee a intervalos de "T" segundos por un muestreador. Estas muestras deben entonces cuantificarse a uno de los niveles estandar. Este proceso para la señal se ilustra en la figura III.2a y III.2b, los pulsos que representan la señal se han hecho angostos para ilustrar el hecho de que otras señales pueden incertarse o multiplexarse en el espacio vacío. Estos pulsos pueden entonces representar se por números binarios como se ilustra en III.2c.

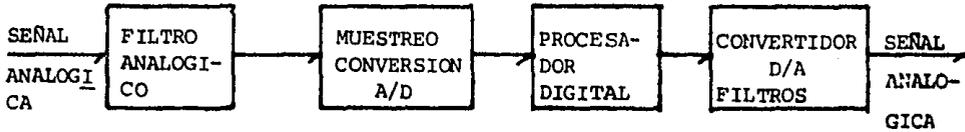
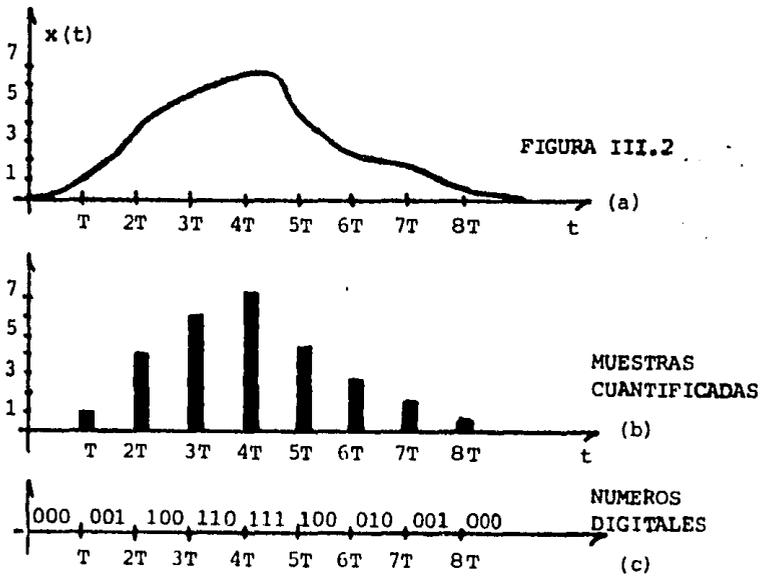


FIGURA III.1



El proceso por el cual una muestra analógica se cuantifica y se convierte a un número binario se llama conversión analógica-digital. La señal puede ser procesada por una computadora de propósito general o una unidad diseñada específicamente para este propósito que realice las funciones aritméticas de suma, resta, multiplicación, etc. y adicionalmente tenga capacidades de lógica y almacenamiento.

A la salida del procesador, la señal digital puede ser convertida nuevamente a su forma analógica. Esto se hace por el proceso de conversión digital-analógica. En este paso, los números binarios se convierten sucesivamente primero a pulsos de tiempo continuo. Los espacios entre los pulsos se llenan por un filtro de reconstrucción. Este filtro puede consistir de un circuito de retención, el cual retiene el valor de un pulso entre muestras sucesivas. En algunos casos el circuito de retención puede diseñarse para extrapolar la señal entre puntos sucesivos, adicionalmente un filtro básico de tiempo continuo puede emplearse para suavizar la curva entre puntos.

Para el procesamiento de la señal hay dos herramientas importantes, los filtros digitales y la transformada del Fourier rápida.

Un filtro digital es un proceso de cálculo en el que una secuencia de números de entrada se convierten en una secuencia de números de salida que representan la alteración de los datos en alguna manera prescrita. Un ejemplo común es el proceso de filtrar cierto rango de frecuencias en una señal mientras se rechazan todas las otras frecuencias. En el caso clásico del tiempo continuo el filtrado se hace eligiendo inductores capacitores y resistores arreglados para proveer las características de transferencias requeridas. Sin embargo, en el caso digital, esto puede alcanzarse en el proceso por la suma multiplicación de constantes y retrasos digitales.

El segundo método que consideraremos es el del concepto de la transformada de Fourier rápida. Con esta aproximación, el espectro de señales que contienen muchos miles de puntos de muestra puede alcanzarse en cosa de milisegundos. De hecho, se ha hecho posible filtrar señales por una transformación usando la transformada de Fourier rápida, haciendo la alteración numérica del espectro, e invirtiendo la transformada de Fourier rápida.

III.2.- RESPUESTA EN FRECUENCIA

La realización de un sistema de tiempo discreto consiste en la determinación de una distribución física de una combinación de operaciones aritméticas y de almacenamiento que pueden producir la función de transferencia o la ecuación en diferencias dadas. El resultado final puede eventualmente ser una realización en software tal como un programa en computadora o puede ser una realización hardware que envuelva circuitería digital.

III.2.1- OPERACIONES EN SISTEMAS DE TIEMPO DISCRETO. La meta es llegar a la realización de un diagrama que provea la distribución de las funciones requeridas en el procesamiento de la señal. El diagrama de realización puede usarse para un diseño -- tanto hardware como software. Mostramos una tabla que representa analíticamente y gráficamente las operaciones que se usan.

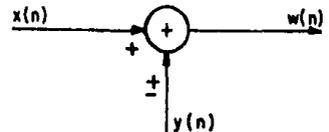
RETRAZO UNITARIO

$$y(n) = x(n-1]$$



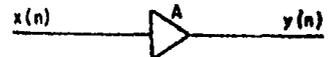
SUMADOR RESTADOR

$$w(n) = x(n) \pm y(n)$$



MULTIPLICADOR POR CONSTANTES

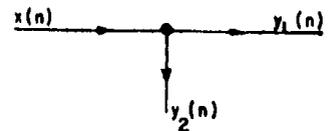
$$y(n) = Ax(n)$$



OPERACION DE RAMIFICACION

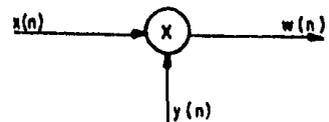
$$y_1(n) = x(n)$$

$$y_2(n) = x(n)$$



MULTIPLICADOR DE SEÑALES

$$w(n) = x(n) y(n)$$



III.2.2.- FORMAS DE REALIZACION DIRECTA.

Consideremos que la función de transferencia de interés sea

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^k a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^k b_i z^{-i}} = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (1)$$

La primera aproximación será diseñar con el método de la forma directa uno la ecuación en diferencias correspondiente a la ecuación (1), y viene dada por

$$y(n) = \sum_{i=0}^k a_i x(n-i) - \sum_{i=1}^k b_i y(n-i) \quad (2)$$

La implementación directa de esta ecuación está en la figura III.3 Note que las operaciones de retraso a la izquierda proveen sucesivamente valores corridos de X_n mientras éstos a la derecha proveen los valores comparables de Y_n . Una desventaja de la forma directa uno es que se pueden requerir hasta $2k$ elementos de retraso u operaciones para un sistema de orden k -ésimo.

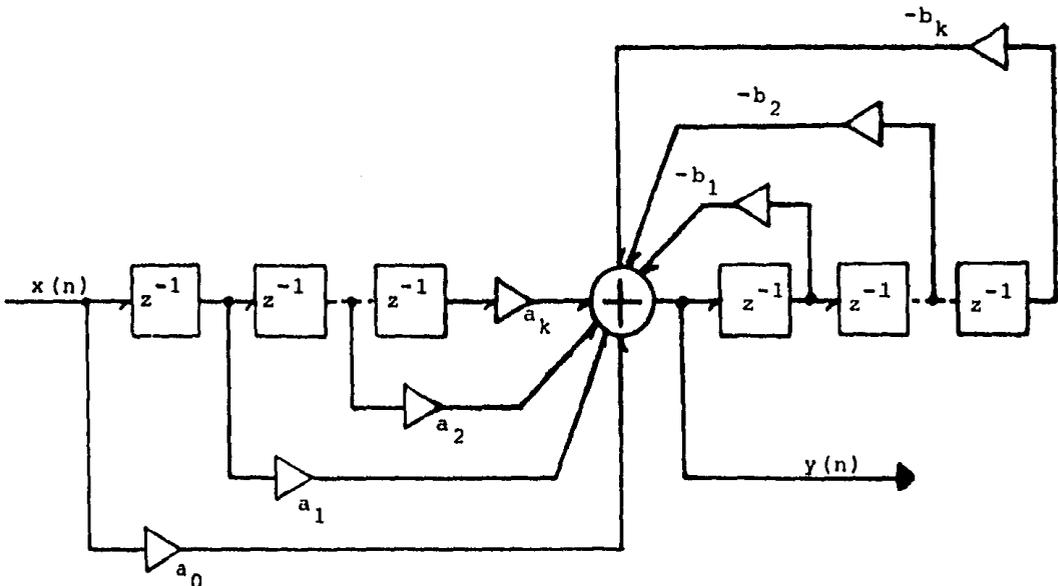


FIGURA III.3

La segunda aproximación será diseñar con el método de la forma directa dos. Este método se entiende mejor manipulando $H(z)$ en forma diferente. Empezamos con

$$y(z) = H(z)X(z) = \frac{N(z)X(z)}{D(z)} \quad (3)$$

y definimos una nueva variable $W(z)$ por la ecuación

$$W(z) = \frac{X(z)}{D(z)} \quad (4)$$

y se sigue de (3) y (4) a

$$Y(z) = N(z)W(z) \quad (5)$$

Las transformadas inversas de (4) y (5) se pueden expresar -- como:

$$W(n) = x(n) - \sum_{i=1}^k b_i w(n-i) \quad (6)$$

$$y(n) = \sum_{i=0}^k a_i w(n-i) \quad (7)$$

La distribución de la realización de la forma directa dos se muestra en la figura III.4. La variable $w(n)$ representa la salida del primer sumador a la izquierda. Moviéndonos a la derecha, la salida del primer elemento de retraso representa a $w(n-1)$ la salida del segundo elemento representa a $w(n-2)$, etc. Las relaciones (4) y (6), se ven mejor desconectando momentáneamente todos los caminos hacia adelante a b_i . Los valores de $w(n-i)$ se multiplican por los coeficientes b_i y se

suman para formar $w(n)$ de acuerdo con (6). La conexión de los caminos hacia adelante no cambian esta relación ya que estos caminos simplemente censan los valores a la salida de los elementos de retraso sucesivos, multiplican estos valores por las constantes apropiadas y los suman a la salida para dar $y(n)$. La suma de todos los caminos hacia adelante puede ser vista como para satisfacer las condiciones (5) y (7). Nótese que el método de la forma directa dos requiere únicamente k elementos de retraso u operaciones para un sistema de orden k -ésimo.

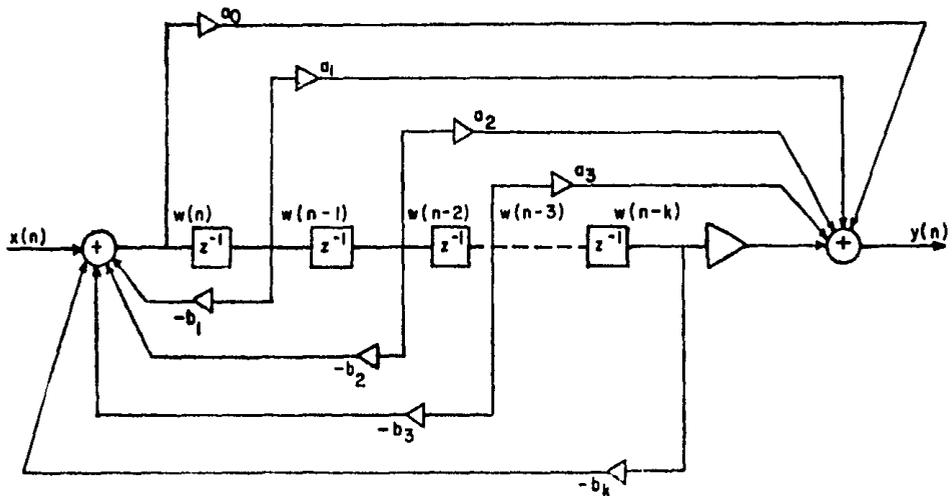


Figura III.4

III.2.3.- FORMAS DE REALIZACION PARALELA Y EN CASCADA. Discutiremos dos métodos de descomposición que permiten que las funciones de transferencia complejas se realicen en términos de varias funciones más simples, de esta manera un sistema puede ser hecho para ser menos sensitivo a las impresiones de los coeficientes.

La forma canónica en cascada o forma serial se obtiene por la descomposición de $H(z)$ en el producto de varias funciones de transferencia más simples como en (8)

$$\begin{aligned}
 H(z) &= a_0 H_1(z) H_2(z) \dots H_n(z) \\
 &= a_0 \prod_{i=1}^n H_i(z)
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

en la mayoría de los casos las funciones de transferencia individuales se escogen que sean secciones de primer orden o de segundo orden. Una sección de primer orden tendrá la forma

$$H_i(z) = \frac{1 + a_{i1}z^{-1}}{1 + b_{i1}z^{-1}}
 \tag{9}$$

Una sección de segundo orden tendrá la forma

$$H_i(z) = \frac{1 + a_{i1}z^{-1} + a_{i2}z^{-2}}{1 + b_{i1}z^{-1} + b_{i2}z^{-2}}
 \tag{10}$$

Note que si se desea emplazar cualquier coeficiente a_{i0} en cualquiera de las secciones individuales la constante de ganancia total en (8) puede no ser a_0 .

La distribución general de una realización en cascada se muestra en la figura III.5 Las secciones individuales pueden ser realizadas por cualquiera de los métodos directos. Las típicas formas de estas secciones se ilustran en la figura III.6 usando la forma directa dos en cada caso.

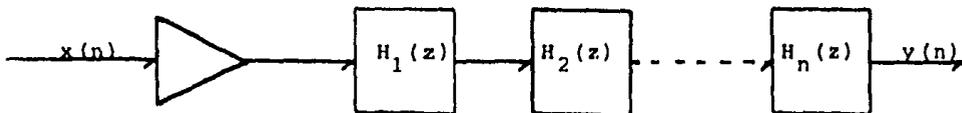


FIGURA III.5

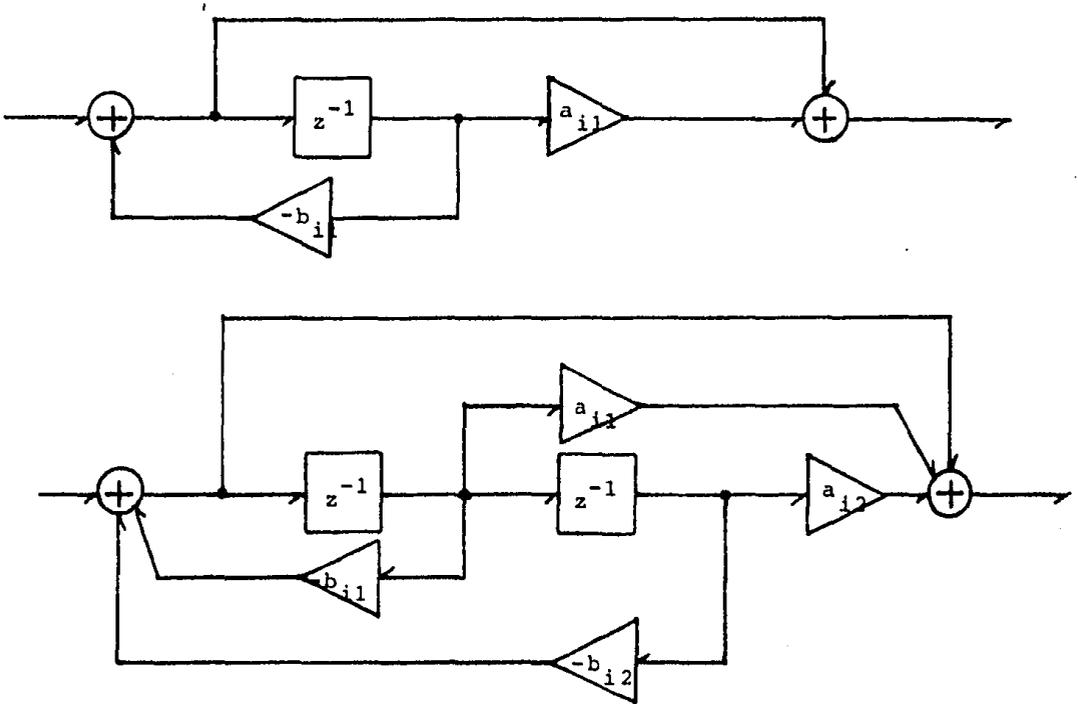


FIGURA III.6

La forma canónica paralela se obtiene con la descomposición de $H(z)$ en la suma de varias funciones de transferencia más simples de primero o segundo orden y una constante -- como se expresa por

$$\begin{aligned}
 H(z) &= A + H_1(z) + H_2(z) + H_r(z) \\
 &= A + \sum_{i=1}^r H_i(z)
 \end{aligned} \tag{11}$$

por la presencia del término constante en (11) una sección de primer orden puede escogerse en la forma simple

$$H(z) = \frac{a_{i0}}{1 + b_{i1}z^{-1}} \tag{12}$$

Una sección de segundo orden puede elegirse de la forma (13).

$$H(z) = \frac{a_{i0} + a_{i1}z^{-1}}{1 + b_{i1}z^{-1} + b_{i2}z^{-2}} \quad (13)$$

La distribución general de una realización en paralelo se muestra en la figura III.7. Otra vez las secciones individuales pueden realizarse por cualquiera de los dos métodos directos, en la figura III.8 se ilustra la realización por la forma directa dos.

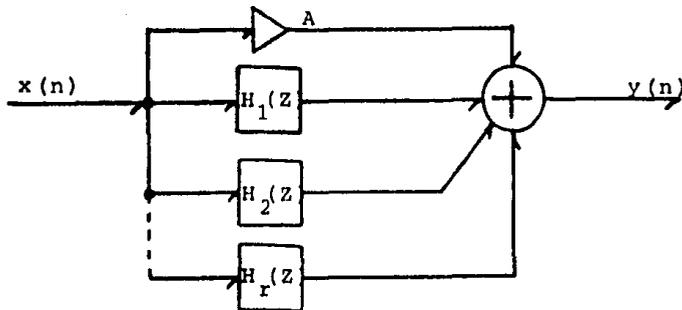


FIGURA III.7

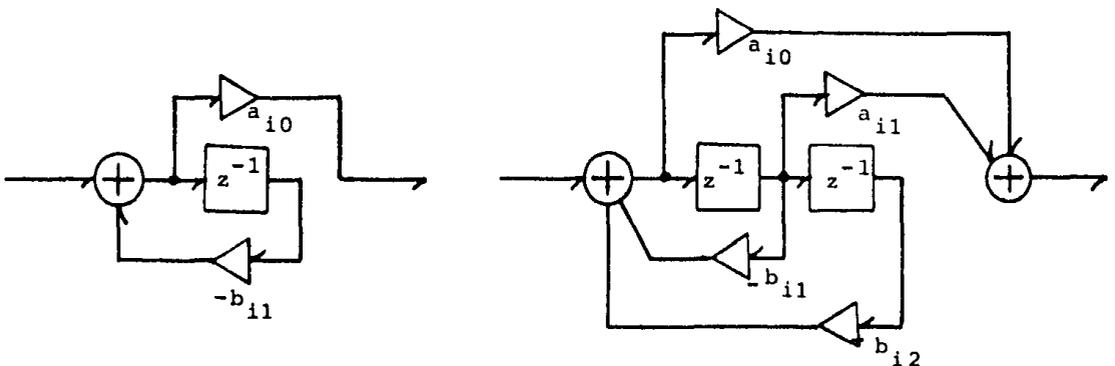


FIGURA III.8

Ambas formas, en cascada y paralelo, requieren que la función de transferencia sea matemáticamente descompuesta para su realización. Si los polos y los ceros de la función de transferencia total se conocen, las secciones de una realización en cascada pueden obtenerse agrupando los pares de polos complejos --

conjugados y los pares de ceros complejos conjugados para producir secciones de segundo orden, y por el agrupamiento de polos reales y ceros reales para producir tanto secciones de primero como de segundo orden. Por supuesto un par de ceros reales puede agruparse con un par de polos complejos conjugados o viceversa.

El mismo procedimiento discutido para la realización en cascada se aplica para la realización en paralelo en lo que a los polos concierne. Los varios polinomios del denominador pueden determinarse agrupando pares de polos complejos conjugados, agrupando pares de polos reales o usando un polo real único sin embargo los polinomios del numerador no pueden determinarse directamente de los ceros. En vez de esto es necesario primero hacer una expansión en fracciones parciales en términos de polos individuales o en términos de una combinación de polinomios en el denominador de primer orden y de segundo orden.

III.2.4.- RESPUESTA EN FRECUENCIA EN EL ESTADO ESTABLE. Como en el caso de sistemas de tiempo continuo el más importante y especial caso de interés para sistemas de tiempo discreto es probablemente la respuesta en estado estable debida a una entrada senoidal. En este caso, la senoide de entrada es una secuencia de muestras que representan puntos de la curva senoidal de modo que para que la respuesta en estado estable tenga significado, es necesario que el sistema sea perfectamente estable, es decir, todos los polos deben caer dentro del círculo unitario. En este caso, la salida en estado estable será una senoide muestreada de la misma frecuencia que la senoide de entrada. Así, es necesario determinar únicamente la magnitud y la fase de la salida.

Asumamos que la entrada es de la forma

$$x(n) = x e^{j(n\omega T + \phi_x)} \quad (14)$$

donde (ω) es la frecuencia en radianes, (f) es la frecuencia --
cíclica, y $\omega = 2\pi f$. Podemos especificar tanto la parte real o --
la parte imaginaria dependiendo si deseamos una entrada coseno
o seno. Haciendo que $y(n)$ represente la respuesta en estado es-
table en este caso, será de la forma

$$y(n) = ye^{j(n\omega T + \phi_y)} \quad (15)$$

Necesitamos únicamente determinar (y) y (ϕ_y) para --
completar la solución.

Tomando la transformada (Z) de (14) y multiplicando-
por la función de transferencia discreta $H(z)$, la transformada-
de salida viene dada por

$$Y(z) = \frac{ze^{j\phi_x}}{z - e^{j\omega T}} H(z) \quad (16)$$

la inversión de la porción de estado estable únicamente de (16)
nos da

$$y(n) = H(e^{j\omega T}) xe^{j(n\omega T + \phi_x)} \quad (17)$$

la sustitución de (15) en (17) y la cancelación de los factores
exponenciales nos da

$$ye^{j\phi_y} = H(e^{j\omega T}) xe^{j\phi_x} \quad (18)$$

La salida y la entrada pueden ahora expresarse como factores

$$\bar{X} = X e^{j\phi_x} \triangleq X \left[\phi_x \right] \quad (19)$$

$$\bar{Y} = Y e^{j\phi_y} \triangleq Y \left[\phi_y \right] \quad (20)$$

entonces tenemos

$$\bar{Y} = H(e^{j\omega T}) \bar{X} \quad (21)$$

$$\frac{\bar{Y}}{\bar{X}} = H(e^{j\omega T}) \quad (22)$$

La cantidad $H(e^{j\omega T})$ representa la función del estado estable o la función de transferencia de Fourier para un sistema de tiempo discreto. Mientras que una frecuencia única se ha asumido en el desarrollo precedente, el resultado puede ser ahora generalizado considerando (ω) como una variable. La función obtenida describe la respuesta en frecuencia del sistema, y esto puede expresarse en forma compleja como

$$H(e^{j\omega T}) = A_0(f) e^{j\beta_0(f)} = A_0(f) \left[\beta_0(f) \right] \quad (23)$$

La función $A_0(f)$ se llama la respuesta en amplitud o en magnitud y $\beta_0(f)$ se llama la respuesta en fase. Normalmente, $A_0(f)$ simplemente es la magnitud de la función compleja -- $H(e^{j\omega T})$, pero hay algunas situaciones en las que la respuesta en amplitud se permiten que asuman valores negativos. Tanto la amplitud como la fase son funciones reales de la frecuencia.

La función de transferencia en estado estable para el sistema de tiempo discreto es simplemente la función de transferencia en el dominio (Z) evaluada para $Z = e^{j\omega T}$. Además, como $e^{j\omega T}$ es una función periódica con periodo $\omega T = 2\pi$, entonces $H(e^{j\omega T})$ es también periódica. Las formas convencionales para representaciones de números complejos nos llevan a las condiciones de que $A_0(f)$ es una función par de la frecuencia, y $B_0(f)$ es una función impar de la frecuencia. Estas propiedades resultan de la restricción de que el dominio de $H(e^{j\omega T})$ en el rango de $\pi < \omega T < 2\pi$ está únicamente relacionado al dominio en el rango $0 < \omega T < \pi$. Así, el máximo valor positivo no ambiguo de ωT es π . Esto corresponde a la frecuencia de doblado f_0 así que $2\pi f_0 T = \pi$ o

$$f_0 = \frac{1}{2T} = \frac{f_s}{2} \quad (24)$$

Por la importancia de la frecuencia de doblado f_0 en el establecimiento de los límites de frecuencia en un sistema de tiempo discreto, se ha encontrado conveniente normalizar las frecuencias con respecto a estas frecuencias. Definiremos una variable de frecuencia normalizada como

$$v = \frac{f}{f_0} = 2Tf \quad (25)$$

donde f es una frecuencia particular de interés.

La cantidad ωT puede expresarse en términos de la frecuencia normalizada como

$$\omega T = \pi \frac{f}{f_0} = \pi v \quad (26)$$

Similarmente, la cantidad $H(e^{j\omega T})$ puede expresarse

$$H(e^{j\omega T}) = H(e^{j\pi(f/f_0)}) = H(e^{j\pi v}) \quad (27)$$

La notación expresada en (26) y (27) se usarán en adelante, y estas formas diferentes podrán intercambiarse.

Como ωT varía en un rango $0 \leq \omega T \leq 2\pi$, la frecuencia normalizada varía en un rango de $0 \leq v \leq 2$, así que el periodo en la escala normalizada es de dos unidades.

Como se explicó previamente, la respuesta en frecuencia es única sobre la mitad de este rango. De modo que, la frecuencia normalizada más alta en la cual la respuesta no es ambigua es $v=1$, y este valor corresponde a la frecuencia de doblado.

Las funciones de amplitud y fase pueden ahora expresarse en términos de v (Nu). Las funciones se denotarán

$$A(v) = A_0(f) \quad (28)$$

$$\beta(v) = \beta_0(f)$$

Así, la forma de la función de transferencia que se usará con cierta frecuencia es

$$H(e^{j\pi v}) = A(v) \underline{\beta(v)} \quad (29)$$

La forma general de una respuesta en amplitud representativa expresada en términos de (v) se muestra en la figura III.9. Se puede dibujar la respuesta en frecuencia en un rango $0 \leq v \leq 1$ ya que es un rango de interés práctico.

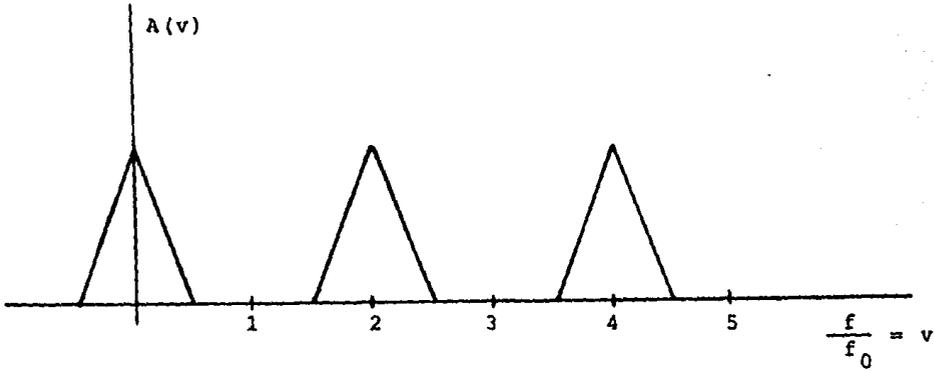


FIGURA III.9

Una señal senoidal de tiempo discreto puede también -- ser expresada en términos de la frecuencia normalizada. Considerando una función de la forma

$$x(n) = A \operatorname{sen}(n\omega_1 T + \theta) \quad (30)$$

Haciendo que $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ represente la frecuencia cíclica de la -- senoide, y haciendo que $v_1 = f_1 / f_0$

$$x(n) = A \operatorname{sen}(n\pi v_1 + \theta) \quad (31)$$

En sistemas de tiempo continuo se expresa la respuesta en amplitud en términos de decibeles (dB), esto es en términos de un nivel relativo a un nivel de referencia. Si A_r representa un nivel de frecuencia arbitrario la amplitud de respuesta en decibeles $A_{dB}(v)$ puede definirse como

$$A_{dB}(v) = 20 \log \frac{A(v)}{A_r} \quad (32)$$

relativo a un nivel de referencia unitario, la respuesta en decibeles es

$$A_{dB}(v) = 20 \log A(v) = 10 \log A^2(v) \quad (33)$$

La forma de la respuesta en dB en (33) se expresa en un sentido de ganancia. Esto significa que si $A(v)$ es mayor que uno, el nivel en decibeles es positivo, pero si $A(v)$ es menor que uno, el nivel en decibeles es negativo. Como en algunos casos, para filtros particularmente, $A(v)$ es mucho menor que uno en un amplio rango de frecuencias, puede ser más conveniente -- expresar la respuesta en amplitud como una atenuación o pérdida positiva. Usando un valor de referencia unitario, la atenuación en dB o la función de pérdida puede definirse como

$$\alpha_{dB}(v) = 20 \log \frac{1}{A(v)} = -20 \log A(v) = -A_{dB}(v)$$

En el caso de la función de atenuación, un valor positivo en dB indica que la salida es más baja que la entrada, es decir, alguna atenuación está teniendo lugar.

Definamos los conceptos retraso de fase y retraso de grupo.

$$\text{Retraso de fase} \quad T_p(f) = \frac{-\beta_0(f)}{\omega} = \frac{-\beta_0(f)}{2\pi(f)} \quad (35)$$

$$A_{dB}(v) = 20 \log \frac{A(v)}{A_r} \quad (32)$$

relativo a un nivel de referencia unitario, la respuesta en decibeles es

$$A_{dB}(v) = 20 \log A(v) = 10 \log A^2(v) \quad (33)$$

La forma de la respuesta en dB en (33) se expresa en un sentido de ganancia. Esto significa que si $A(v)$ es mayor que uno, el nivel en decibeles es positivo, pero si $A(v)$ es menor que uno, el nivel en decibeles es negativo. Como en algunos casos, para filtros particularmente, $A(v)$ es mucho menor que uno en un amplio rango de frecuencias, puede ser más conveniente -- expresar la respuesta en amplitud como una atenuación o pérdida positiva. Usando un valor de referencia unitario, la atenuación en dB o la función de pérdida puede definirse como

$$\alpha_{dB}(v) = 20 \log \frac{1}{A(v)} = -20 \log A(v) = -A_{dB}(v)$$

En el caso de la función de atenuación, un valor positivo en dB indica que la salida es más baja que la entrada, es decir, alguna atenuación está teniendo lugar.

Definamos los conceptos retraso de fase y retraso de grupo.

$$\text{Retraso de fase} \quad T_p(f) = \frac{-\beta_0(f)}{\omega} = \frac{-\beta_0(f)}{2\pi(f)} \quad (35)$$

$$\text{Retraso de grupo } T_g(f) = \frac{-d\beta_o(f)}{dw} = \frac{-1}{2\pi} \frac{d\beta_o(f)}{df} \quad (36)$$

Podemos ahora definir el retraso de fase normalizado - y el retraso de grupo normalizado como

$$Q_p(v) = \frac{-\beta(v)}{v} \quad (37)$$

$$Q_g(v) = \frac{-d\beta(v)}{dv} \quad (38)$$

Las definiciones dadas en (37) y (38) pueden ser usadas directamente en el trato con una función de respuesta en frecuencia expresada en términos de la frecuencia normalizada (v). Sin embargo, mientras los niveles de amplitud y fase no se afectan por el cambio en escala envuelto con el uso de la frecuencia normalizada, las funciones retraso de grupo y de fase si se afectan. Las funciones retraso de grupo y retraso de fase se relacionan con las funciones normalizadas por las ecuaciones:

$$T_p(f) = \frac{Q_p(v)}{2\pi f_0} = \frac{T}{\pi} Q_p(v) \quad (39)$$

$$T_g(f) = \frac{Q_g(v)}{2\pi f_0} = \frac{T}{\pi} Q_g(v) \quad (40)$$

donde f_0 es la frecuencia de doblado, T es el intervalo de muestreo.

III.3 TRANSFORMADAS DE FOURIER

III.3.1.- Introducción: el objetivo de este capítulo es exponer la teoría y el cálculo de transformadas de Fourier discretas.

El aspecto particular de mayor importancia es la llamada transformada de Fourier rápida (FFT) la cual es un algoritmo de alta velocidad para calcular la Transformada de Fourier para una señal de tiempo discreto. La FFT ha hecho posible calcular las Transformadas de Fourier de señales que contienen miles de puntos en cosa de milisegundos.

III.3.2.- Forma de la Transformada de Fourier. Definiremos la siguiente nomenclatura.

- t = variable de tiempo continuo
- T = incremento de tiempo entre componentes sucesivas cuando una función de tiempo se muestrea
- t_p = período efectivo para una función de tiempo cuando es periódica.
- f = variable de frecuencia continua
- F = incremento de frecuencia entre componentes sucesivas cuando una función de la frecuencia se muestrea
- f_s = tasa o frecuencia de muestreo cuando una función de tiempo se muestrea, es decir, la cantidad de muestras por seg.
- N = cantidad de muestras en el rango $0 \leq t \leq t_p$ cuando la función de tiempo se muestrea. N es también igual a la cantidad de muestras en el rango $0 \leq f \leq f_s$ cuando la función de frecuencia se muestrea.

De las definiciones previas, puede verse que cuando la función de tiempo se muestrea y la longitud de la señal se limita a t_p , tenemos

$$t_p = NT \quad (1)$$

Similarmente, cuando la función de transferencia se muestrea y el ancho de la función de frecuencia se limita a f_s tenemos

$$f_s = NF \quad (2)$$

Consideremos ahora las 4 posibles formas que pueden usarse en la representación de la Transformada de Fourier y de la transformada inversa. Estas corresponden a las 4 combinaciones que se obtienen al asumir que las variables de tiempo y frecuencia, cada una, puede ser continua y discreta.

III.3.2.1.- TIEMPO CONTINUO Y FRECUENCIA CONTINUA

Esta forma se usa para describir el espectro continuo de una señal de tiempo no periódica. La Transformada de Fourier $X(f)$ de una función de tiempo continuo $x(t)$ puede expresarse:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3)$$

la transformada inversa es:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (4)$$

Las formas para la función de tiempo y la función transformada se ilustra en la figura III.10. Se ve que una función de tiempo continuo no periódica corresponde a una función

transformada de frecuencia continua no periódica.

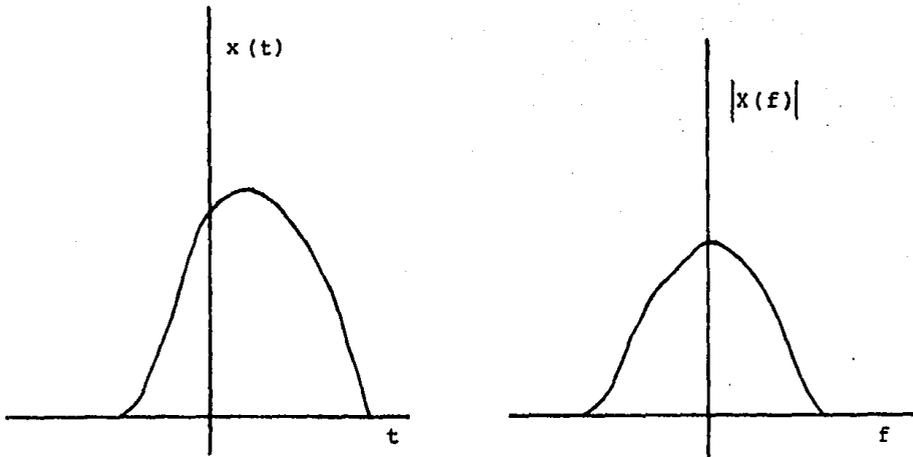


FIGURA III.10

III.3.2.2.- FRECUENCIA DISCRETA Y TIEMPO DISCRETO.

Esta es la forma de la Transformada de Fourier a la que se le refiere con más frecuencia como "Serie de Fourier". - Si $x(t)$ representa una función de tiempo continuo con período t_p , la Transformada de Fourier de $x(t)$ es una función de frecuencia discreta que denotaremos $X(mF)$. El par de transformación -- viene dada por:

$$X(mF) = \frac{1}{t_p} \int_{t_p} x(t) e^{-j2\pi mFt} dt \quad (5)$$

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} X(mF) e^{j2\pi mFt} \quad (6)$$

La integral se evalúa sobre un período de $x(t)$.

Algunas de las propiedades de estas funciones se ilustran en la figura III.11. Al dar las relaciones de transformación se estableció que $x(t)$ era periódica. Esta propiedad for--

za a que la Transformada sea una función de frecuencia discreta. Por otro lado consideremos la posibilidad de que $x(t)$ fuera originalmente no periódica, lo que nos da una transformación de frecuencia continua como se mostró en la figura III.10. Asumamos que la transformación se muestrea. En efecto, el proceso de muestrear el espectro nos lleva a una función de tiempo periódica, una vez que se aplica la Transformada Inversa -- de la ecuación (6). De modo, en cierto sentido, es inmaterial si la función de tiempo original era periódica o no, si el espectro se muestrea. El proceso de muestreo por sí mismo fuerza a la función de tiempo a ser periódica y la inversión se realiza.

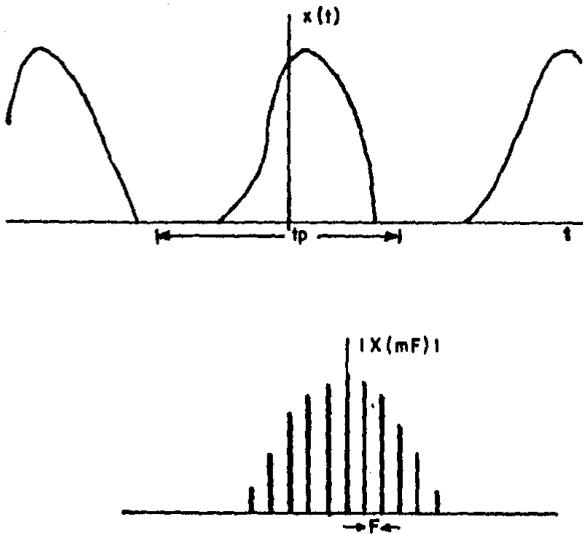


Figura III.11

El incremento en frecuencia F entre componentes espectrales sucesivas se relacionan con el período de tiempo t_p por

$$F = \frac{1}{t_p} \quad (7)$$

La conclusión es que una función de tiempo continuo corresponde a una función transformada de frecuencia discreta no periódica.

III.3.2.3.- TIEMPO DISCRETO Y FRECUENCIA CONTINUA.

Esta forma de la transformada de Fourier es equivalente a evaluar la transformada Z y la transformada inversa en el círculo unitario. Si $x(nT)$ representa la señal de tiempo discreto y si $X(f)$ representa la transformación, las relaciones de -- Transformada de Fourier son:

$$X(f) = \sum_0^{f_s} x(nT) e^{-j2\pi f n T} \quad (8)$$

$$x(nT) = \frac{1}{f_s} \int_{f_s} X(f) e^{j2\pi n f T} dt \quad (9)$$

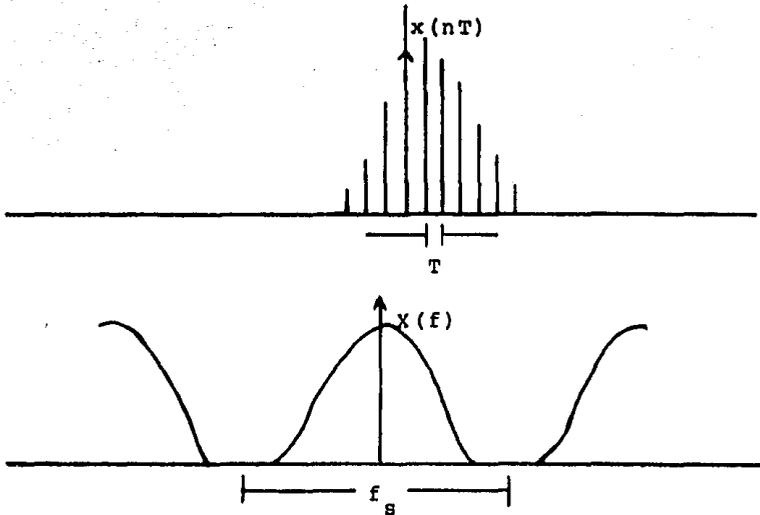


FIGURA III.12

La integral se evalúa en un período $X(f)$.

Algunas de las propiedades de estas funciones se ilustran en la figura III.12. El muestreo de la función de tiempo produce una función de frecuencia periódica. Por la misma lógica si

una función de frecuencia se especifica como periódica, la función de tiempo resultante debe ser una señal de tiempo discreto.

El período de la función de frecuencia es simplemente la tasa de muestreo f_s , y se relaciona con el tiempo de muestreo T por la ecuación:

$$f_s = \frac{1}{T} \quad (10)$$

La conclusión es que una función de tiempo discreto no periódica corresponde a una función de transformación de frecuencia - continua periódica.

III.3.2.4.- TIEMPO DISCRETO Y FRECUENCIA DISCRETA.

Consideremos la cuarta situación, éste es el caso en el que tanto el tiempo y la frecuencia son variables discretas. Si $x(nT)$ representa la señal de tiempo discreto y $X(mF)$ representa la función de transformación de la frecuencia discreta, el par de transformación viene dado por:

$$X(mF) = \sum_n x(nT) e^{-j2\pi mnFT} \quad (11)$$

$$x(nT) = \frac{1}{N} \sum_m X(mF) e^{j2\pi mnFT} \quad (12)$$

La sumatoria en (11) se evalúa en un período de $x(nT)$ y la sumatoria en (12) se evalúa en un período de $X(mF)$.

Las ecuaciones (11) y (12) describen una forma de la Transformada de Fourier discreta este par puede ser modificado convenientemente en el cálculo digital. Las propiedades básicas de tiempo y frecuencia se ilustran en la figura III.13. Cuando la función de tiempo se muestrea, la función de frecuencia es periódica

con un periodo f_s dado por:

$$f_s = \frac{1}{T} \quad (13)$$

por otro lado, cuando la función de frecuencia se muestrea, la función de tiempo es periódica con un periodo t_p dado por:

$$t_p = \frac{1}{F} \quad (14)$$

se ve, entonces, que una señal de tiempo discreto periódica corresponde a una función transformada de frecuencia discreta y periódica.

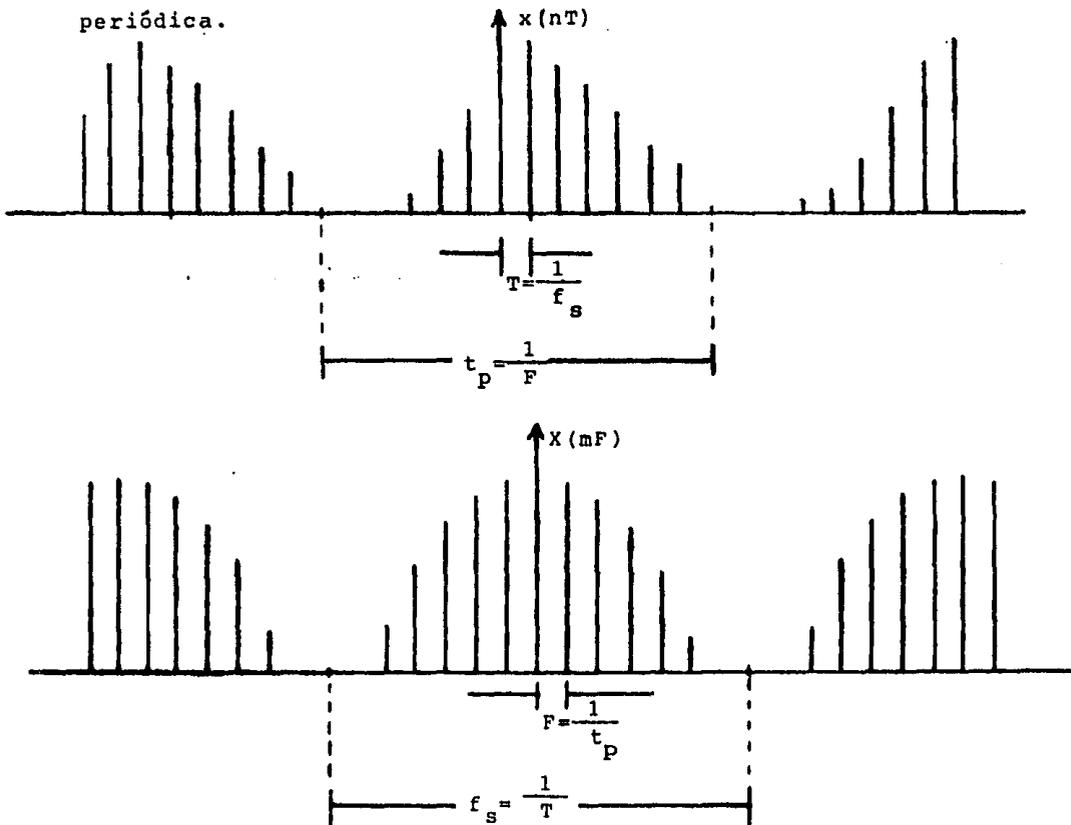


FIGURA III.13

Revisando los pasos precedentes, se pueden hacer varias conclusiones. Si una función en un dominio (sea tiempo o frecuencia) es periódica entonces la transformada correspondiente en el otro dominio es una forma mu estreada, lo que significa que es una función de una variable discreta. Inversamente, si una función en un dominio se muestrea, entonces la

función en el otro dominio se hace periódica. EL período en un dominio es siempre el recíproco del incremento entre muestras - en el otro dominio.

Cuando una función se evalúa por procedimientos numéricos, siempre es necesario muestrearla de alguna forma. Esto significa que para evaluar completamente una Transformada de -- Fourier o una Transformada Inversa con operaciones digitales, - es necesario que las funciones de tiempo y frecuencia sean eventual- mente muestreadas de una forma o de otra. De modo que, la últi- ma de los cuatro posibles pares de Fourier, la Transformada Dis- creta de Fourier, es la que tiene interés primario en el cálcu- lo digital.

Es necesario que las implicaciones del proceso de mues- treo en los dominios del tiempo y la frecuencia se consideren - para averiguar que los datos obtenidos por el proceso discreto- representen los datos deseados. Los pares transformados ficti- cios usados para ilustración en las figuras de III.10 a III.13 se escogieron para estar limitados en banda y limitados en el - tiempo dentro de rangos apropiados. La frecuencia de muestreo se asume que es mayor del doble de la frecuencia más alta, y el período de la función de tiempo se escogió más grande que la - longitud en tiempo de la señal, de modo que no hay trasla-pe entre las funciones de tiempo o frecuencia (frecuencias extrañas). Sin - embargo, estas propiedades no siempre se satisfacen, se tiene - que ser cuidadoso al aplicar métodos de cálculo discretos para - evaluar las Transformadas de Fourier de funciones continuas.

III.4.- TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA. Consideremos el par de transformación de las ecuaciones (11) y (12). Hagamos las - siguientes modificaciones en forma y notación:

- (a) La señal de tiempo se denotará simplemente como $x(n)$ con el tiempo de muestreo T sobreentendido.
- (b) La función de frecuencia se denotará como $X(m)$ con el incre-
mento en frecuencia F sobreentendido.

- (c) El intervalo en el dominio del tiempo se correrá a la derecha de modo que el rango de (n) que corresponde a un periodo es $0 \leq n \leq N-1$. Note que en el punto $n=N$ empieza un nuevo periodo.
- (d) El intervalo en el dominio de la frecuencia de interés se correrá a la derecha de modo que el rango de (m) que corresponde a un periodo en el dominio de la frecuencia es $0 \leq m \leq N-1$. Note que en el punto $m=N$ empieza un nuevo periodo.

Los argumentos de las exponenciales que aparecen en (11) y (12), usando (1) y (14), la cantidad (FT) puede expresarse como:

$$FT = \frac{1}{N} \quad (15)$$

Definiremos ahora la cantidad W_N como:

$$W_N = e^{-j(2\pi/N)} \quad (16)$$

El recíproco de W_N puede expresarse como:

$$W_N^{-1} = e^{j(2\pi/N)} \quad (17)$$

Cuando el subíndice N se omite, se entenderá que se trata de una señal de N puntos.

Usando las relaciones dadas en (15), (16) y (17) la transformada de Fourier Discreta puede establecerse como:

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W^{mn} \quad (18)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) W^{-mn} \quad (19)$$

y en forma simbólica

$$X(m) = D[x(n)] \quad (20)$$

$$x(n) = D^{-1}[X(m)] \quad (21)$$

Es conveniente pensar que (n) representa un entero de tiempo y (m) representa un entero de frecuencia cuando las variables físicas son tiempo y frecuencia. Así, el tiempo asociado con un entero de tiempo arbitrario (n) es (nT) , y la frecuencia asociada con un entero de frecuencia arbitrario (m) es mF .

Algunas de las propiedades del par de transformación en términos de estas relaciones enteras se ilustran en la figura III.14 .

El par de transformación hipotéticos mostrados se dibuja en base de $N=16$. Sin embargo, los resultados se anotan en términos de un N arbitrario de modo que sean más generales. Solo un periodo de cada función se muestran, pero ambas funciones son periódicas como se indicó. La función de tiempo en este caso se asume que es real.

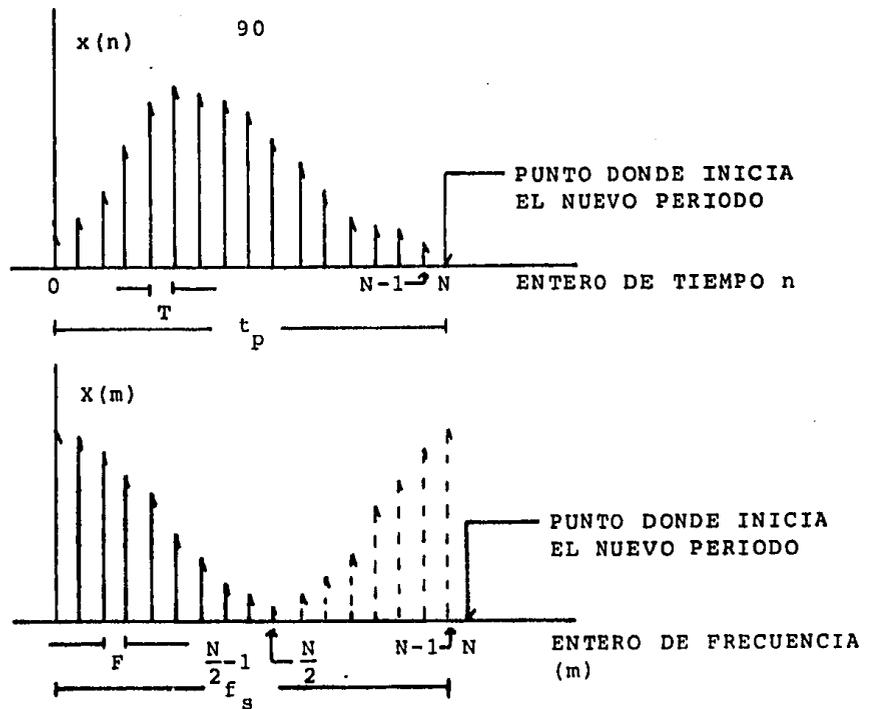


FIGURA III.14

Hay una diferencia importante entre la función de frecuencia y la de tiempo cuando la función de tiempo es real, este es el caso más común. Como el período en el dominio de la frecuencia, como se midió en una escala de frecuencia continua, es f_s , la transformada sobre la mitad del intervalo se relaciona con la transformada sobre la otra mitad. De modo que, la máxima frecuencia no ambigua es $f_s/2$, lo que es la familiar frecuencia de doblado f_0 .

En términos de la frecuencia entera, el máximo entero no ambiguo cuando la función de tiempo es real es $(N/2)-1$, como se ilustra en la figura III.14. Como $m=0$ es el primer entero, esto significa que hay $N/2$ componentes de transformación únicos cuando la señal de tiempo tiene N puntos y es real. El punto $m=N/2$ corresponde a la frecuencia de doblado para la tasa de muestreo dada. Los componentes en el rango $N/2 \leq m \leq N-1$ se muestran punteados en la figura III.14

Para sumarizar estas propiedades en términos de variables enteras, $x(n)$ y $X(m)$ pueden considerarse como funciones --periódicas de sus argumentos respectivos con un periodo N en cada caso. Así

$$x(n+kN) = x(n) \quad (22)$$

$$X(m+kN) = X(m) \quad (23)$$

para un entero (k). Adicionalmente, si $x(n)$ es una función real, la transformada es única en sólo $N/2$ puntos.

III.5.- TRANSFORMADA DE FOURIER RAPIDA (FFT).

Existen ciertos algoritmos especiales que permiten la implementación de la Transformada de Fourier Discreta con un ahorro considerable en el tiempo de cálculo. Esta clase de algoritmos es a la que se refiere como Transformada de Fourier Rápida (FFT). Debe anotarse que la FFT no es una transformada diferente de la DFT, pero reduce la cantidad de cálculos necesarios para calcular la DFT. Por supuesto, el desarrollo de los algoritmos para FFT representan el paso principal en la realización de equipo de análisis moderno de alta velocidad para Fourier digital.

Aunque es posible desarrollar algoritmos para FFT que trabajen con cualquier cantidad de puntos, la eficiencia máxima de cálculo se obtiene restringiendo la cantidad de puntos en el tiempo a que sean una potencia entera de 2. De hecho, la mayor parte del hardware disponible está desarrollado alrededor de este concepto. En consecuencia, esto se asumirá para todas las formas de los algoritmos.

Hagamos una revisión de los pasos envueltos en el cálculo de la DFT. La operación descrita por la ecuación (18) puede expresarse por el arreglo de las ecuaciones.

$$\begin{aligned}
 X(0) &= x(0)W^0 + x(1)W^0 + x(2)W^0 + \dots + x(N-1)W^0 \\
 X(1) &= x(0)W^0 + x(1)W^1 + x(2)W^2 + \dots + x(N-1)W^{N-1} \\
 X(2) &= x(0)W^0 + x(1)W^2 + x(2)W^4 + \dots + x(N-1)W^{2(N-1)} \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 X(N-1) &= x(0)W^0 + x(1)W^{N-1} + x(2)W^{2(N-1)} + \dots + x(N-1)W^{(N-1)^2}
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

De aquí se puede ver que el cálculo de cualquier -- componente espectral requiere de alrededor de n-multiplicaciones complejas y n-sumas complejas. Esto es, hay 2n operaciones aritméticas complejas envueltas en el cálculo de una componente de frecuencia dada. Del arreglo, puede parecer que -- podemos calcular y que de hecho debemos calcular n-componentes espectrales. Sin embargo, si x(n) es real, únicamente n/2 componentes son únicos, y una expansión compleja no necesitará ser calculada. Esto resulta en un mínimo de alrededor de 2n(n/2)=n² operaciones complejas. De modo que, es conveniente establecer que la cantidad de cálculos envueltos en la obtención del espectro completo usando la DFT es aproximadamente - n² .Para una señal razonablemente grande este número puede ser muy grande, resultando en un tiempo de cómputo prohibitivo. El arreglo (24) se puede expresar matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 \\ W^0 \\ W^0 \\ \vdots \\ W^0 \\ \vdots \\ W^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & \dots & W^0 \\ W^1 & W^2 & \dots & W^{N-1} \\ W^2 & W^4 & \dots & W^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ W^{N-1} & W^{2(N-1)} & \dots & W^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix}
 \tag{25}$$

Esto puede expresarse como

$$\bar{X} = [W] \bar{x} \quad (26)$$

donde X es el vector columna que define la Transformada, x es el vector columna que define la señal de tiempo discreto, y W es la matriz cuadrada de $N \times N$.

La base para FFT es un algoritmo presentado por Cooley y Tukey, y puede entenderse como una factorización de las matrices (25) o (26), asumamos que N se escoge como un múltiplo entero de 2, y definamos un entero L como

$$L = \log_2 N \quad (27)$$

$$N = 2^L$$

(28)

Entonces W puede factorizarse en L -matrices de la forma

$$W = [W_1] [W_2] \dots [W_L] \quad (29)$$

Cada renglón de cada una de las matrices individuales tiene la propiedad de que contiene únicamente 2 términos no cero: la unidad y W^k , donde k es algún entero. Sustituyendo

$$\bar{X}s = [W_1] [W_2] \dots [W_L] \bar{x} \quad (30)$$

donde X_s se usa únicamente para denotar el hecho de que los componentes de este vector aparecen en un orden diferente que el asumido en la definición original de X . Al principio W_L opera en x para dar un nuevo vector. Cada componente del nuevo vector puede obtenerse por una multiplicación y una suma, como todos excepto dos elementos de un renglón de la matriz son cero. Como hay n -componentes de x , habrá n -sumas complejas y n -multiplicaciones complejas en este proceso. El nuevo vector se opera entonces en W_{L-1} , y el proceso se repite hasta satisfacer la ec. (30). Así que, inicialmente parece que la cantidad de operaciones es $N \times L = N \log_2 N$ sumas y $N \log_2 N$ multiplicaciones - ambas complejas. Sin embargo, tomando ventajas de las propiedades de simetría de las matrices y del hecho de que muchos de los términos y W^k son unitarios, la cantidad de cálculos complejos pueden reducirse a la mitad o más. Como a una aproximación al peor caso para comparación, estableceremos que el valor $N \log_2 N$ es la cantidad de cálculos complejos envueltos en el algoritmo para FFT de COOLEY - TUKEY.

N	N (DFT)	N (FFT)	N(FFT)/N(DFT)
16	256	64	0.250
32	1 024	160	0.156
64	4 096	384	0.0938
128	16 384	896	0.0547
256	65 536	2048	0.0312
512	262 144	4608	0.0176
1 024	1 048 576	10240	0.0098
2 048	4 194 304	22528	0.0054
4 096	16 777 216	49152	0.0029

N =cantidad de puntos en el tiempo de muestreo

$N(\text{DFT})=N^2$ = cantidad aproximada de operaciones aritméticas complejas con DFT.

$N(\text{FFT})=N \log_2 N$ = cantidad aproximada de operaciones aritméticas complejas con FFT.

Hay cierta cantidad de variaciones en los algoritmos - para FFT, la mayoría de estos algoritmos pueden ser clasificados como (a) en el lugar o (b) entrada y salida natural. Un algoritmo en el lugar es en el que un componente dado de cualquier vector inmediato puede almacenarse en la misma localidad ocupada por el componente correspondiente del vector precedente, reduciendo así el almacenaje total requerido, desafortunadamente, la mayoría de los algoritmos en el lugar resultan en que el espectro de salida no aparecen en su orden natural, o bien, requieren que los datos de entrada se rearreglen antes de que se calcule el arreglo. Los algoritmos de entrada - salida natural, por otro lado, requieren más memoria interna de modo que se mantenga este orden natural. De modo que, si el tamaño de la memoria es muy crítico, será preferible usar un algoritmo en el lugar aún cuando los datos de entrada o de salida tengan que ser ordenados. Este proceso de reordenación se le conoce como una operación de mezclado.

El valor mezclado de un entero dado m se denotará como \bar{m} . m puede representarse en forma binaria como

$$m = m_{N-1} m_{N-2} \dots m_1 m_0 \quad (31)$$

El valor mezclado de m se definirá como

$$\bar{m} = m_0 m_1 \dots m_{N-2} m_{N-1} \quad (32)$$

Así, el valor mezclado de un entero dado es un número obtenido al invertir el orden de todos los bit's en la representación binaria del número dado. Si m se mezcla dos veces, su valor original se obtiene otra vez.

m (DECIMAL)	0	1	2	3	4	5	6	7
m (BINARIO)	000	001	010	011	100	101	110	111
\hat{m} (BINARIO)	000	100	010	110	001	101	011	111
\hat{m} (DECIMAL)	0	4	2	6	1	5	3	7
				N=8				

m (DECIMAL)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
m (BINARIO)	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
\hat{m} (BINARIO)	0000	1000	0100	1100	0010	1010	0110	1110	0001	1001	0101	1101	0011	1011	0111	1111
\hat{m} (DECIMAL)	0	8	4	12	2	10	6	14	1	9	5	13	3	11	7	15
									N=16							

III.5.1.- ALGORITMOS PARA FFT En este punto no desarrollaremos todo el conjunto de algoritmos, debe haber⁴ modificaciones adicionales dependiendo de los requerimientos particulares, las limitaciones del hardware disponible, y de diseño. Muchas aplicaciones de la FFT envuelven la programación de computadoras generales de propósito general, en estos casos la eficiencia de la organización del programa no es siempre de importancia. En el caso de computadoras de propósito especial para FFT se debe poner mucha atención en una organización óptima.

Para cada variación del algoritmo presentado, se da un esquema del procesamiento de la señal al que se le refiere como un diagrama de flujo de señal. Esta terminología se usa por la similitud física y matemática con los diagramas de flujo de señal usados en la teoría de sistemas. En todos los casos, la organización de un sistema de ocho puntos se usará como ilustración, partiendo de esto se puede generalizar a una cantidad arbitraria de puntos.

Adicionalmente a los diagramas de flujo de señal, dos

cartas de flujo para computadora se presentarán correspondiendo a dos algoritmos tipo uno en particular. A partir de estas cartas se pueden escribir programas de computadora.

De las definiciones de DFT y DFT inversa dadas en -- las ecuaciones (18) y (19), se ve que las diferencias únicas en forma entre las dos funciones es la presencia del factor $1/N$ en la función inversa y el reemplazo de W por W^{-1} , una modificación común es el emplazamiento del factor $1/N$ en la DFT en vez de en la DFT inversa. Los diagramas de flujo de señal están organizados alrededor del cálculo de la DFT usando la forma de la ecuación (18). Las mismas distribuciones pueden ser usadas para calcular la DFT inversa usando la ecuación (19), siguiendo las siguientes modificaciones:

- (1) La cantidad $W = e^{-j2\pi/N}$ se reemplaza por ----
 $W^{-1} = e^{j2\pi/N}$. Esto se alcanza invirtiendo todos los signos de los términos seno.
- (2) Todos los términos deben multiplicarse por $1/N$
 Esto puede hacerse tanto en la entrada como en la salida.
- (3) La entrada es ahora la transformada $X(m)$ y la salida es la señal de tiempo $x(n)$.

Con respecto a la figura III.15 hay cuatro columnas y cada columna contiene ocho entradas. Para tener alguna claridad, la variable bidimensional $y(l,m)$ (léase "y" de "elemente") se usará para denotar el valor de un nodo dado en el arreglo dado, siendo l (ele) el número de la columna y m el componente de la columna. Note que l varía en el rango ----
 $0 \leq l \leq L$ con $l=0$ a la izquierda, y m varía en el rango ----
 $0 \leq m \leq N-1$ con $m=0$ hasta arriba.

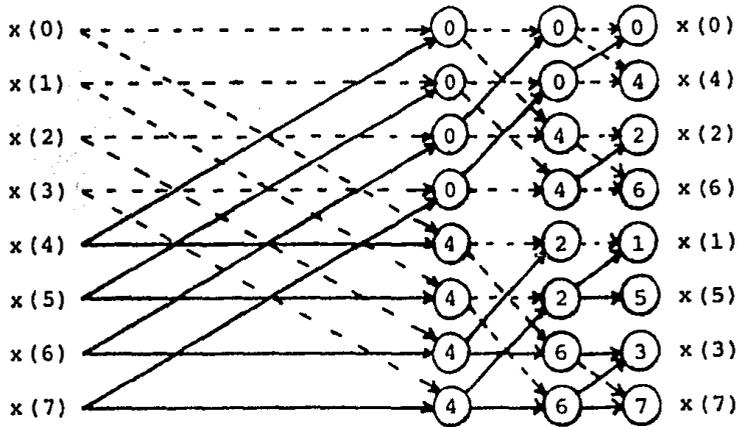


FIGURA III.15

Lo precedente no implica que se tendrá almacenamiento separado para colocar juntos todos los elementos de la variable bidimensional $y(l, m)$. De hecho, con los algoritmos en el lugar, la columna $y(l+1, m)$ se almacena en el mismo arreglo que $y(l, m)$. Con otros algoritmos, es necesario mantener más almacenamiento interno, pero raramente es necesario proveer el almacenamiento total para cada variable en el proceso. En nuestra discusión es conveniente ver a todos los elementos del arreglo total como variables distintas. A este respecto, la entrada $x(n)$ se almacena en la localidad $y(0, m)$ cuando no se hace mezclado y en la localidad $y(0, \bar{m})$ cuando se requiere mezclado en la entrada. De esta forma la salida $X(m)$ se obtiene en la localidad $y(L, m)$ cuando no se hace mezclado en la salida, y en la localidad $y(L, \bar{m})$ cuando se requiere mezclado a la salida.

El procedimiento que se sigue se aplica a los algoritmos de tipo uno en las figuras de III.15 a III.18. En el nodo correspondiente a la columna l y al renglón m la variable $y(l, m)$ se encuentra de una ecuación de la forma

$$y(l, m) = y(j-1, m_1) + W^r y(l-1, m_2) \quad (33)$$

Donde m_1 , m_2 , y r son funciones de la localidad en el arreglo - y del algoritmo en particular. En cada caso, la línea punteada conecta la variable en el renglón $l-1$ con el renglón l se refiere al primer término en el lado derecho de la ecuación (33) es decir, el término no pesado. La línea continua se refiere al segundo término en el lado derecho de la ec. (33) es decir, el término pesado. El número en el círculo es el grado de W como se indica por el entero (r) en la ec. (33).

El algoritmo de la figura III.15 es uno de los de la forma en el lugar. Esto significa que cuando una columna particular de datos se calcula los valores pueden ser almacenados en las mismas localidades ocupadas por la columna previa. Así, se requiere almacenamiento para n -valores de señal compleja.

En el algoritmo precedente la señal de entrada aparece en orden natural y la salida mezclada. Una modificación en la que la entrada se mezcla y la salida aparece en orden natural se muestra en la figura III.16

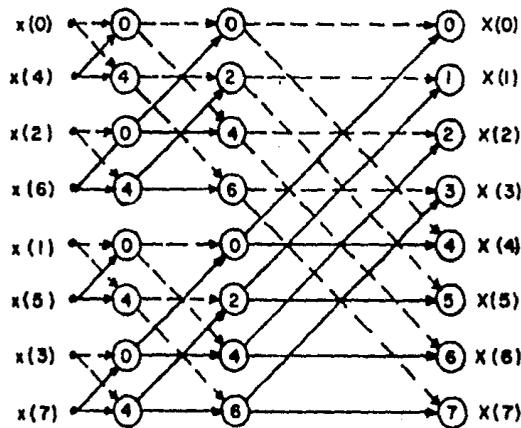


Figura III.16

El diagrama de flujo de señal de un algoritmo de entrada salida natural se muestra en la figura III.17. Puede mostrarse que la propiedad en el lugar ya no se mantiene así que es ne-

cesario mantener almacenamiento para dos N valores de señal compleja.

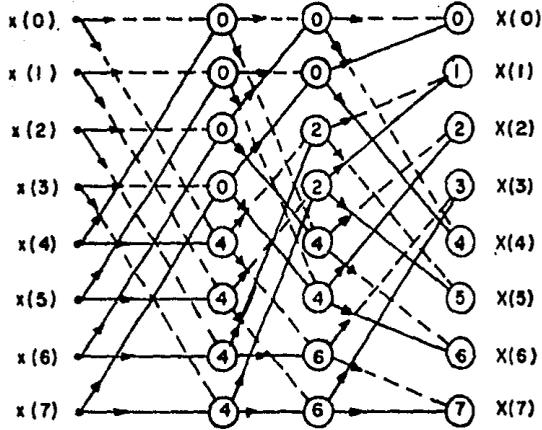


Figura III.17

En la figura III.18 se muestra un algoritmo en que la geometría en cada etapa es idéntica a la de las otras etapas. Esta propiedad puede ser ventajosa en el diseño de ciertos sistemas. Sin embargo, esta forma requiere más almacenamiento interno y los datos de entrada deben estar mezclados, así que el algoritmo no es una versión en el lugar ni entrada-salida natural.

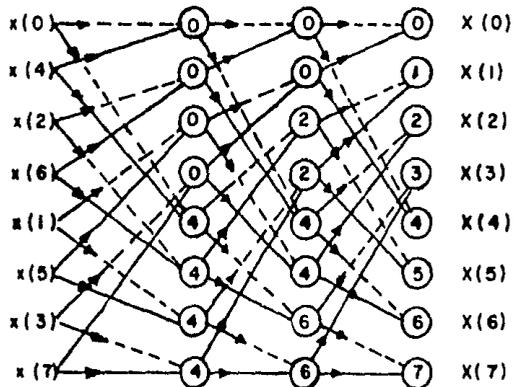


Figura III.18

Los diagramas de flujo de señal mostrados en la figura III.19 representan los algoritmos tipo dos. Con todos estos diagramas de flujo, las ecuaciones que relacionan columnas sucesivas tienen una de dos posibles formas dependiendo de la localidad en el arreglo. Una forma es la ecuación:

$$y(1,m) = y(1-1,m_1) + y(1-1,m_2) \quad (34)$$

y la otra forma es la ecuación:

$$y(1,m) = W^r [y(1-1,m_1) - y(1-1,m_2)] \quad (35)$$

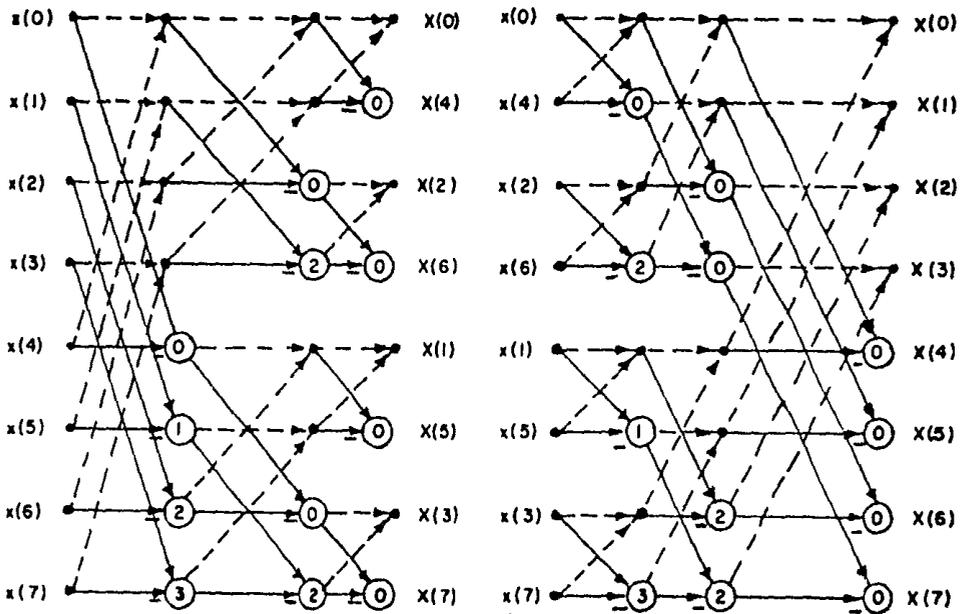
donde m_1 , m_2 y r son funciones de la localidad en el arreglo y del algoritmo en particular.

Refiriéndonos a la figura III.19 los componentes que corresponden a la ec. (34) son aquellos con dos líneas punteadas terminando en ellos. Los componentes que corresponden a la ec. (35) son aquellos con dos líneas sólidas terminando en el círculo pertinente. El entero en el círculo es el grado de W y se indica por (r) en la ec. (35). El signo $(-)$ aparece adyacente a las ramas que se restan, y es siempre la rama más baja -- que termina en el círculo dado.

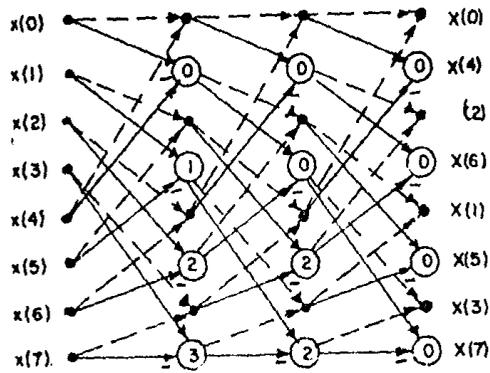
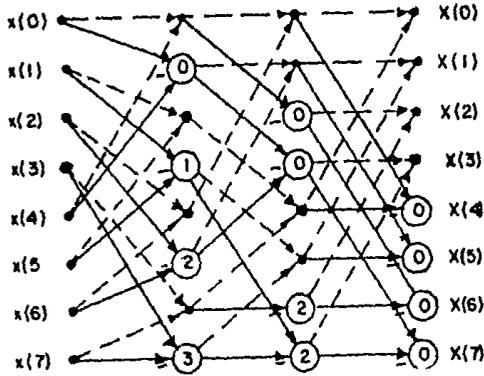
Las ecuaciones que corresponden a la primera columna-interna de la figura III.19 se escriben como:

$$\begin{aligned} y(1,0) &= y(0,0) + y(0,4) \\ y(1,1) &= y(0,1) + y(0,5) \\ y(1,2) &= y(0,2) + y(0,6) \\ y(1,3) &= y(0,3) + y(0,7) \\ y(1,4) &= W^0 [y(0,0) - y(0,4)] \\ y(1,5) &= W^1 [y(0,1) - y(0,5)] \\ y(1,6) &= W^2 [y(0,2) - y(0,6)] \\ y(1,7) &= W^3 [y(0,3) - y(0,7)] \end{aligned} \quad (36)$$

El algoritmo de la figura III.19 es de la forma en -- el lugar, y los datos de salida están mezclados. Una forma -- modificada en la que los datos de entrada están mezclados y la salida aparece en orden natural se muestra en la figura III.20. El diagrama de flujo de señal de un algoritmo de tipo dos de -- entrada-salida natural se muestra en la figura III.21. Como -- en caso de la versión de entrada-salida natural de tipo uno, -- se requiere más memoria interna. Finalmente, un algoritmo que exhibe geometría idéntica en cada etapa se muestra en la figura III.22



Figuras III.19 y III.20



Figuras III.21 y III.22

Dos cartas de flujo para computadora que corresponden a los dos algoritmos dados previamente se muestran en las figuras III.23 y III.24, la carta de flujo para llevar a cabo el mezclado se muestra en la figura III.25. La carta de flujo de la figura III.23 corresponde al algoritmo en el lugar de la figura III.15. Los enteros L y N en la carta de flujo corresponden a las definiciones (27) y (28) y se asume que se restringen de acuerdo a ésto. La operación de mezclado sobre un entero se refiere al valor mezclado de ese entero en particular.

Una de las operaciones mostrada en la figura III.23 - viene dada por

$$I_e = \left[\begin{array}{c} I_c \\ I_a \end{array} \right] \tag{37}$$

la operación [] se define como la parte entera de la cantidad entre los corchetes. Esto es, el proceso de truncar el número en sus decimales. La carta de flujo que corresponde al algoritmo de entrada-salida natural de la figura III.17 se muestra en la figura III.24 como se esperaba la cantidad de almacenamiento interno para esta forma es alrededor del doble que la de los algoritmos en el lugar, de modo que es necesario mantenerlos arreglos separados $y_1(m)$, y $y_2(m)$, no se requiere mezclado de modo que la operación es algo más simple.

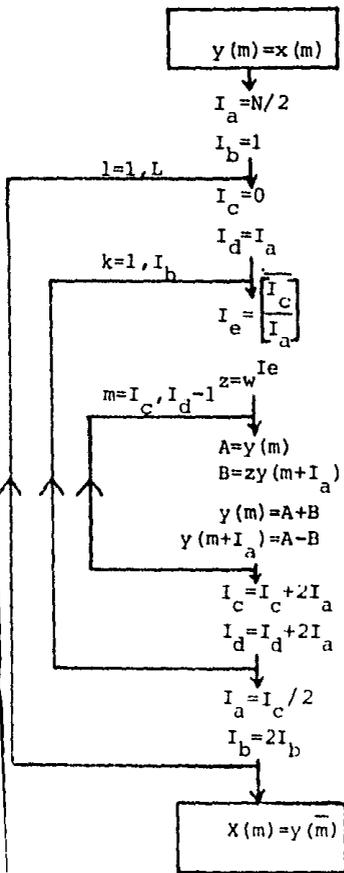


FIGURA III.23

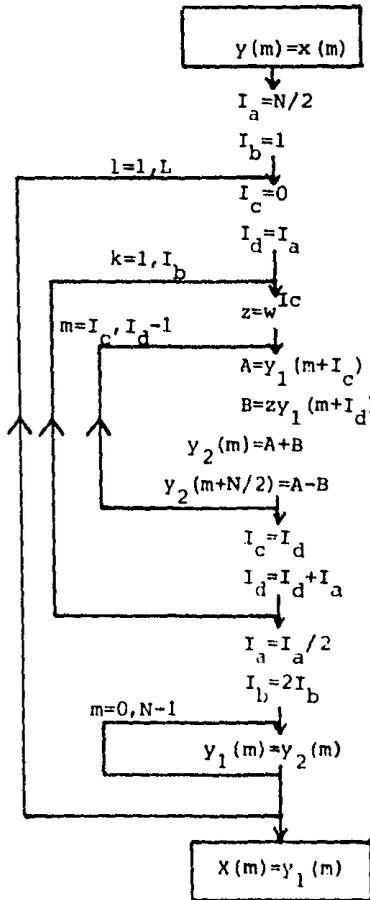


FIGURA III.24

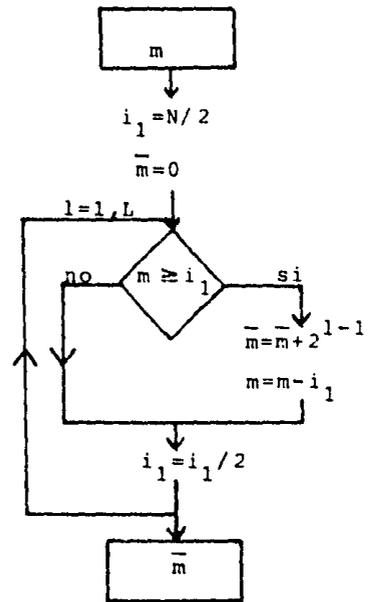


FIGURA III.25

III.6.- FILTROS DIGITALES.

El objetivo de este capítulo es el desarrollo y la -- aplicación de algunos métodos para diseñar filtros digitales.- Un filtro digital puede definirse como el proceso de cálculo o algoritmo que convierte una secuencia de números que representa una señal de entrada en otra secuencia de números que representan una señal de salida, y en la que los cambios convierten el carácter de la señal en alguna forma prescrita. En muchas aplicaciones la operación puede tomar la forma de filtrado en el dominio de la frecuencia en estado estable. En otros casos un filtro digital puede realizar funciones tales como diferenciación, integración o estimación.

Un filtro digital lineal invariante en el tiempo se - diseña determinando los coeficientes del algoritmo de entrada-salida por algún proceso de aproximación. La estrategia principal será forzar al filtro digital a ser muy cercano a algún filtro analógico de referencia. Este concepto permite el uso de las técnicas de aproximación analógicas y el diseño de datos para el desarrollo de filtros digitales.

III.6.1.- Consideraciones Generales. Usaremos el término - - filtro digital para referirnos al resultado final de un procedimiento de diseño dado. La función de transferencia discreta asociada frecuentemente se conoce como una función de transferencia digital. Así, el problema en general es que tenemos un conjunto de requerimientos de diseño específicos, y debemos de terminar un filtro digital que satisfaga estos requerimientos. El filtro digital final será de la forma de una función de - - transferencia digital, una ecuación en diferencias, o una respuesta al impulso.

La filosofía general del diseño de filtros digitales - depende de los tiempos de criterios de diseño que pueden usarse en las aplicaciones. Debe enfatizarse que la mayoría de - los conceptos de diseño y criterios reflejan la aproximación -

en el dominio de la frecuencia en términos del comportamiento de la amplitud y/o la fase en el estado estable. Esta aproximación determina los procedimientos de diseño para los filtros analógicos en su mayoría, y es natural que la mayoría de los procedimientos de diseño de filtros digitales más nuevos la sigan. Por otro lado, los filtros digitales han hecho posibles nuevas aproximaciones que antes eran inalcanzables o muy difíciles de implementar con filtros analógicos. Conceptos como variable en el tiempo, adaptativo, y filtros no lineales, son posibilidades con sistemas digitales.

Como el concepto de respuesta en frecuencia tiene el mismo papel en el diseño de filtros digitales que en el diseño de filtros analógicos, es natural que se clasifiquen muchos filtros digitales de acuerdo a su característica de su respuesta en frecuencia. Los filtros digitales diseñados en una base de respuesta en frecuencia pueden ser clasificados como Paso Bajas, Paso Altas, Paso Banda, y de Rechazo de Banda como se ilustra.

Debe observarse que tales características son de naturaleza periódica, y se aplican en el rango de D.C. a la frecuencia de doblado. En tanto la tasa de muestreo sea lo suficientemente alta, el filtro se comporta de la manera en que fue diseñado, pero la naturaleza periódica general de la respuesta es todavía una propiedad que debe considerarse.

La ecuación en diferencias de entrada-salida para un sistema de tiempo discreto lineal e invariante en el tiempo puede expresarse de la forma

$$y(n) = \sum_{i=0}^k a_i x(n-i) - \sum_{i=1}^k b_i y(n-i)$$

En el dominio (z) puede ser representada por la función de --
transferencia directa

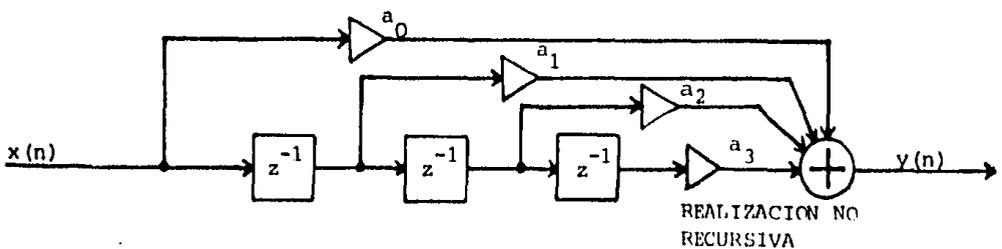
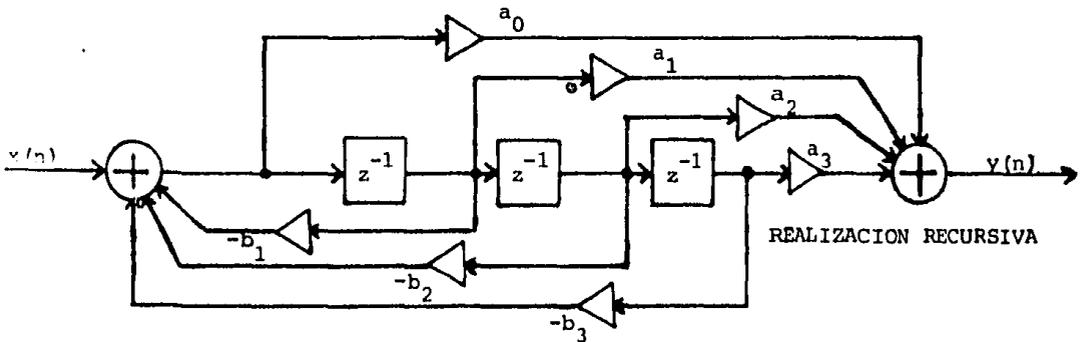
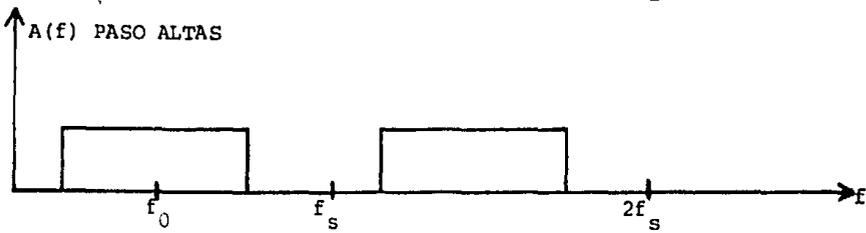
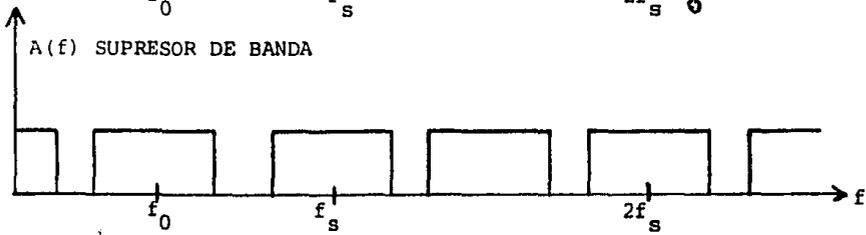
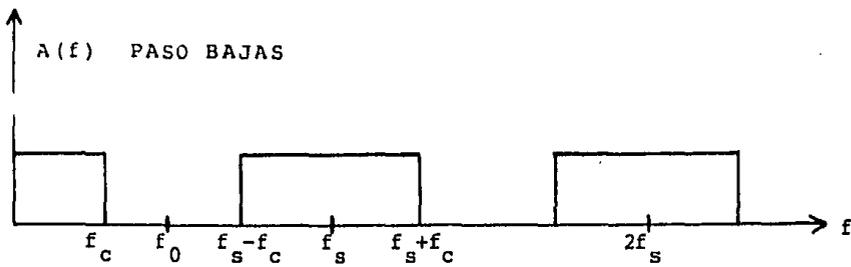
$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{\sum_{i=0}^k a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^k b_i z^{-i}} \quad (A)$$

donde $N(z)$ es el polinomio del numerador y $D(z)$ es el polinomio del denominador.

El problema en el diseño de filtros digitales es determinar el conjunto de coeficientes a_i y b_i de modo que el filtro tenga el comportamiento deseado. Este concepto es muy similar al problema de aproximación en un diseño de filtro analógico.

El diseño de filtros digitales de tiempo discreto lineales invariables en el tiempo se clasifican desde el punto de vista de la duración de la respuesta al impulso y desde el punto de vista del tipo de realización. Las características de la duración de la respuesta al impulso pueden dividirse en dos clases principales: (a) Respuesta al impulso infinita (IIR). Un filtro IIR es en el que la respuesta al impulso $H(n)$ tiene una cantidad infinita de muestras. De modo que $h(n)$ es distinta de cero en un número infinito de puntos en el rango de $n_1 \leq n \leq \infty$ (b) Respuesta al impulso finita (FIR). Un filtro FIR es en el que la respuesta al impulso $h(n)$ esta limitada a una cantidad finita de muestras definidas en el rango $n_1 \leq n \leq n_2$ donde n_1 y n_2 son finitos.

Los procedimientos de realización posibles pueden dividirse en tres clases: (a) Realización recursiva. Una realización recursiva es en la que el valor presente de la salida depende tanto de la entrada (presente y/o valores pasados) y valores previos de la salida. Un filtro recursivo se reconoce por la presencia de los términos a_i y b_i en una realización de la forma de la ec. (A). (b) Realización no recursiva o convolución directa. Una realización de convolución directa o no recursiva es en la que el valor presente de la salida depende --



Únicamente de los valores presente y pasado de la entrada. Esto usualmente significa que todos los valores de $b_i=0$ en una realización de la forma de la ec. (A). (c) Realización por transformada de Fourier rápida. Este tipo de realización se alcanza transformando la señal de entrada con la FFT, filtrando el espectro como se desee, y realizamos la transformación inversa.

En general un filtro con IIR usualmente es más fácil implementar por una realización recursiva, y un filtro FIR es usualmente más fácil implementar con una realización no recursiva por FFT. Por esta razón los términos IIR y recursivo se asocian y los términos FIR y no recursivo también.

III.6.2.- RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA (IIR). Uno de los procedimientos que vienen a la mente para mapear un filtro de tiempo continuo a un filtro de tiempo discreto es aproximando la ecuación diferencial del filtro analógico simplemente reemplazando los derivativos por diferencias. Se puede hacer el mapeo de tiempo continuo a tiempo discreto es decir vamos del filtro analógico al filtro digital, mapeando los diferenciales en el dominio analógico a diferencias en el dominio digital. Tenemos la función del sistema analógico $H(s)$ y la ecuación diferencial correspondiente.

$$\sum_{k=0}^N c_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^M d_k \frac{d^k x(t)}{dt^k} \quad (1)$$

El filtro entonces está descrito en términos de una combinación lineal de los derivativos de la entrada, ahora queremos convertir esto, en alguna forma a una ecuación en diferencias y así podemos considerar el reemplazar $y(t)$ por $y(n)$ a la salida del filtro digital, en tal forma que el derivativo, el primer derivativo, muestreado a $t=nT$ se reemplace por la primera diferencia de la salida del filtro digital donde la primera diferencia se define como:

$$\Delta^{(1)} [y(n)] = \frac{y(n+1) - y(n)}{T} \quad (2)$$

La idea es aquí básicamente la misma que buscamos, puede generarse una ecuación en diferencias de su ecuación diferencial por el reemplazo de los derivativos por diferencias, resultando en una ecuación en diferencias y en consecuencia también resulta en un filtro digital.

Hasta aquí hablamos de diferencias hacia adelante, -- aclaremos que pasa, queremos reemplazar el primer derivativo -- por la primera diferencia hacia adelante, en general quisiéramos reemplazar el k-ésimo derivativo por la k-ésima diferencia hacia adelante.

$$\frac{d^k y(t)}{dt^k} \rightarrow \Delta^{(k)} [y(n)] \quad (3)$$

donde la k-ésima diferencia hacia adelante está definida por

$$\Delta^{(k)} [y(n)] = \Delta^{(1)} [\Delta^{(k-1)} y(n)] \quad (4)$$

La k-ésima diferencia hacia adelante correspondiente -- al k-ésimo derivativo es la primera diferencia incrementada una y otra vez k-veces, así que lo que tenemos haciendo esta sustitución, es que la ecuación diferencial que teníamos, que era -- una combinación lineal de los derivativos de $y(t)$ igual a una -- combinación lineal de los derivativos de $x(t)$, se reemplazan -- por la misma combinación lineal de las k-diferencias de $y(n)$ -- igual a la correspondiente combinación lineal de las k-diferencias de $x(n)$

$$\sum_{k=0}^N c_k \Delta^{(k)} [y(n)] = \sum_{k=0}^H d_k \Delta^{(k)} [x(n)] \quad (5)$$

esto es entonces una ecuación diferencial por el hecho de que - cada una de estas diferencias hacia adelante, las k-diferencias hacia adelante, envuelven diferencias de $y(n)$.

¿ Es bueno este sistema ? no, un filtro analógico estable no necesariamente se mapea a un filtro digital estable, esto es, si tenemos un polo en el plano "s" y lo mapeamos al círculo unitario y queda dentro, está bien, pero si en el plano "s" tenemos un polo que hace más estable el sistema analógico al mapearlo al plano "z" puede quedar fuera del círculo unitario. - Esto es una propiedad en el análisis de las diferencias hacia adelante.

La idea básica es encontrar una técnica que mapee un - filtro analógico estable a un filtro digital estable y que el - comportamiento de $h(s)$ se mapee a un dominio correspondiente en el círculo unitario.

El método de invariancia en el impulso es el segundo - método que trataremos bajo los lineamientos anteriores. La - - idea básica del método de invariancia en el impulso es conver- - tir un filtro analógico en un filtro digital simplemente esco- - giendo una respuesta a la muestra unitaria del filtro digital de modo que sean muestras igualmente espaciadas de la respuesta al impulso del filtro analógico, de modo que, la respuesta a la -- muestra unitaria $h(n)$ se escoge que sea de muestras igualmente espaciadas en un espacio de T del filtro analógico o de tiempo continuo, finalmente si tenemos un buen filtro analógico en -- tiempo continuo que tiene una buena característica de respues- - ta al impulso, entonces esta buena característica será llevada al filtro digital y a su respuesta a la muestra unitaria, por - ejemplo, si estamos interesados en un filtro de rango muy bajo o

de baja respuesta al impulso y si tenemos un filtro analógico con estas características entonces el filtro digital tendrá una buena característica de respuesta al impulso sin embargo, por la teoría del muestreo periódico, el resultado en la respuesta en frecuencia del sistema digital es básicamente una versión de réplicas escalares de la transformada de Fourier del filtro analógico repetidas una y otra vez.

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H \left[\frac{j\omega}{T} + \frac{j2\pi k}{T} \right] \quad (6)$$

espaciadas a $\omega = 2\pi$

Veámoslo con más detalle en la ecuación (7)

$$H(s) = \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{s - s_k} \quad (7)$$

Refiriéndonos a las figuras III.26, III.27 y III.28, el problema principal si consideramos un filtro cuya respuesta en frecuencia está limitada a una cierta banda por supuesto no hay resultados extraños, pero más generalmente, el tipo de características en frecuencia que tenemos parecerá quizás una aproximación al filtro Paso Bajas ideal, en tal caso, como hemos generado las réplicas de la respuesta en frecuencia entonces en general tendremos interferencia o el fenómeno de frecuencias extrañas entre términos diferentes de éstas suma, en este caso definimos, la característica en frecuencia que se de see y la respuesta en frecuencia digital resultante será algo distorsionada por el fenómeno de frecuencias extrañas debido a los términos separados que están juntos en esta suma. Uno de los aspectos importantes en la implementación de un diseño de invariancia en el impulso es en alguna forma minimizar el efecto de las frecuencias extrañas, una de sus ventajas importantes es que preserva una buena característica en el dominio

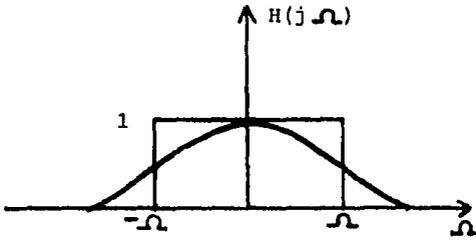


FIGURA III.26

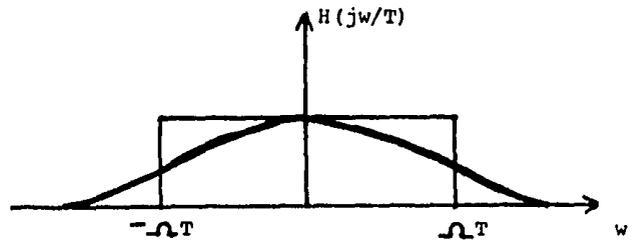


FIGURA III.27

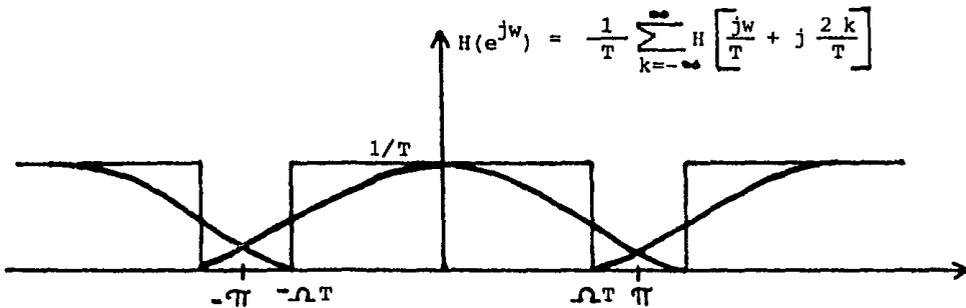


FIGURA III.28

del tiempo, esto es, que la característica de la respuesta en el impulso se preserva y también se provee un escalamiento lineal - de la frecuencia analógica a la frecuencia digital.

Otro método para diseño de filtros IIR es la Transformación Bilineal. Esta transformación mapea el eje $(j\omega)$ en el plano "s" en una revolución al rededor del círculo unitario en el plano "z". Las frecuencias extrañas se eliminan pero aparece una distorsión en el eje de la frecuencia. Esta distorsión no lineal puede tolerarse cuándo el filtro a ser diseñado es constante a tramos, pero usualmente no puede servir para características de filtros más generales. En el ejemplo que a continuación se presenta, ilustraremos los métodos de invariancia en el impulso y transformación bilineal.

Los filtros analógicos Butterworth tienen una función de sistema analógico

$$\left| H(j\Omega) \right|^2 = \frac{1}{1 + (j\Omega/j\Omega_c)^{2N}} \quad (8)$$

hay dos parámetros en esta ecuación, uno la frecuencia de corte Ω_c y el segundo es el orden del filtro N . Si vemos la característica de respuesta en frecuencia

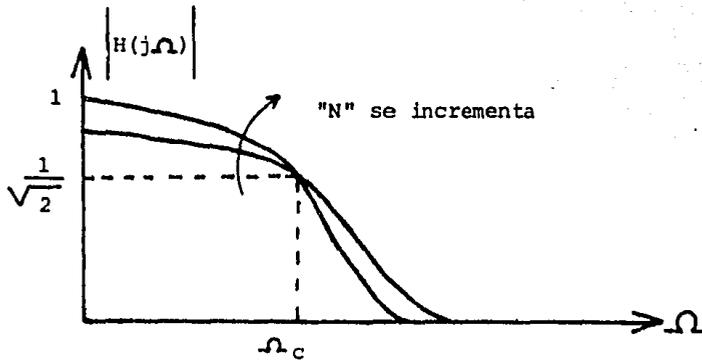


FIGURA III.29

vemos que en $\Omega=0$ la ganancia de la magnitud al cuadrado es la unidad y en $\Omega=\Omega_c$ en la ec. (8) se cancela por lo que para la magnitud al cuadrado tendremos $1/2$ y para la magnitud tendremos $1/\sqrt{2}$. Observamos que la frecuencia de corte con el parámetro Ω_c solamente en un sentido puede dividir la característica en frecuencia en una banda de transición, una banda de paso y una banda de rechazo.

Tenemos otro parámetro, es el parámetro "N" el cual afecta el contorno de la respuesta en frecuencia, esto es, si el parámetro "N" se hace grande la característica en frecuencia tiende a ser plana por más tiempo (ver figura III.29). En cambio si "N" se hace más pequeña será menos plana en la banda de paso y caerá más lentamente.

El procedimiento que seguiremos es escoger las marcas del filtro digital y entonces diseñar las correspondientes especificaciones que deberían ser para el filtro analógico, dependiendo de si usamos invariancia en el impulso o transformación bilineal, diseñar el filtro analógico y entonces mapear los resultados a un filtro digital usando una de éstas dos técnicas.

Así que escojamos un conjunto de especificaciones de un filtro digital paso bajas con una banda de paso en el dominio digital de 0.2π y una banda de rechazo para frecuencias mayores de 0.3π y por supuesto la banda de transición será de 0.2π a 0.3π

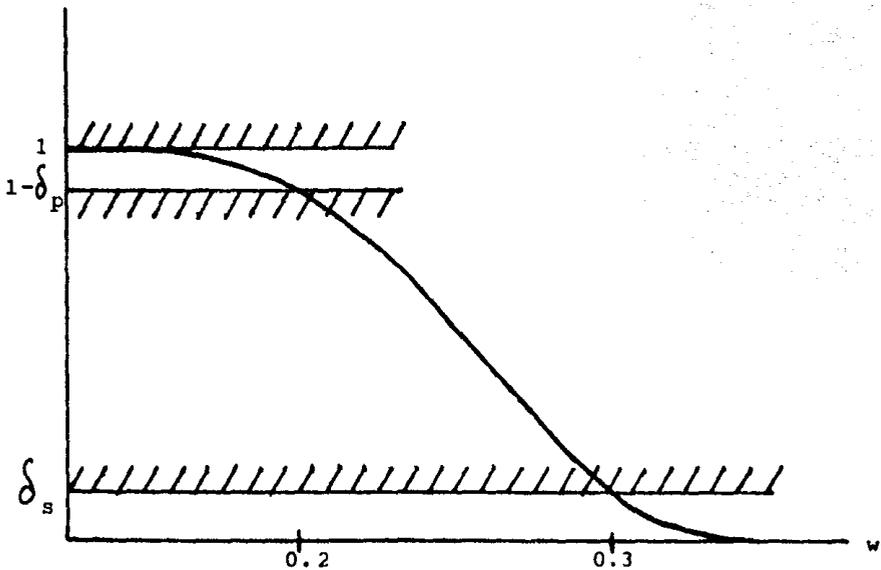


FIGURA III.30

Queremos diseñar un filtro digital el cual está entre ciertos límites en la banda de paso y baja hasta cierto límite δ_s en la banda de rechazo, escogemos como límites de la banda de paso la unidad para el límite superior, y $1 - \delta_p$ para el límite inferior, donde $1 - \delta_p$ no necesariamente se convierte en $1/\sqrt{2}$ en --

otras palabras esta frecuencia de corte no será necesariamente el parámetro Ω_c para el filtro Butterworth, expresando en decibeles:

$$\begin{aligned} (1 - \delta_p) &\geq -1 \text{ dB} \\ \delta_s &\leq -15 \text{ dB} \end{aligned} \quad (9)$$

poniendo estas especificaciones en términos de los requerimientos de la función de transferencia de la respuesta en frecuencia:

$$\begin{aligned} 20 \log_{10} |H(e^{j2\pi})| &\geq -1 \\ |H(e^{j2\pi})| &\geq 10^{-0.05} \end{aligned} \quad (10)$$

y

$$\begin{aligned} 20 \log_{10} |H(e^{j3\pi})| &\leq -15 \\ |H(e^{j3\pi})| &\leq 10^{-0.75} \end{aligned} \quad (11)$$

Sabemos que lo expuesto anteriormente nos dice que si tenemos una respuesta en frecuencia analógica y aplicamos invariancia en el impulso a la respuesta en el impulso, la respuesta en frecuencia digital consiste de una respuesta analógica en frecuencia, de modo que $\Omega = \omega/T$ y entonces esa réplica a escala de "H" se suma a sí misma con retrasos múltiplos de 2π

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H \left[\frac{j\omega}{T} + j \frac{2\pi k}{T} \right] \quad (12)$$

Por la transformación de Ω la respuesta en frecuencia analógica queda:

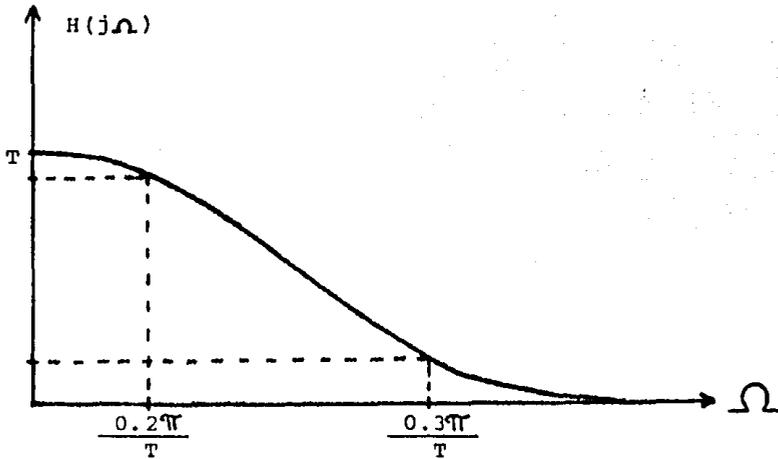


FIGURA III.31

analíticamente:

$$\left| H(j\Omega) \right|^2 = \frac{1}{1 + (j\Omega/j\Omega_c)^{2N}} \quad (13)$$

para alcanzar las ecuaciones que se pusieron por frontera (10) y (11) podemos derivar las ecuaciones (14) y (15)

$$1 + \left[\frac{j \frac{2\pi}{T}}{j\Omega_c} \right]^{2N} = 10^{0.1} \quad (14)$$

$$1 + \left[\frac{j \frac{3\pi}{T}}{j\Omega_c} \right]^{2N} = 10^{1.5} \quad (15)$$

de las que podemos encontrar los parámetros N y Ω_c . Al hacerlo en encontraremos que el parámetro "N" tiene un valor entre 5 y 6, si escogemos el valor 5 no alcanzaremos las especificaciones, por -- otro lado, si escogemos el valor 6 las excedemos.

Diseñemos ahora el filtro utilizando la Transformación Bilineal, la idea básica de la transformación bilineal es que escogemos las especificaciones analógicas poniendo las frecuencias críticas del filtro digital en una curva de excursión no lineal - correspondiente a la transformación bilineal. Reflejaremos estas frecuencias críticas por la curva de arco tangente para obtener - las correspondientes frecuencias críticas para el filtro analógico Butterworth, Cuando el filtro analógico se diseña entonces obtenemos un filtro Butterworth digital.

Tenemos como se muestra en la figura III.32 una reflexión en una curva, empezamos con las especificaciones en frecuencia digital, la reflejamos por la curva bilineal a las especificaciones analógicas y consecuentemente las frecuencias críticas. --- Igual que para invariancia en el impulso el parámetro "T" es irrelevante y lo tomaremos como uno. Reflejando tenemos las ecuaciones:

$$20 \log_{10} \left| H(j2 \tan 0.1\pi) \right| \geq -1 \quad (16)$$

$$20 \log_{10} \left| H(j2 \tan 0.15\pi) \right| \leq -15$$

que nos dice que en la banda de paso tenemos la magnitud de alrededor de 1 dB y en la banda de rechazo abajo de los 15 dB. Son las mismas que para invariancia en el impulso. Ahora sustituimos en la forma del filtro Butterworth analógico resultando:

$$1 + \left[\frac{j2 \tan 0.1\pi}{j\Omega_c} \right]^{2N} = 10^{0.1} \quad (17)$$

$$1 + \left[\frac{j2 \tan 0.15\pi}{j\Omega_c} \right]^{2N} = 10^{1.5}$$

que resultan ser las mismas que en invariancia en el impulso --- excepto que los bordes de las bandas de rechazo y de paso del filtro analógico son diferentes debido a que la transformación bilineal es curva.

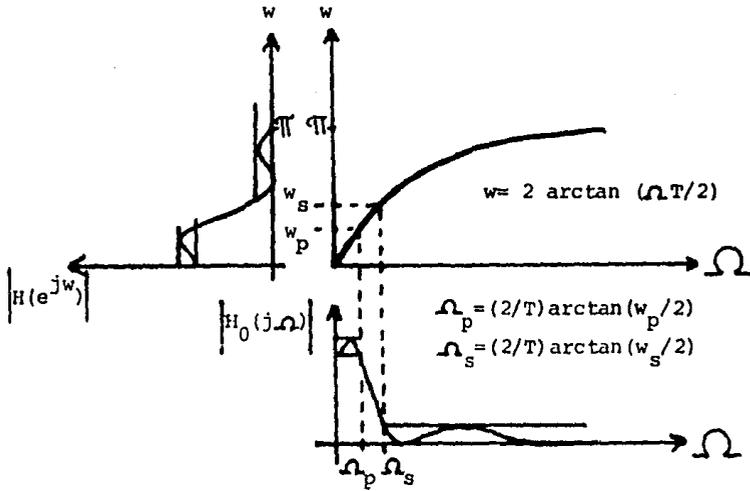
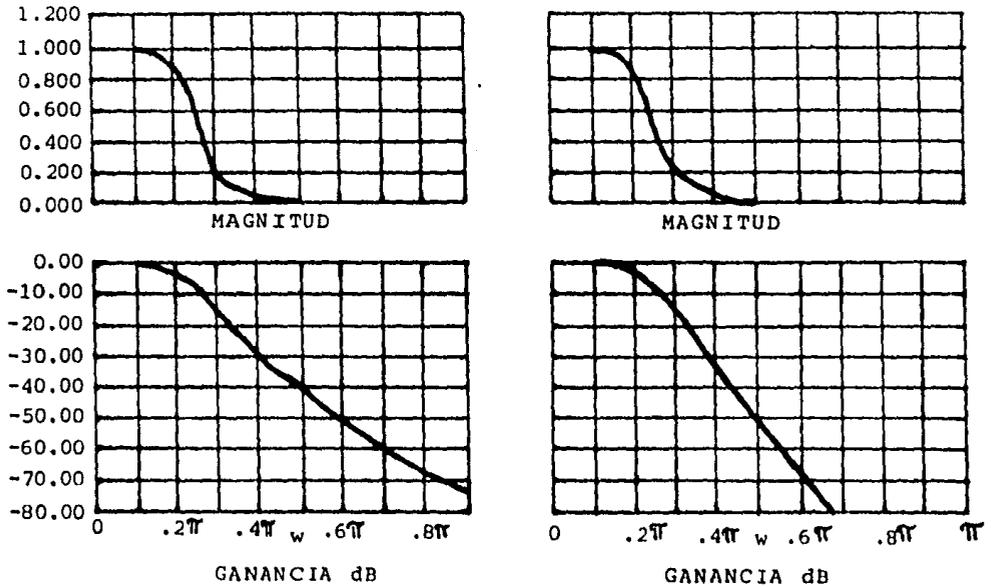


FIGURA III.32

El valor resultante para el parámetro "N" es también - entre 5 y 6 pero es menor que para invariancia en el impulso. Veamos la respuesta en frecuencia para transformación bilineal e invariancia en el impulso.



III.6.3.- RESPUESTA AL IMPULSO FINITA (FIR). Un filtro FIR es uno en el cual la respuesta al impulso $H(N)$ esta limitado a una cantidad finita de puntos. La respuesta al impulso puede expresarse como:

$$\begin{aligned} h(n) &= a_n & 0 \leq n \leq k \\ h(n) &= 0 & \text{en otro caso} \end{aligned} \quad (1)$$

y en algunos casos

$$h(n) = \sum_{i=0}^k a_i \delta(n-i) \quad (2)$$

la función de transferencia es entonces

$$H(z) = \sum_{m=0}^k a_m z^{-m} \quad (3)$$

$$H(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_k z^{-k}$$

El entero "k" representa el orden de la función.

La ecuación en diferencias que relacionan la entrada y la salida en (3) puede expresarse como:

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{i=0}^k a_i x(n-i) \\ y(n) &= \sum_{i=0}^k h(i)x(n-i) \end{aligned} \quad (4)$$

La ecuación (4) describe una realización no recursiva para la función de transferencia del FIR. Sin embargo, también observamos -- que como la ecuación en diferencias envuelve únicamente la entra-

da y la respuesta al impulso, puede ser considerada como una sumatoria de convolución entre estas dos funciones. De modo que una realización no recursiva de un FIR es equivalente a una convolución directa entre la entrada y la salida desde el punto de vista de implementación.

Algunas de las propiedades generales de los FIR son - las siguientes:

- a) La implementación se alcanza con una realización de tipo no recursivo o de convolución directa. Este tipo de implementación no requiere realimentación, por lo que las realizaciones en forma directa uno y en forma directa dos son directas.
- b) La implementación también es posible usando convolución - de alta velocidad, transformada rápida de Fourier o por técnicas recursivas.
- c) Los errores que vienen de la cuantificación, el redondeo, y las imprecisiones de los coeficientes son usualmente menos críticas en realizaciones no recursivas de filtros FIR que en la de filtros IIR. Esta ventaja se debe a la falta de - realimentación en las realizaciones no recursivas de filtros FIR.
- d) La función de transferencia de un filtro FIR con una implementación no recursiva tiene todos sus polos en el origen y siempre es estable.
- e) Los filtros FIR con características de fase lineales e ideales pueden ser diseñados. Esto es raramente posible con -- procedimientos de diseño con IIR.
- f) Se requiere normalmente un filtro FIR de orden más alto para obtener la misma forma de la respuesta en amplitud comparado con un filtro IIR.
- g) El retraso de tiempo se incrementa con la cantidad de términos y puede hacerse muy grande para un filtro de orden relativamente alto.
- h) En general, el problema total de aproximación para filtros - FIR es algo más difícil que con los métodos usados para fil-

tros IIR. El principal problema es que la especificación - de parámetros como son los límites de rizados en las bandas - de paso y de rechazo es más complicada para filtros FIR.

III.6.3.1.- METODO DE LAS SERIES DE FOURIER. La llave para el método de las Series de Fourier es el hecho de que la amplitud- $A(f)$ correspondiente a una respuesta al impulso de tiempo dis- creto lineal invariante en el tiempo $h(n)$ es periódica en la - frecuencia y puede ser expandida en series de Fourier en el do- minio de la frecuencia. En las aplicaciones más comunes de las Series de Fourier se expande una función de tiempo periódica en una Serie de Fourier en el dominio del tiempo, de modo que los- conceptos tiempo y frecuencia se toman algo al revés en la pre- sente aplicación, los coeficientes obtenidos de la Serie de - - Fourier pueden relacionarse con la respuesta al impulso, y los- coeficientes deseados de la función de Transferencia FIR pueden obtenerse.

Una ventaja significativa de los filtros FIR es la ca- pacidad de obtener fase lineal o retraso de tiempo constante. - Para obtener retraso de tiempo constante fácilmente, es neces- ario que las Series de Fourier tenga o término coseno únicamente o término seno únicamente, pero no ambos al mismo tiempo.

Las expresiones para las Series en cosenos para $A(v)$ y c_m son

$$A(v) = \sum_{m=-M}^M c_m e^{jm\pi v} \quad (5)$$

$$c_m = \int_0^1 A_d(v) \cos m\pi v \, dv$$

para las series seno las expresiones la $A(v)$ y d_m son

$$A(v) = \sum_{m=-M}^M \frac{1}{j} d_m e^{jm\pi v} \quad (6)$$

$$d_m = \int_0^1 A_d(v) \sin m\pi v \, dv$$

Para ilustrar desarrollaremos un ejemplo. Un filtro di

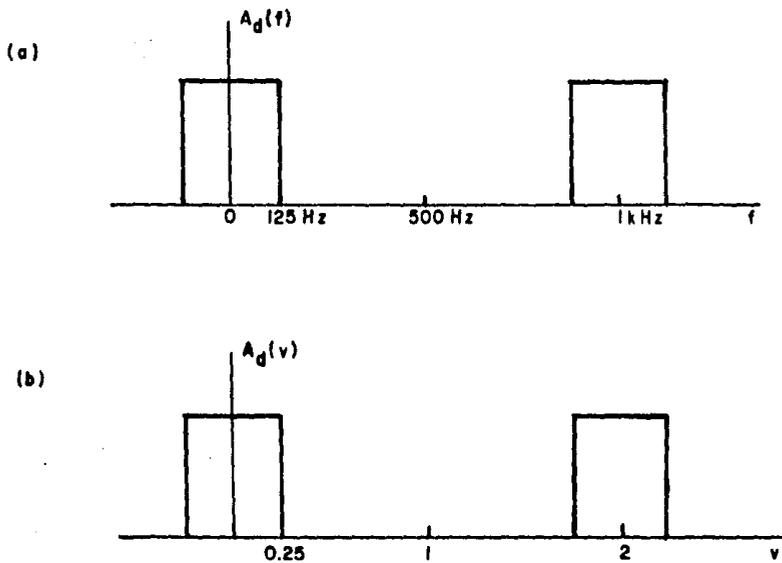
gital con FIR Paso Bajas se diseñará usando Series de Fourier.-
La respuesta en amplitud deseada es

$$A_d(f) = 1 \quad \text{para } 0 < f < 125 \text{ Hz}$$

$$A_d(f) = 0 \quad \text{para } 0 < f < f_0$$

La frecuencia de muestreo es 1 KHz., y la respuesta al impulso se limita a 20 retrasos. Se determinará la función de transferencia.

La representación para la respuesta en amplitud deseada es



La curva en la parte (a) de la figura se muestra en términos de la frecuencia original, mientras que la curva en (b) corresponde a una frecuencia normalizada. La frecuencia de doblado es $f_0 = 500 \text{ Hz}$. Se desarrollará en términos de la frecuencia norma

lizada. La respuesta deseada puede establecerse para propósitos de expansión como

$$A_d(v) = 1 \quad \text{para } -0.25 < v < 0.25$$

$$A_d(v) = 0 \quad \text{para } -1 < v < 1$$

De las ecuaciones (5) los coeficientes pueden determinarse como

$$c_m = \int_0^{0.25} (1) \cos m\pi v \, dv$$

$$c_m = \frac{\text{sen}(0.25 m\pi)}{m\pi}$$

El requerimiento de que la respuesta al impulso permite a 20 retrasos implica que el orden de la función de transferencia debe ser de 20. Puede haber tantos como 21 términos en la respuesta al impulso, ya que un componente no necesita ser retrasado. Los coeficientes se obtienen evaluando para m de 0 a 10.

La forma inicial de la función de transferencia es de la forma

$$H(z) = \sum_{m=M}^{-M} c_m z^m$$

con coeficientes para i negativa determinados por $c_{-m} = c_m$. Para hacer esta función causal, debemos multiplicar por z^{-10} . El resultado final queda

$$H(z) = \sum_{i=0}^{20} a_i z^{-i}$$

donde $a_i = c_{10-i}$. Este resultado con los coeficientes se ve en la tabla (1) en la columna "rectangular".

		RECTANGULAR	TRIANGULAR	HANNING	HAMMING	KAISER ($\theta = 2$)	
a_0	a_{20}	0.03183099	0	0	0.00254648	0.00036542	C_{10}
a_1	a_{19}	0.02500879	0.00250088	0.00061201	0.00256375	0.00113712	C_9
a_2	a_{18}	0	0	0	0	0	C_8
a_3	a_{17}	-0.03215415	-0.00964624	-0.00662721	-0.00866936	-0.00637990	C_7
a_4	a_{16}	-0.05305165	-0.02122066	-0.01832889	-0.02110671	-0.01698822	C_6
a_5	a_{15}	-0.04501582	-0.02250791	-0.22507910	-0.02430854	-0.02092616	C_5
a_6	a_{14}	0	0	0	0	0	C_4
a_7	a_{13}	0.07502636	0.05251845	0.05956287	0.06079995	0.05758099	C_3
a_8	a_{12}	0.15915494	0.12732395	0.14395700	0.14517283	0.14168986	C_2
a_9	a_{11}	0.22507908	0.2025717	0.21957100	0.22001165	0.21867619	C_1
a_{10}		0.25	0.25	0.25	0.25	0.25	C_0

TABLA 1

III.6.3.2.- FUNCIONES DE VENTANA. Si los coeficientes del filtro con FIR se determinan por Series de Fourier, surge una dificultad que no ha sido considerada. Los coeficientes de la función de transferencia fueron obtenidos terminando la expansión de la Serie de Fourier de la función en frecuencia deseada con una cantidad finita de términos. Esta terminación abrupta puede resultar en una pobre convergencia de las series resultantes particularmente en la vecindad de las discontinuidades.

Este problema se ilustra en la figura III.34. Una respuesta al impulso hipotética $h_d(n)$ con una cantidad infinita de términos se muestra en (a). Para propósitos de ejemplo diremos que esta serie converge uniformemente para representar la respuesta en amplitud deseada $A_d(f)$ mostrada en (b). En (c), la serie se termina abruptamente sin modificar ninguno de los coeficientes. Esta serie limitada $h_1(n)$ falla en convergir uniformemente en todos los puntos, así que la respuesta en amplitud resultante $A_1(f)$ mostrada en (d) sufre de oscilaciones y de convergencia pobre.

El proceso de limitar las series después de una cantidad finita de términos puede entenderse como la multiplicación de la respuesta al impulso de longitud infinita por una función de ventana de ancho finito. En cierto sentido, la función de ventana determina que tanto de la respuesta al impulso original podemos ver. En el caso de que la serie termine abruptamente sin modificación de ningún coeficiente, podemos considerar que la función de ventana es rectangular. La función de ventana rectangular puede considerarse como la fuente de algunas dificultades de convergencia.

Como la multiplicación en el dominio del tiempo corresponde a la convolución en el dominio de la frecuencia, la respuesta en frecuencia puede considerarse como la convolución deseada y la respuesta en frecuencia (la transformada de Fourier) de la función de ventana. La transformada de Fourier de la ventana rectangular tiene oscilaciones significativas y una pobre

convergencia en altas frecuencias. Cuando su espectro se convoluciona con la respuesta en amplitud deseada, puede resultar en una pobre convergencia de la respuesta en amplitud resultante.

En general, el espectro de una función de ventana consiste de un lóbulo principal que representa la parte media del

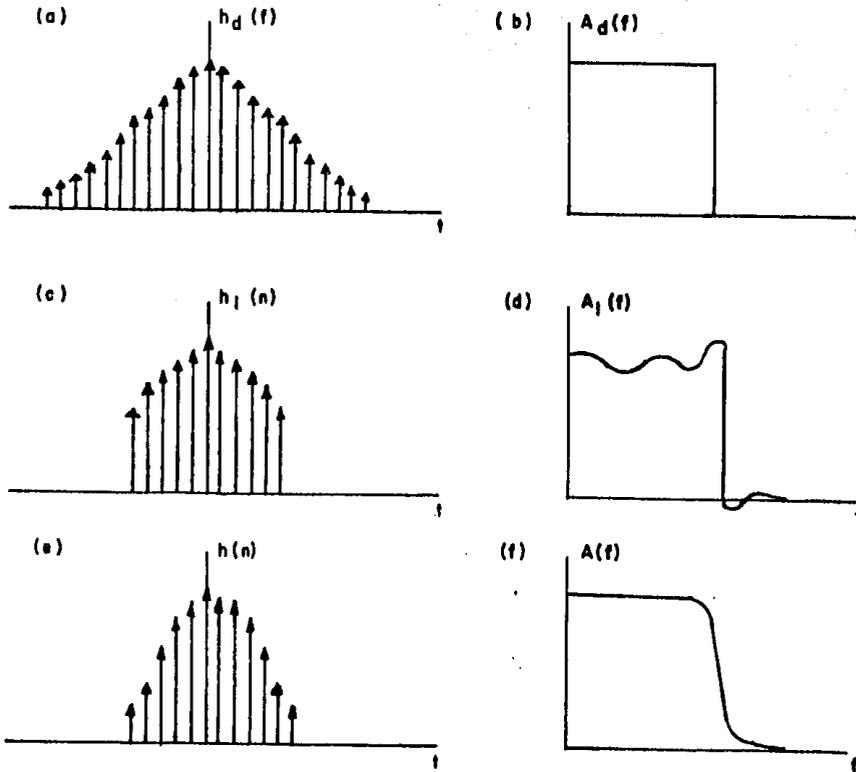


Figura III.34

espectro y varios lóbulos laterales localizados en ambos lados - del lóbulo principal. Es deseable que la función de ventana satisfaga dos criterios:

- El lóbulo principal debe ser tan angosto como sea posible
- El máximo nivel del lóbulo lateral debe ser tan pequeño como sea posible, relativo al lóbulo principal.

Una función de ventana en la que la minimización del an-

cho del lóbulo principal es el objetivo primario, tenderá a tener un corte más agudo pero puede sufrir de algunas oscilaciones en la banda de Paso y rizados significativos en la banda de Rechazo. Inversamente, una función de ventana que minimiza el nivel del lóbulo lateral tenderá a tener una respuesta en amplitud más suave y un rizo muy bajo en la banda de Rechazo, pero el corte puede no ser tan agudo.

De la figura III.34 la respuesta al impulso $h(n)$ mostrada en (e) representa la función obtenida multiplicando la respuesta a el impulso en (a) por una ventana más deseable que la ventana rectangular. La respuesta modificada $A(f)$ mostrada en (f) es ahora más suave y tiene un nivel de rizo más bajo en la banda de Rechazo.

Para la respuesta en frecuencia de las funciones de ventana es conveniente usar la escala de decibeles. La respuesta en decibeles se normaliza con respecto al valor de D.C. W_0 . La función $W_{dB}(f)$ se define como

$$W_{dB}(f) = 20 \log \frac{|W(f)|}{W_0} \quad (7)$$

Explicaremos algunas funciones de ventana comunes:
VENTANA RECTANGULAR. La ventana rectangular se considera primeramente como una base de referencia en el estudio de otras funciones. La función rectangular es simplemente

$$x(t) = 1 \quad \text{para } |t| < \frac{\tau}{2} \quad (8)$$

$$x(t) = 0 \quad \text{en otro caso}$$

La Transformada de Fourier es

$$W(f) = \frac{\tau \operatorname{sen}(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \quad (9)$$

La función $w(t)$ es una de las curvas mostrada en la figura III.35 y $W_{dB}(f)$ se muestra en la figura III.36

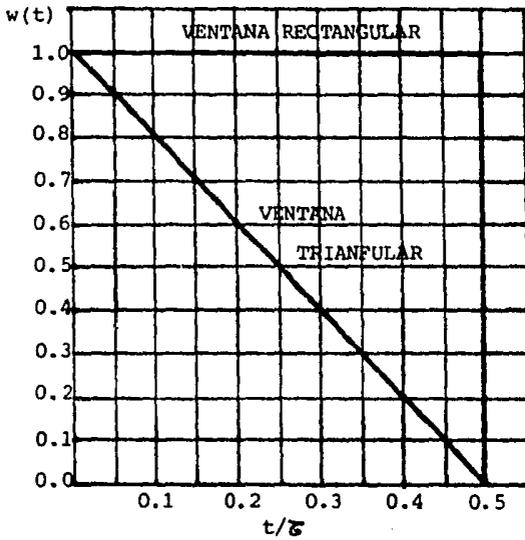


FIGURA III.35

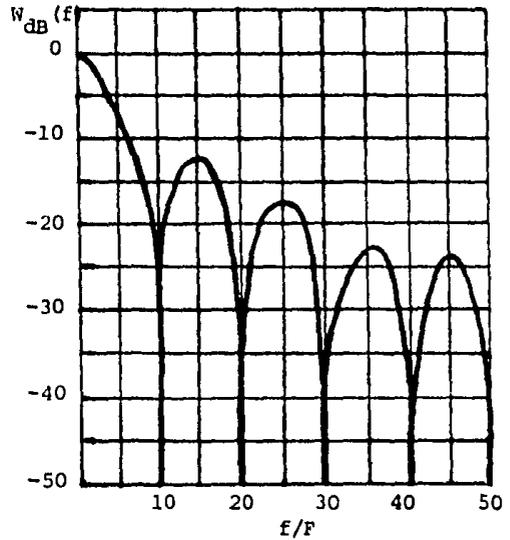


FIGURA III.36

VENTANA TRIANGULAR.- La función de la ventana triangular se define como:

$$w(t) = 1 - \frac{2t}{\tau} \quad \text{para } |t| < \frac{\tau}{2} \quad (10)$$

$$w(t) = 0 \quad \text{en otro caso}$$

La transformada de Fourier es:

$$W(f) = \frac{\tau}{2} \left[\frac{\text{sen}(\pi f \tau / 2)}{\pi f \tau / 2} \right]^2 \quad (11)$$

La función $w(t)$ se muestra junto con la ventana rectangular en la figura III.35 y $W_{dB}(f)$ se muestra en la figura III.37. El ancho -- del lóbulo principal de la ventana triangular es alrededor del doble del ancho de la ventana rectangular, pero el lóbulo lateral es -- mucho más bajo.

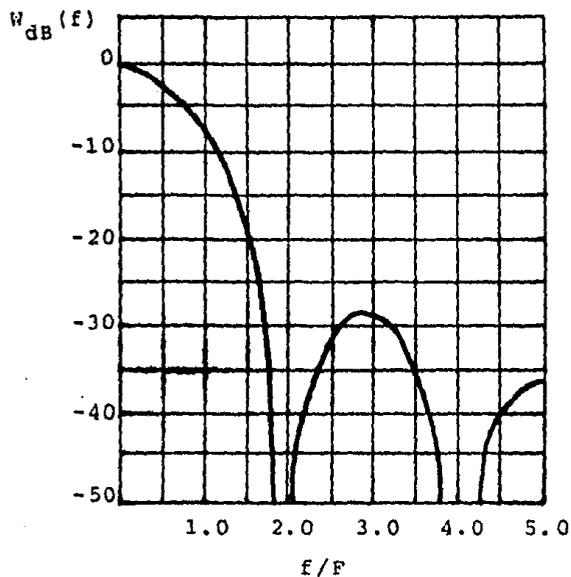


FIGURA III.37

VENTANA HANNING.- La ventana Hanning o coseno cuadrado se define como:

$$w(t) = \cos^2 \frac{\pi t}{\delta} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \frac{2\pi t}{\delta} \right] \quad \text{para } |t| \leq \frac{\delta}{2} \quad (12)$$

$$w(t) = 0 \quad \text{en otro caso}$$

La transformada de Fourier es:

$$W(f) = \frac{\delta \operatorname{sen} \pi f \delta}{2 \pi f \delta} \left[\frac{1}{1 - (f\delta)^2} \right] \quad (13)$$

La función $w(t)$ se muestra en la figura III.38 y $W_{db}(f)$ se muestra en la figura III.39 .

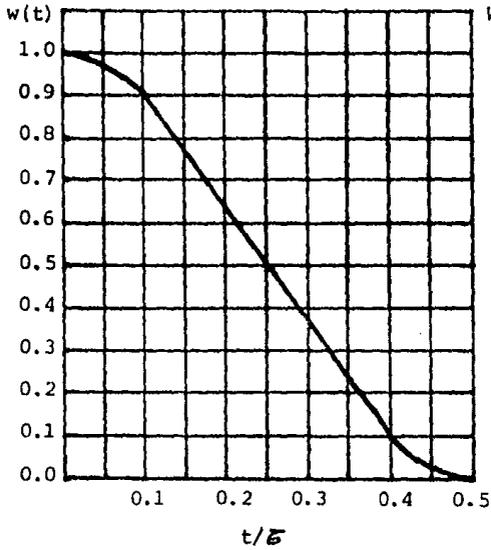


FIGURA III.38

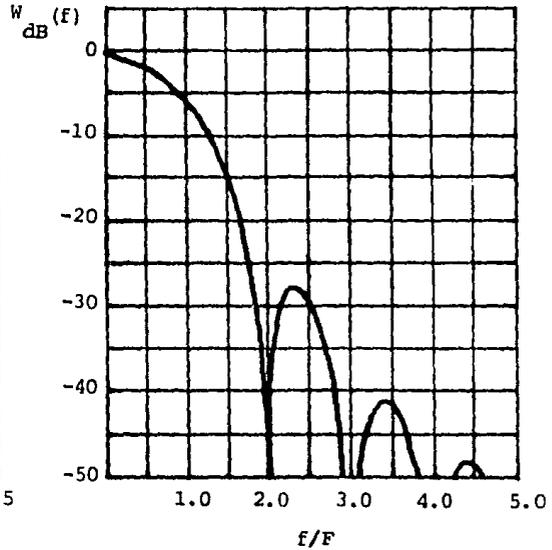


FIGURA III.39

VENTANA HAMMING.- La función de la ventana Hamming se define como:

$$w(t) = 0.54 + 0.46 \cos \frac{2\pi t}{T} \quad \text{para } |t| \leq \frac{T}{2} \quad (14)$$

$$w(t) = 0 \quad \text{en otro caso}$$

La transformada de Fourier es:

$$W(f) = \frac{\text{sen} \pi f T}{\pi f T} \left[\frac{0.54 - 0.08 (fT)^2}{1 - (fT)^2} \right] \quad (15)$$

La función $w(t)$ se muestra en la figura III.40 y $W_{dB}(f)$ se muestra en la figura III.41

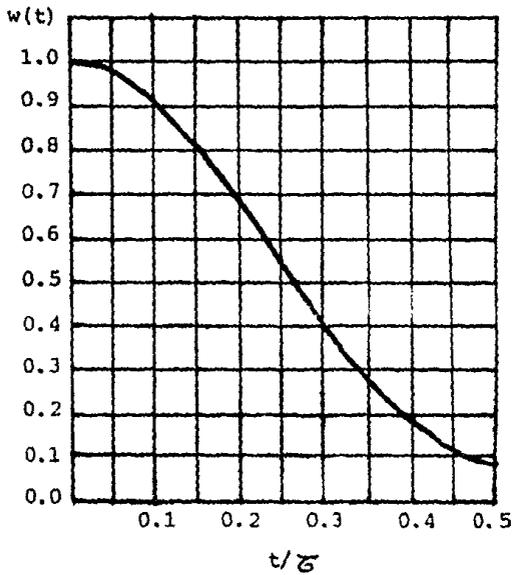


FIGURA III.40

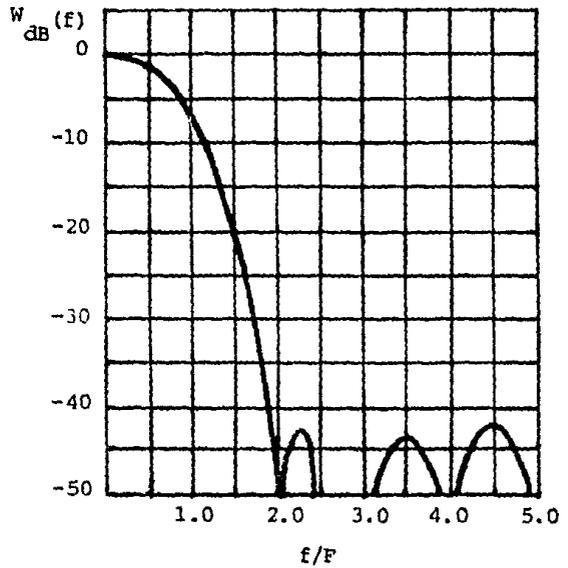


FIGURA III.41

VENTANA KAISER.- Una familia de funciones de ventana flexible fue desarrollada por Kaiser. Esta familia puede describirse por la ecuación:

$$w(t) = \frac{I_0 \left[\theta \sqrt{1 - (2t/\tau)^2} \right]}{I_0(\theta)} \quad \text{para } |t| \leq \frac{\tau}{2} \quad (16)$$

donde I_0 es la función Bessel modificada del primer tipo y de orden cero y θ es un parámetro. Variando el parámetro θ , el compromiso entre el ancho del lóbulo principal y el nivel del lóbulo lateral --- puede ajustarse. Valores grandes de θ corresponden a anchos de lóbulos principales más amplios y niveles de lóbulos laterales más pequeños. Varias funciones Kaiser típicas se muestran en la figura -- III.42

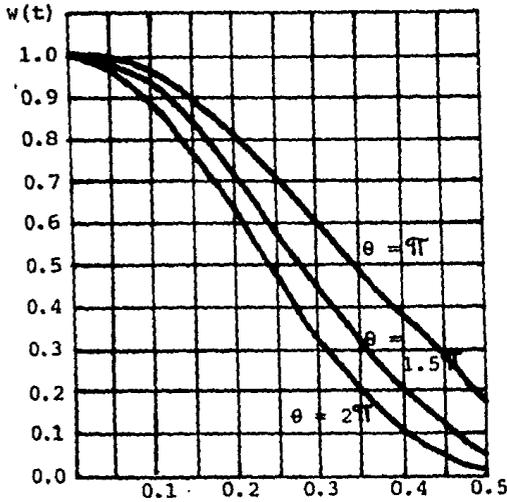


FIGURA III.42

La transformada de Fourier correspondiente a la ecuación (16) es:

$$W(f) = \frac{\xi \operatorname{sen} \left[\sqrt{(\pi f \xi)^2 - \theta^2} \right]}{I_0(\theta) \sqrt{(\pi f \xi)^2 - \theta^2}} \quad (17)$$

Cuando la expresión bajo el radical en la ecuación (17) es negativa, la función puede expresarse en términos de la función seno hiperbólico.

Las curvas de $W_{dB}(f)$ correspondientes a los tres casos de la figura III.42 se muestran en las figuras III.43, III.44 y III.45.

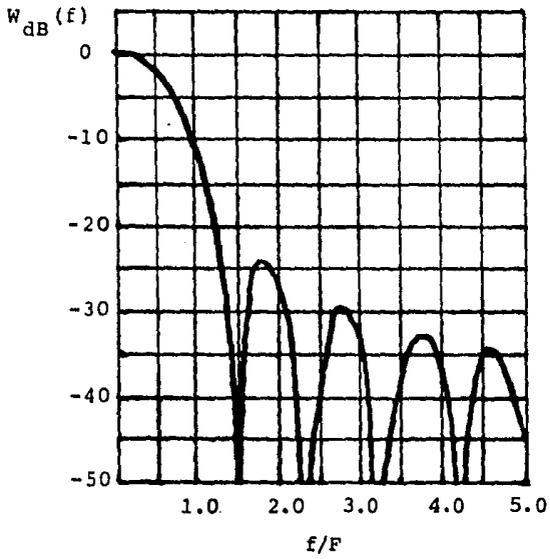


FIGURA III.43

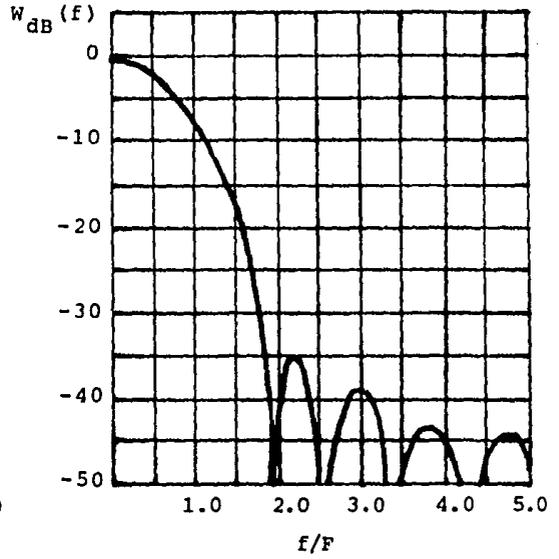


FIGURA III.44

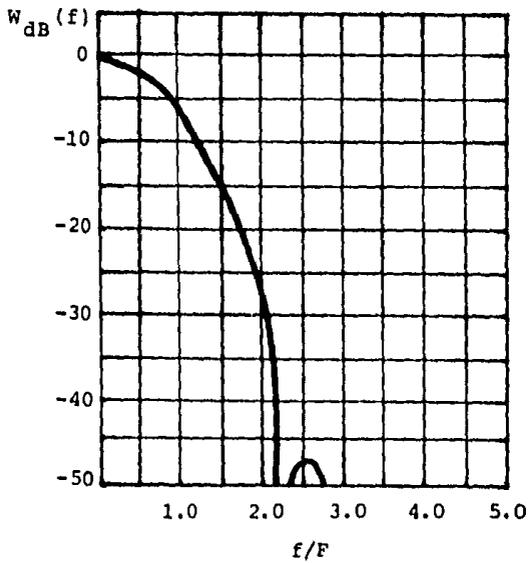


FIGURA III.45

IV.- VIDEOGRABADORAS Y CODIGOS DE GRABACION

IV.1 INTRODUCCION

IV.2 PRINCIPIO DE LA GRABACION SOBRE SOPORTE MAGNETICO

IV.3 VIDEOCASSETTES.

IV.3.1 VCR

IV.3.2 VCR-LP

IV.3.3 BETA

IV.3.4 VHS

IV.3.5 VIDEO 2000

IV.4 VIDEODISCOS

IV.4.1 SISTEMA CED

IV.4.2 SISTEMA VHD

IV.4.3 SISTEMA VLP

IV.5 CODIGOS DE GRABACION

IV.5.1 INTRODUCCION

IV.5.2 CODIGOS DE GRABACION MAGNETICA

IV.5.3 CODIFICACION PARA CORRECCION Y DETECCION DE
ERRORES.

IV.5.4 CODIFICACION PARA EL SUBSANAMIENTO DE LOS -
DEFECTOS DEL EQUIPO.

IV.- VIDEOGRABADORAS Y CODIGOS DE GRABACION

IV.1.- INTRODUCCION. La videograbación, como ha sucedido con la mayoría de los avances tecnológicos, ha pasado por dos períodos de tiempo muy concretos, el período profesional, que se inicia en el año 1956, y el masivo, el del gran público, en la década de los setentas, con el surgimiento del videocassette - de 1/2".

Los primeros intentos para grabar señales eléctricas de imagen mediante procedimientos magnéticos se remontan al año 1928 y parten de un ingeniero de la compañía norteamericana BELL. Su procedimiento consistía en el registro magnético sobre una bobina de alambre.

Este procedimiento, que si bien cumplía su finalidad grabar señales de imagen, presentaba grandes inconvenientes, - visto desde nuestros conocimientos actuales, como la enorme longitud de alambre necesario para el registro de las altas - frecuencias y muy mala calidad de la señal reproducida, por - lo que al no ser práctico, se abandonó.

Al principio de la década de los 50 se reanudaron de nuevo las pruebas de grabación de imagen, en esta ocasión ya con cinta magnética conforme a la empleada en magnetofonía, - por parte de las compañías norteamericanas AMPEX, RCA y otras. El resultado fue el surgimiento, en el año de 1956, del magnetoscopio modelo VR-1000 de AMPEX, aparato con categoría profesional, apropiado para los estudios de producción de programas de las emisoras de televisión o aplicaciones similares, iniciándose así la etapa profesional del videograbador.

Este primer magnetoscopio registra el audio en forma longitudinal conforme al procedimiento empleado en la técnica magnetofónica, y el video mediante barrido transversal, sistema que proporciona la velocidad necesaria para el registro de señales de videofrecuencia. La cinta empleada fue diseñada -

y fabricada por la compañía norteamericana MINNESOTA MINNING - AND MANUFACTURING, conocida actualmente como 3M. Tal cinta de nominada SCOTCH-100, está constituida por un soporte de papel de 2 " de ancho sobre el que se había depositado una capa de partículas magnéticas.

La introducción de este medio de registro transformó los procesos de trabajo de los estudios de producción de las emisoras de T.V., ya que la mayoría lo adoptaron de forma inmediata, aún cuando su costo de mantenimiento era alto.

Como consecuencia de la gran aceptación, las investigaciones en videograbación se dirigieron principalmente a la búsqueda de métodos que permitieran reducir la cantidad de cinta empleada, o lo que es lo mismo, reducir la velocidad de arrastre.

El primer método de exploración, denominado "barrido transversal", consiste en situar las cabezas de video sobre un disco giratorio dispuesto transversalmente con la cinta, con lo que inscribía en la cinta pistas, prácticamente, transversales. Este método tuvo muy poca repercusión y se desechó al surgir el método denominado "barrido helicoidal", de uso universal actualmente.

Este método consiste, como en el transversal, en situar las cabezas sobre un disco giratorio, pero dispuesto ligeramente inclinado respecto de la cinta, por lo que inscribe pistas en "hélice" (genéricamente helican-scan) o helicoidales. El resultado inicial es la reducción de la velocidad de arrastre, respecto del primero.

Al reducirse la vel. de la cinta, y obviamente el costo de mantenimiento, el magnetoscopio entró en otros campos profesionales y semi-profesionales, como la industria para la formación y seguimiento de procesos de fabricación, la Universidad, etc., con lo que se inició su gran expansión.

El período de gran público o aficionado se inicia entre los años 1965/70, al aparecer el mercado videograbadoras - VTR (Video Tape Recorder), con cintas de 3/4" y 1/2" y con menor velocidad de arrastre de cinta, lo que permitió emplear bobinas de cinta relativamente pequeñas.

El acercamiento definitivo al mercado mayoritario se produjo en 1970/72, al aparecer el VCR (Video Cassette Recorder) con cinta de 1/2" en cassette y con tiempo de registro de una hora.

El VCR fue producido por la firma holandesa PHILIPS, y está considerado como el primer sistema de video para el hogar. Este magnetoscopio incorpora unidades complementarias para permitir la sintonía de emisoras directamente de antena y modulador de RF para acoplar por antena a un receptor de T.V. convencional, lo que haría apto para empleo en el hogar.

Partiendo de VCR, la evolución hasta el momento actual es la siguiente:

AÑO	SISTEMA	ANCHO CINTA	TIEMPO REGISTRO	VEL. CINTA
1971/72	VCR	1/2"	1 hora	14.29 cm/seg.
1977	VCR-LP	1/2"	2.5 horas	6.56 cm/seg.
1976/77	SVR	1/2"	4 horas	3.95 cm/seg.
1977	VHS	1/2"	3.25 horas	2.33 cm/seg.
1977/78	BETA	1/2"	3.25 horas	1.87 cm/seg.
1979/80	VIDEO-2000	1/2"	2x4 horas	2.44 cm/seg.

IV.2.- PRINCIPIO DE LA GRABACION SOBRE SOPORTE MAGNETICO

El registro de señales correspondientes a las informaciones de imagen y/o sonido sobre el soporte magnético de la cinta, está relacionado con dos propiedades físicas de primer orden, como son la electricidad y el magnetismo, en donde uno es siempre consecuencia del otro.

En Este modo de grabación o registro, la señal eléctrica se aplica a un inductor magnético que genera un campo magnético de valor dependiente del nivel de la señal, que es retenido por la capa magnética de la cinta, para lo cual, se sitúan el inductor y la cinta en un elevado grado de proximidad (Figura IV.1), como forma de que las líneas de fuerza comiencen a circular por el núcleo, y a través del entrehierro por el óxido, - con lo que se consigue variar su sentido molecular y, por tanto, se obtiene el registro de una información (Figura IV.1.b).

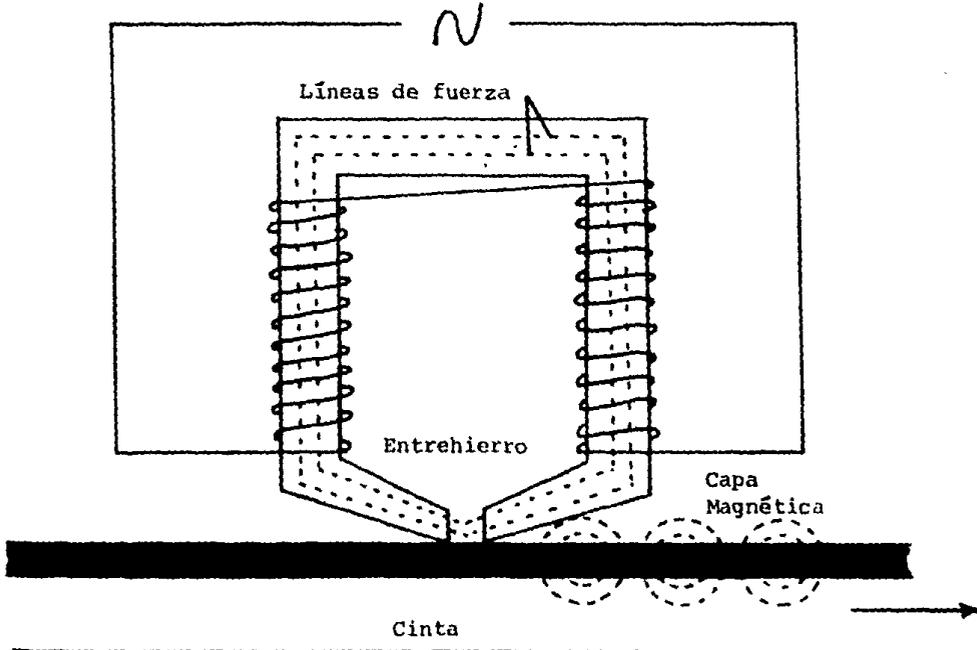


Figura IV.1

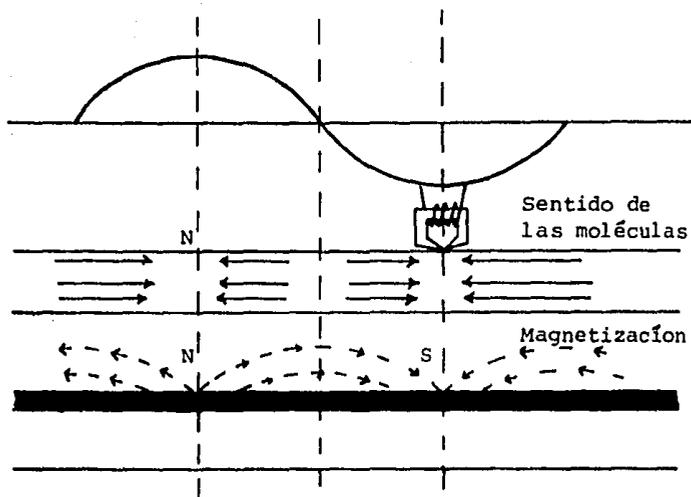


Figura IV.1.b

Durante la reproducción se produce el efecto contrario; al situar y desplazar el inductor sobre la capa magnética de la cinta, el flujo magnético contenido en el óxido comienza a circular por su núcleo a través del entrehierro, lo que da lugar a la generación en el o los devanados de tensión eléctrica, obteniendo por tanto la reproducción (Figura IV.2).

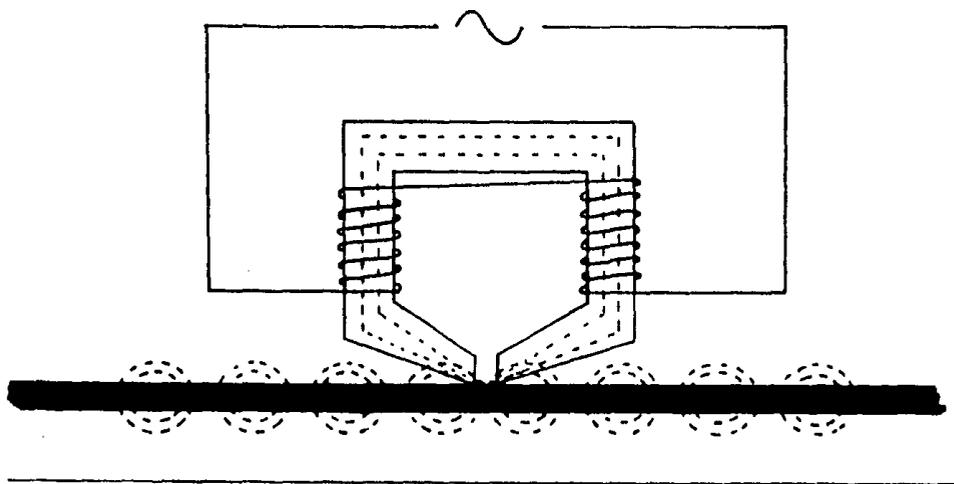


Figura IV.2

El elemento inductor reversible es la denominada cabeza o cabezal magnético.

El campo magnético producido por la cabeza durante el registro es conforme a la expresión:

$$\Phi = \int \beta \cos \varphi dA$$

donde dA es la superficie que atraviesan las líneas de fuerza. Y para $\varphi = 0$, la expresión se simplifica a $\Phi = \beta A$.

Durante la reproducción se obtendrá un nivel de tensión en el devanado del cabezal conforme a la expresión simplificada:

$$e = -K \frac{d\Phi}{dt}$$

donde K = constante, dependiendo de las características del devanado y del núcleo del cabezal.

Lo que demuestra que la tensión obtenida en cuanto a valor y forma, es dependiente del flujo magnético registrado y, -- por tanto, permite la reproducción.

TEORIA DE LOS MATERIALES FERROMAGNETICOS

Por definición, se consideran materiales ferromagnéticos a los que poseen un momento magnético propio, de tal forma, que son susceptibles de producir imanación (ordenación molecular), mediante la aplicación de un campo magnetizante exterior y conservarlo después de cesar la acción de tal campo.

Sobre los materiales con esta propiedad existen varias teorías que describen o explican tal comportamiento. Algunos - de ellos son reproducidos a continuación, aunque de forma resumida.

Momentos magnéticos de los átomos.

Esta teoría, basada en una ley de Ampere, admite que todas las propiedades de la materia son debidas a la existencia de momentos magnéticos elementales en los átomos. Estos momentos magnéticos son consecuencia del propio movimiento orbital de los electrones y, principalmente, de su spin.

Se puede admitir, por tanto, que los materiales ferromagnéticos admiten dos direcciones opuestas de orientación o imanación, ya que tienen dos direcciones de spin (positivo y negativo).

La condición para que un material sea imantado es que disponga de más electrones alineados en un sentido que en otro, ya que como es obvio, si las cantidades son igual sus acciones se anulan.

Como conclusión, en un material ferromagnético se cumple que:

$$\sum M \neq 0$$

Teoría del campo molecular.

Teoría debida al físico francés Weiss, que considera la existencia en los átomos de los elementos ferromagnéticos - de una interacción distinta a las que se producen en las acciones eléctricas o magnéticas, y que se denomina campo molecular.

En síntesis, esta teoría dice que cada electrón efectúa una acción sobre los electrones adyacentes, de tal forma, - que tiende a orientar el eje de su spin en forma paralela al - sentido propio.

Teoría de los dominios magnéticos.

Esta teoría introduce un nuevo concepto, el de dominios magnéticos, y considera que existen como regiones en todos los -

elementos ferromagnéticos. Los dominios magnéticos giran unos respecto a otros, situándose con los polos magnéticos contrarios enfrentados, lo que supone, al final, una energía potencial inferior a la inicial.

La diferencia entre la energía inicial y final (con saturación magnética), corresponde y es dependiente del trabajo efectuado por el campo magnetizante exterior para conseguir todos sus giros.

Esta teoría es la más aceptada en el caso concreto de las cintas con soporte magnético.

CURVA DE MAGNETIZACION

Al aplicar una fuerza magnetizante a un elemento ferromagnético se produce en éste un aumento de su valor magnético, de nivel dependiente de la densidad de la fuerza aplicada. Tal aumento de valor tiene un límite conocido como punto de saturación, en el que el aumento de la intensidad de la fuerza magnetizante, no produce más magnetismo en el elemento (Fig. IV.3).

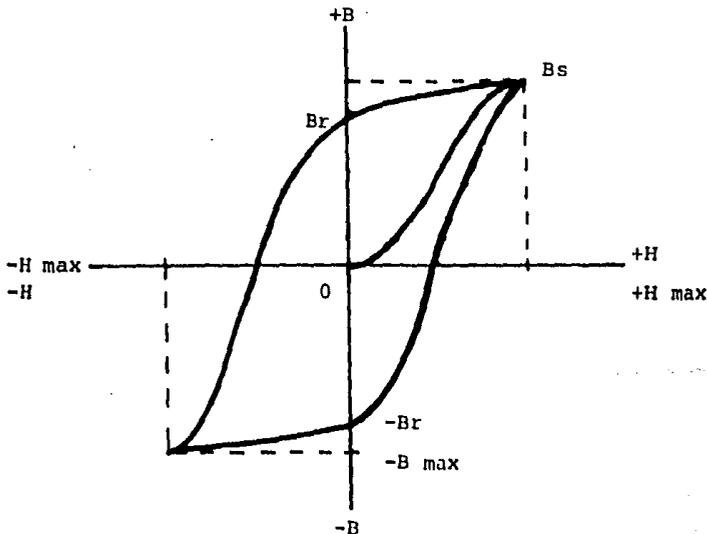


Figura IV. 3

Al reducir a cero la fuerza magnetizante, el elemento ferromagnético no perderá todo su magnetismo (está es su propiedad característica), ya que permanecerá retenida una cantidad dependiente de la remanencia característica del elemento. Al valor magnético retenido se le denomina retentividad, y corresponde al punto Br de la figura.

En la cinta magnética tal característica es muy importante, ya que determina el nivel de tensión posteriormente reproducido y, por tanto la relación señal-ruido.

Para reducir a cero el magnetismo retenido (punto Br) es preciso aplicar una fuerza magnetizante en el sentido inverso, con lo que se alcanza la saturación magnética también en sentido inverso. Tal proceso es conocido como ciclo de histéresis, y es distinto para cada elemento.

La fuerza necesaria para reducir el magnetismo del elemento ferromagnético a cero, en condición de saturación y conforme a lo indicado, es la denominada coercitiva, con efecto, por ejemplo, durante el borrado de la información de la cinta, se efectúa mediante cabezas a las que se aplica una corriente alterna de gran intensidad.

En la técnica de registro de señales eléctricas sobre soporte magnético, se denomina exploración a la acción de barrido de la cinta por cabezas grabadoras-reproductoras.

En videograbación, la exploración se realiza de forma distinta para informaciones de imagen y sonido por diversos motivos, determinados por sus características de velocidad y ancho de las pistas a inscribir en la cinta.

GRABACION DE AUDIO

Para registrar esta información en la cinta magnética, el método es el mismo que el que se emplea en la técnica magnetofónica.

Consiste en situar una cabeza grabadora-reproductora inmóvil en sentido longitudinal de la cinta, para que inscriba la pista.

El ancho de la pista es generalmente inferior a 1mm. En los casos en el que el registro de audio se hace en estéreo, se sitúa otra cabeza inmediatamente debajo de la primera, con un espacio de separación para evitar la diafonía.

GRABACION DE VIDEO

El registro de video implica unos problemas más complejos que el audio, dadas sus características y las condiciones que debe cumplir.

Para poder registrar las frecuencias de video del orden de 3 a 4 Mega Hz., es preciso una elevada velocidad cabeza-cinta, cifrada en un mínimo 5 m/seg. Esta condición fue uno de los primeros problemas que se encontró al principio de la videograbación, ya que si bien se fabricaron aparatos con registro longitudinal con esa velocidad de cinta, a los pocos años surgieron sistemas que permiten reducir considerablemente la velocidad. Estos sistemas son los denominados "barrido transversal" y "barrido helicoidal". El primero, de muy poca repercusión y ya en desuso, y el segundo adoptado universalmente.

BARRIDO HELICOIDAL

El sistema de barrido helicoidal, conforme a su propia denominación, consiste en disponer n cabezas de video (generalmente dos), sobre un disco giratorio inclinado respecto de la horizontal de la cinta, y sobre el cual se carga la cinta rodeándolo 180° (Figura IV.4)

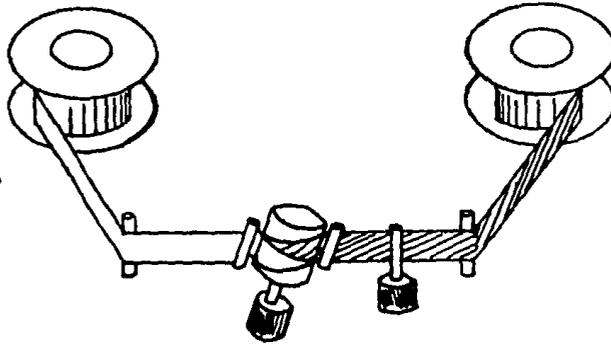
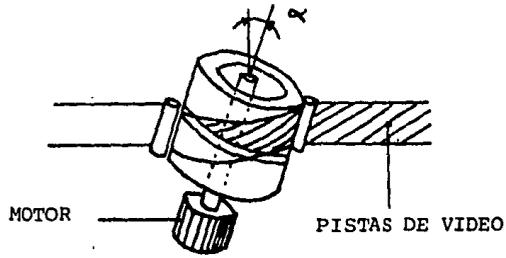


Figura IV.4

Con este método de exploración se consigue una elevada velocidad resultante, que es conforme a la siguiente expresión:

$$V_r = \frac{\pi d}{1/V_t}$$

donde:

V_r = velocidad relativa de exploración

d = diámetro tambor portacabezas

V_t = velocidad disco portacabezas

Obteniendo así la velocidad suficiente que permite grabar la información de video. Luego la pista inscrita con este sistema de barrido, es conforme a la (Figura IV.5)

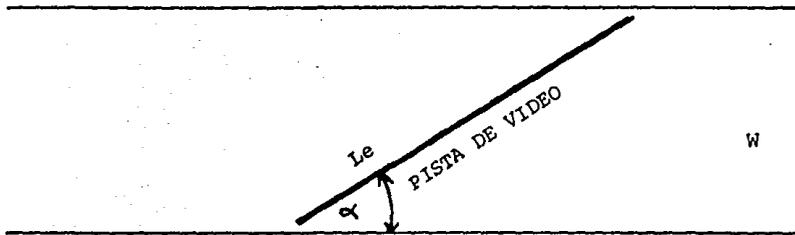


Figura IV.5

El número de pistas a inscribir es dependiente del número de cabezas dispuestas en el disco y de la velocidad de exploración. Para un sistema de dos cabezas enfrentadas 180° y velocidad (V_t) de 25 r.p.s. el tiempo de permanencia de cada cabeza en la cinta que rodea al tambor es:

$$t_c = \frac{1}{50} \text{ seg.}$$

Por tanto, el número de pistas que inscribe es de 50 por segundo conteniendo cada una la información correspondiente a 312,5 H (un semi-imagen).

Una de las condiciones importantes que debe cumplir - el conjunto de barrido es la continuidad de la información leída durante la reproducción, para evitar la inestabilidad de imagen por interrupciones. Para ello, el sistema mecánico debe -- asegurar que la cabeza B esté situada sobre la cinta en el mismo momento, o antes, de que la cabeza A se aleje de la cinta, - sólo así la información obtenida será de forma continua.

Para proporcionar al conjunto unos márgenes de seguridad, se recurre a situar más de 180° de cinta alrededor del tambor portacabezas, existiendo por tanto un tiempo de coincidencia que, si bien anula la información de las líneas que correspondan a su tiempo, se consigue la condición de continuidad y, como consecuencia, de estabilidad.

Barrido Lento

El barrido lento Slow tiene como finalidad obtener en la imagen, el efecto de "imagen lenta" a modo de la proyección cinematográfica a baja velocidad.

Su principio consiste en reducir la velocidad nominal de arrastre de la cinta, manteniendo la del disco portacabezas, por lo que se repite información al barrer las cabezas de vídeo más de una vez cada pista inscrita en la cinta, motivo por el - cual se produce el indicado efecto de "imagen lenta".

Situar el sistema de barrido en Slow, implica la necesidad de variar ciertos circuitos y parámetros, con el fin de - que se cumplan las condiciones necesarias para que exista certidumbre en la lectura.

Barrido rápido

El barrido rápido o CUE consiste en situar la velocidad de arrastre de cinta en $V_c.n$ (Velocidad de cinta por número de pistas), manteniendo la velocidad de barrido al valor nominal, obteniendo el efecto de "imagen rápida".

Esta situación como en Slow, implica las acciones de corrección del error angular, y la disposición de circuitos auxiliares que permiten compensar (en este caso dividir) el número de impulsos obtenidos de la pista de control, ya que se emplean como referencia de lecturas para el Servo.

Obtener el efecto de "imagen rápida", implica explorar líneas distanciadas en un número n conforme a la figura - - IV.6

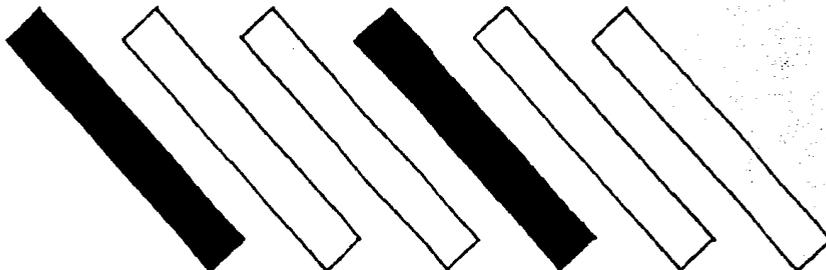


Figura IV.6

Por lo que es necesario que exista una correspondencia entre $V_c.n$ y la velocidad de barrido, para que cada 180° de recorrido del disco portacabezas (para un sistema de 2 cabezas), coincida con una nueva pista de lugar n .

REGISTRO DE VIDEO SOBRE SOPORTE MAGNETICO

El registro de señal eléctrica de imagen sobre el soporte magnético de la cinta, requiere unas transformaciones previas como forma de evitar las dificultades técnicas que se producen sobre todo en las cabezas magnéticas, y por el elevado ancho de banda de la señal de video, que se extiende desde 25 Hz a aproximadamente 5 MHz y que supone 18 octavas.

El factor que determina la necesidad del proceso de transformación de las componentes de la señal de video, es la característica natural de las cabezas de video de atenuar su respuesta en 6 dB con cada octava de la señal que trata y, que su-

pondría, en el caso de aplicar para grabar la señal de video - de forma directa, una elevada relación (108 dB) de nivel de -- tensión generada durante la reproducción, con los tiempos más altos de la información respecto de los bajos. Tal relación - de nivel obtenido producirá un enorme falseamiento de la ima-- gen reproducida en el monitor, ya que la condición para devolver a la señal su forma original es que se produzcan las dos - proporcionalidades siguientes:

- en grabación $\Phi \propto E$ y
- en reproducción $E \propto \Phi$

La característica indicada de las cabezas de video - está determinada por la longitud de su entrehierro ya que limi ta la frecuencia a tratar conforme a la expresión $\lambda = h$.

El nivel de tensión obtenido en el devanado de una ca beza durante la reproducción es:

$$E \propto \frac{d\Phi}{dt}$$

donde:

- λ = long. de onda de la señal
- h = long. del entrehierro
- Φ = flujo eléctrico
- v = Vel. resultante cabeza-cinta

y que es dependiente y conforme a la expresión:

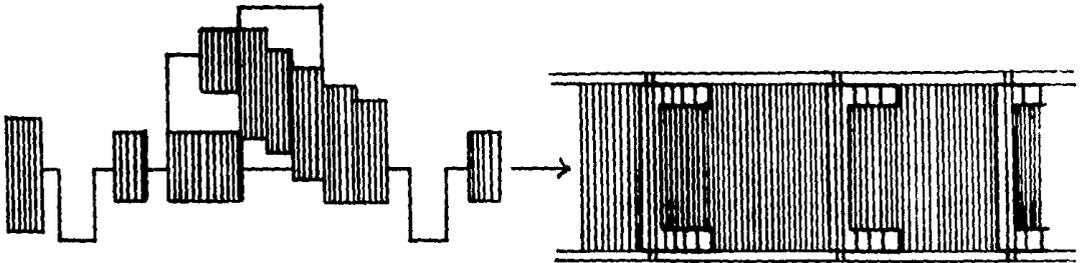
$$E \propto v \sin \frac{\pi h}{\lambda} \cos \omega t$$

que demuestra la dependencia (y por tanto la atenuación indica da) del nivel de tensión obtenido en la cabeza con la longitud - de onda de la señal.

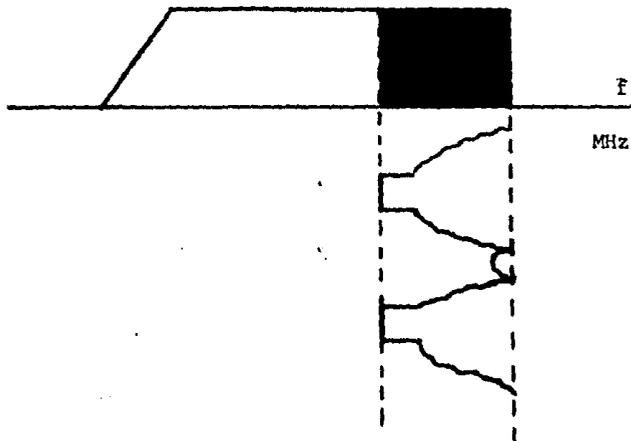
Como solución tendente a linealizar la respuesta y, -- por tanto, a evitar el falseamiento de la señal reproducida, se

adoptó el sistema de transformación de la señal de video a frecuencia modulada, sistema de uso universal.

Este modo de conversión de la señal de video a FM, -- consiste en desplazar la frecuencia de reposo de un oscilador -- con cada H de la señal aplicada (Figura IV.7)



Transformación de la Señal de Video a FM



Curva de desplazamiento de la frecuencia de un oscilador con cada línea de información

Figura IV.7

H Línea de información

Mediante el procedimiento de modulación de frecuencia se consigue un espectro de frecuencia muy estrecho, por lo que la atenuación que producen las cabezas está dentro de límites que es posible estabilizar.

La frecuencia de reposo y de desplazamiento o excursión del oscilador, depende del tipo de magnetoscopio, en razón a la velocidad de barrido de las cabezas.

En video doméstico o de aficionado con velocidad de barrido de aproximadamente 5 m/seg., la frecuencia de reposo y desplazamiento se sitúa para cada sistema en los siguientes valores:

Sistema	Velocidad barrido	Frecuencia de reposo	Frecuencia con nivel blanco	Incremento con cada línea
VCR	8,18 m/seg.	3 MHz	4,4 MHz	1,4 MHz
VCR-LP	8,18 m/seg.	3,3 MHz	4,8 MHz	1,5 MHz
BETA	5,83 m/seg.	3,8 MHz	5,2 MHz	1,4 MHz
VHS	4,84 m/seg.	3,8 MHz	4,8 MHz	1,0 MHz
V-2000	5,08 m/seg.	3,3 MHz	4,8 MHz	1,5 MHz

Estos valores están determinados por razones prácticas de velocidad de escritura, por la propia concepción de los aparatos.

IV.3- VIDEOCASSETTES

La técnica empleada para registro de la señal de video en esta familia de videógrafos es distinta a los profesionales, en razón a sus limitaciones impuestas como el ancho de cinta y la velocidad de escritura, lo que significa una reducción de la banda de video que permite registrar.

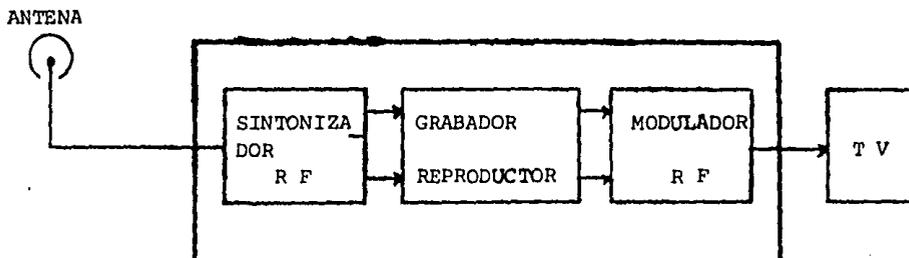
Estos videógrafos semiprofesionales tienen su aplicación en pequeños estudios de producción, y sobre todo actualmente en el hogar, para grabación de emisiones de televisión y para producción de películas comerciales, por lo que un parámetro muy importante es su velocidad de arrastre de cinta, como forma de reducir el volumen del cassette a emplear, o aumentar el tiempo de registro.

Las velocidades que se emplean en estos videógrafos están entre 14 y 1,87 cm/seg. para los distintos sistemas existentes en la actualidad. El ancho de cinta normalizado es 1/2", -- pues aún cuando el sistema video 2000 precisa sólo 1/4", el cassette se hace reversible.

El cuadro siguiente relaciona la evolución de los distintos sistemas de videocassette.

Sistema	Ancho Cinta	Velocidad arrastre	Tiempo de grabación
VCR	1/2"	14,29 cm/seg.	1 hora
VCR-LP	1/2"	6,56 cm/seg.	2 1/2 horas
BETA	1/2"	1,87 cm/seg.	3 horas 45 min.
VHS	1/2"	2,33 cm/seg.	3 horas 15 min.
SVR	1/2"	3,95 cm/seg.	4 horas
VIDEO-2000	1/2" (2x1/4")	2,44 cm/seg.	2x4 horas (reversible)

Una condición a cumplir por estos aparatos, es la de disponer de unidades de RF para poder sintonizar directamente de antena las emisiones de televisión, y que su salida de señal sea vía antena (RF), permitiendo así su acoplo a un receptor convencional como monitor.



- Composición de un videocassette para uso doméstico o de aficionado

Por lo tanto, se compone principalmente de tres unidades:

- a) Unidad de sintonía de televisión para sintonizar, amplificar y de-modular las señales de audio y video, proporcionando niveles normalizados de -10 dB y V_{pp} respectivamente.
- b) Unidad básica de registro y reproducción.
- c) Unidad moduladora de RF con salida en un canal de televisión con portadora normalizada de audio y video.

La unidad de RF suele estar constituida para la banda V(UHF) entre los canales 30 y 40, ajustable mediante trimmers o variación de voltaje para resonancia con diodos varicaps. Su nivel de salida de RF es generalmente 1 mV, suficiente para excitar, para perfecta reproducción, un receptor de televisión de uso doméstico.

PROCESO DE GRABACION

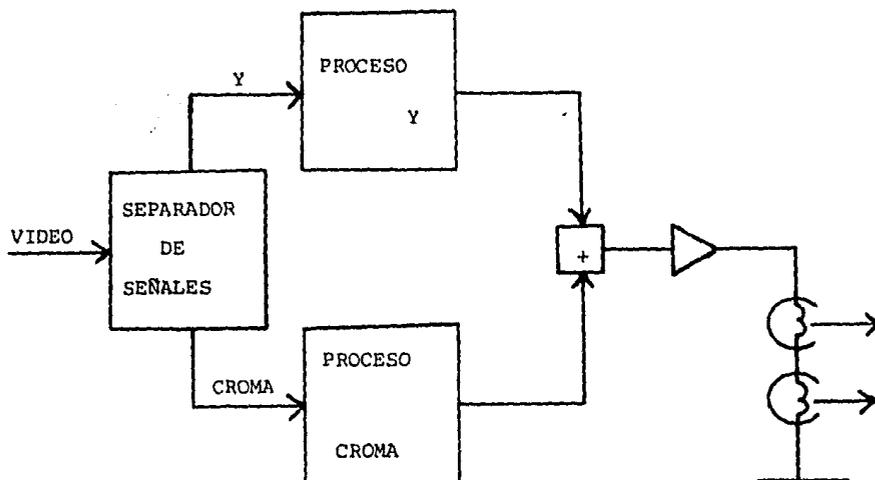
La técnica empleada para registrar la información de video en esta familia de grabadores difiere notablemente de la correspondiente a los profesionales, en razón a sus limitaciones de velocidad de barrido y de arrastre de cinta.

La velocidad de exploración que con tambor portacabezas de 2 cabezas a 25 rps y diámetro entre 60 y 75 mm, es para los distintos sistemas entre 4,8 y 5,83 m/seg., lo que aconseja emplear una gama de frecuencia en el modulador de FM entre 3 y 5 MHz.

Conforme a esta condición en la que el incremento máximo de frecuencia a obtener con la señal moduladora debe estar entre 2 MHz, se hace prácticamente imposible procesar la información de croma junto con el resto de la señal compleja, por la mezcla que se produciría en el tiempo de coincidencia entre el valor de la subportadora y el de la excursión de FM.

Como solución al inconveniente de compatibilidad, se emplea el método o sistema denominado de señales separadas, y consiste en separar las componentes de luminancia y crominancia, transformándolas independientemente para, al final de los procesos, sumarlas, compensar los tiempos de tránsito y aplicarlas como corriente de grabación a las cabezas de video.

Previo a los procesos independientes, se procede a separar las dos componentes (luminancia y crominancia), mediante un procedimiento similar al empleado en los receptores de TV. - Esto es, mediante filtros de frecuencia.



- Procesos básicos de señal en un videocassette

PROCESOS DE REPRODUCCION

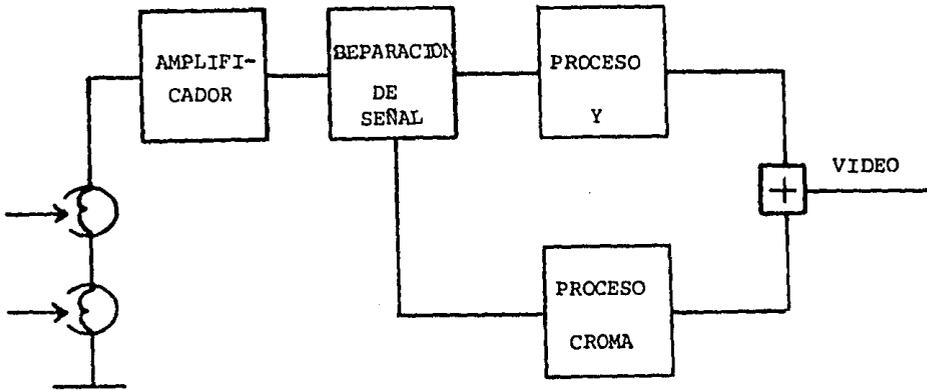
La reproducción implica los procesos de lectura de las pistas, transformación de las señales Y/C para devolverles su valor y forma original, y suma de las mismas para componer la señal compleja y permitir así visualizarla en el monitor.

La señal de luminancia grabada en FM, se debe demodular para devolverle su forma de variación de nivel y la cromina, grabada con frecuencia rebajada, se debe mezclar con una frecuencia patrón para obtener el valor original de subportadora.

La figura muestra un diagrama de bloques simplificados del proceso de reproducción.

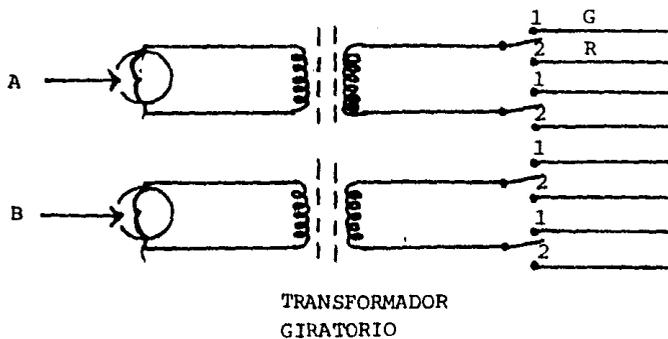
Otro proceso a realizar durante la reproducción, es la compensación de los errores de tiempo por variación de la velocidad del tambor portacabezas o de arrastre de la cinta, que si bien ambas velocidades están controladas por el servosistema, este no proporciona la suficiente precisión ni rapidez para mantener la frecuencia de cromina con desviación máxima

de ± 10 ciclos conforme a las normas del CCIR y de la UER.



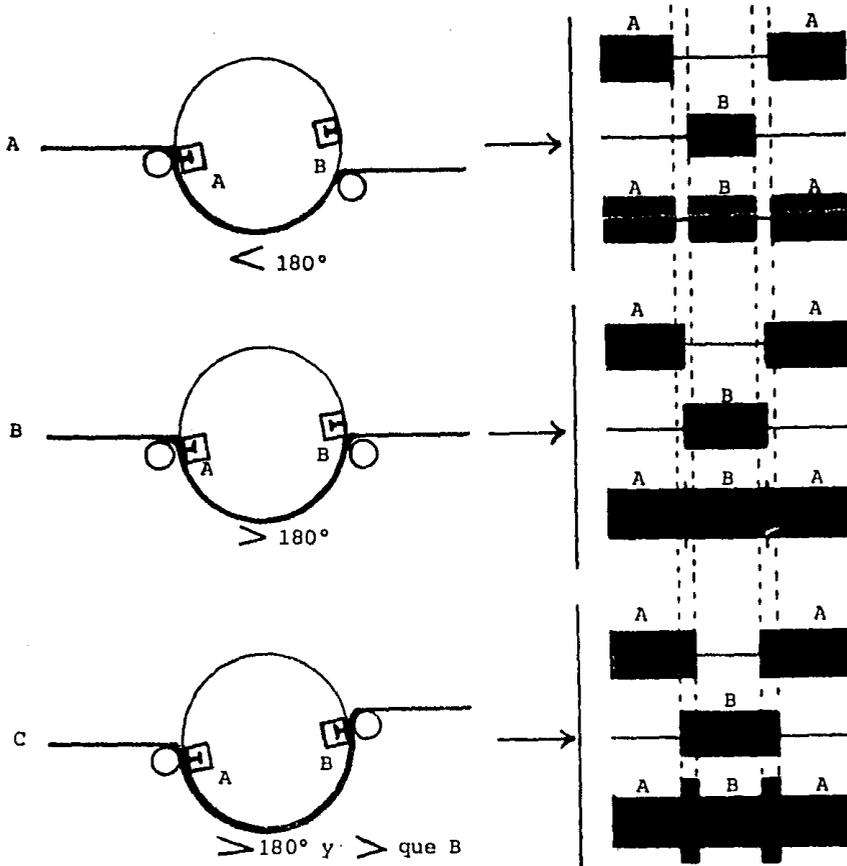
- Diagrama de bloques simplificado del proceso de reproducción

La lectura de la información magnética contenida en la cinta, la efectúan las mismas cabezas empleadas durante el registro, y los niveles de tensión obtenidos, son transferidos mediante los transformadores giratorios bidireccionales a los amplificadores de lectura. La figura muestra la disposición típica de las cabezas y su conmutación para grabación/reproducción.



Disposición de los conmutadores de las cabezas para grabación y reproducción

El nivel de señal que generan las cabezas es de 1 a 2 mV, motivo por el cual el preamplificador debe ser de gran calidad.



- Forma de carga de la cinta para obtener la condición de lectura continua. A. Fallos de lectura B. Aceptable - coincidencia para obtener señal continua. C. Exceso de tiempo de coincidencia

Compensador de fallos de señal

El fallo de señal (dropout), uno de los grandes problemas aún existente en videograbación, se produce, por falta de uniformidad de la capa magnética de la cinta o por separación cabeza-cinta. El fallo de señal con repercusión durante -

la reproducción, produce el efecto de pérdida momentánea de la línea que esté siendo reproducida y representada en el monitor, por lo que es necesario disponer un circuito auxiliar que de alguna forma compense el fallo de lectura producido.

El valor de la pérdida de señal, expresado en dB. es conforme a la siguiente expresión:

$$\frac{K \ h}{\lambda} = \text{dB}$$

donde:

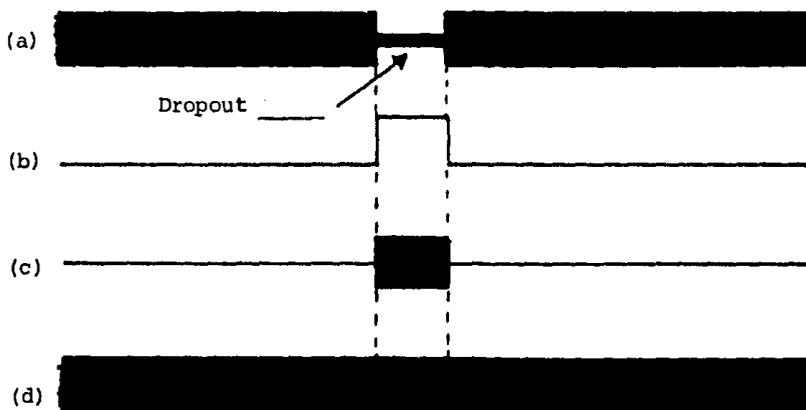
h = espacio de separación cabeza-cinta

λ = longitud de onda

κ = constante dependiente de la capa magnética de la cinta - -
(su valor es generalmente 55)

Como solución de compensación, se emplea un método - consistente en repetir información de la línea anterior, por un tiempo igual al del fallo o pérdida de lectura producida.

La descripción del proceso es la siguiente

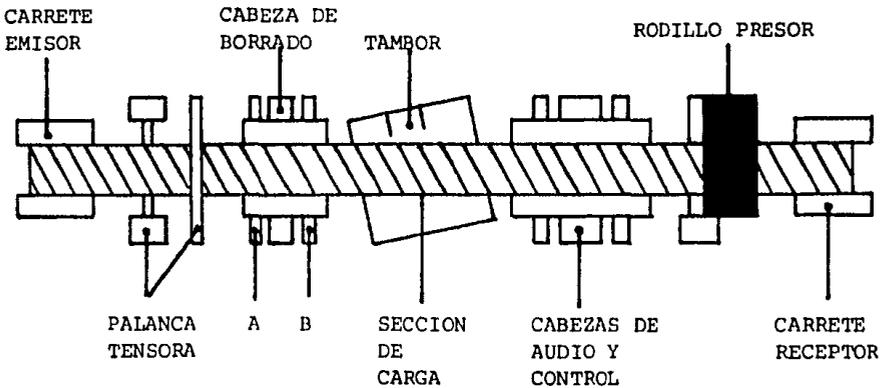


Fallo de señal y proceso de compensación

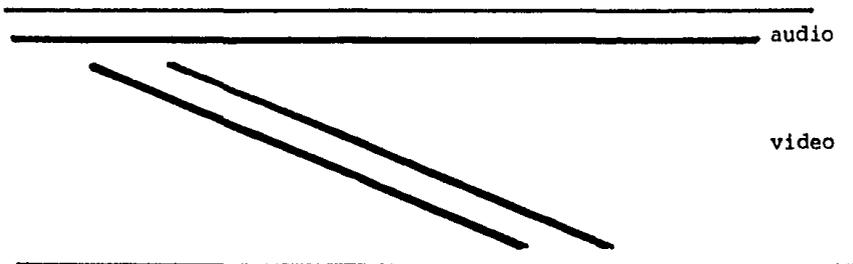
a) se produce un fallo de señal, en b) el circuito auxiliar, - denominado comúnmente compensador de fallos de señal o DOC - - (Droop Out Compensator), lo detecta y produce una señal de ancho igual al tiempo de la pérdida, en C) se extrae información de la línea anterior por un tiempo igual al de la pérdida y en d) se inserta, compensando así la señal de salida.

PROCESO DE LA SEÑAL DE AUDIO

El registro de la componente de audio se efectúa en - videograbación, según la técnica magnetofónica, esto es, mediante cabeza grabadora/reproductora dispuesta en la base del sistema mecánico, por lo que registra una pista en forma longitudinal en la parte inferior o superior de la cinta, con un ancho - comprendido entre 0,6 y 1,01 mm



- Situación de las cabezas que intervienen en el registro longitudinal



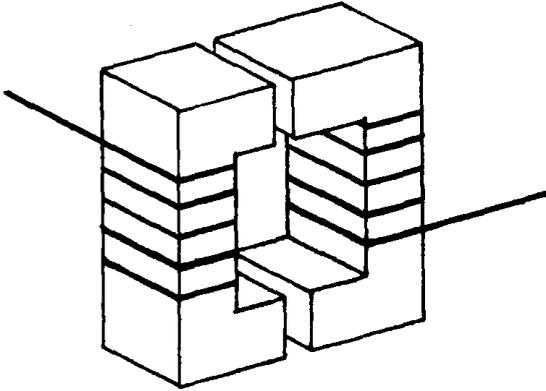
- Situación de las cabezas que intervienen en el registro longitudinal

En los sistemas de video de aficionado, en los que uno de los objetivos principales de los fabricantes es reducir la velocidad de arrastre de la cinta, con el fin de aumentar el tiempo de registro, la banda de audio es muy reducida por este motivo, estando situada en los siguientes valores para los distintos sistemas actuales.

Sistema	Velocidad de cinta	Banda de audio
VHS	2,339 cm/seg.	80-8000 Hz
BETA	1,87 cm/seg.	90-8000 Hz
V-2000	2,44 cm/seg.	40-9000 Hz

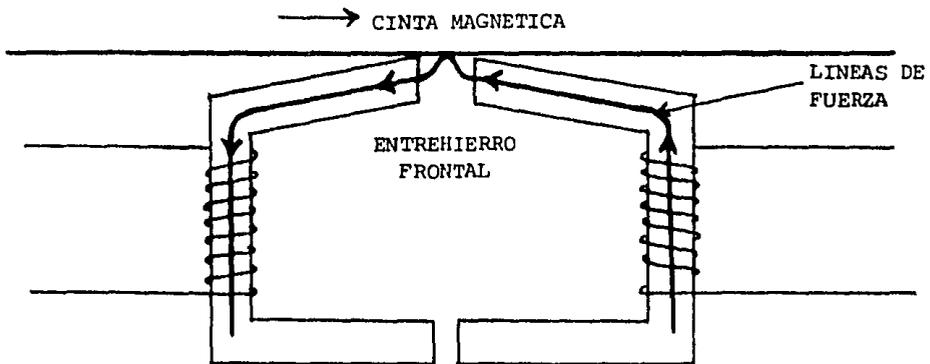
PRINCIPIO DE REGISTRO

Como en todo proceso de registro sobre soporte magnético, el elemento encargado de generar la energía magnética para efectuar la grabación en el óxido de la cinta, leer el contenido magnético y transformarlo en tensión durante la reproducción, es el cabezal, que está compuesto por dos formas de ferrita o aleaciones ferrocristalinas en forma de C, sobre el que se sitúan dos devanados de hilo, según la figura. El entrehierro frontal mide generalmente entre 1 y 5 milímetros, y el superior entre 15 y 45 micrómetros.



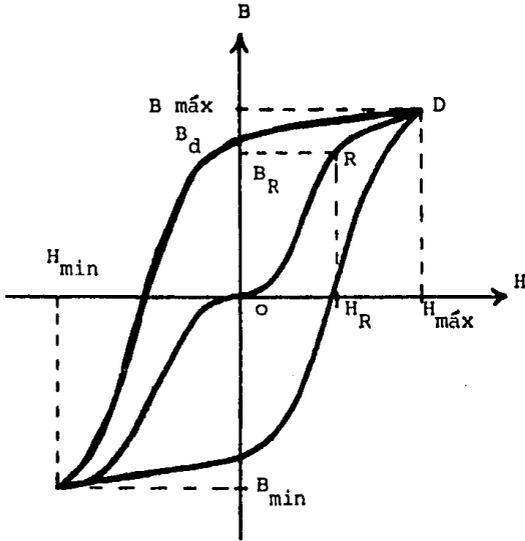
Detalle de la constitución física de la cabeza
de grabación - reproducción de audio

Al desplazarse la cinta magnética en un plano tangencial al entrehierro se establece, conforme al principio de registro magnético, la circulación de las líneas de flujo magnético entre el núcleo y el óxido, lo que da lugar al registro, o lo que es lo mismo, a la magnetización de las partículas de la capa magnética en forma y nivel dependiente de la corriente de modulación que produce el audio en los devanados de la cabeza.

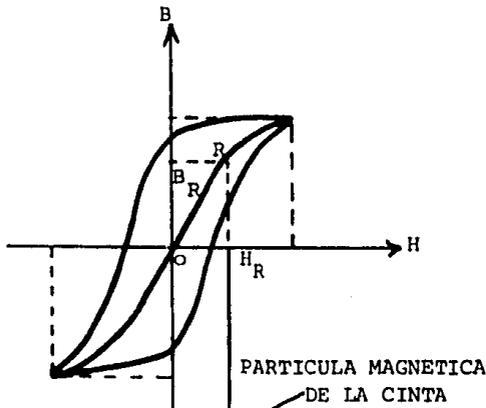


- Situación cabeza-cinta para el registro de la pista de audio

Tal corriente de magnetización no responde de forma lineal con los incrementos de la tensión moduladora, por lo que el sistema describe la curva típica de magnetización, denominada comúnmente lazo de histéresis, y que se refleja en la figura.

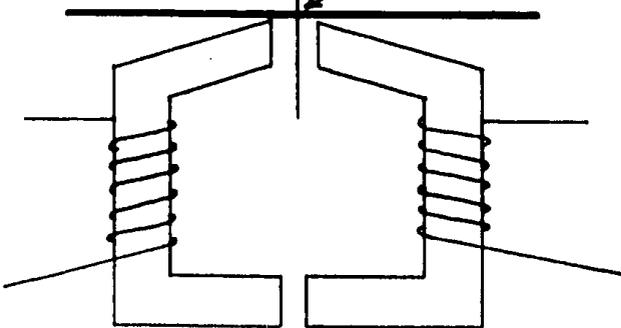


Lazo de histéresis magnética.



PARTICULA MAGNETICA DE LA CINTA

Curva característica de la posición de una partícula no magnetizada - con el lazo de histéresis.



Borrado

El borrado en los procesos de registro magnético con siste en aplicar un fuerte campo magnético a la cinta, de tal - forma que sature magnéticamente el óxido y se obtenga así la -- uniformidad, lo que da lugar al borrado o supresión de informa- ción contenida. Para ello se aplica una señal de alta frecuen- cia a su cabeza correspondiente, comprendida entre 40 y 60 KHz, procedente de un oscilador denominado de borrado.

La frecuencia del oscilador de borrado en la prácti- ca, en video-grabación, se emplea para tres finalidades distin- tas, dependiendo del modo de funcionamiento, como son:

- | | |
|---|--|
| GRABACION | <ul style="list-style-type: none"> - Alimentación de la cabeza de borrado total (todo el ancho de la cinta). - Como corriente de alta frecuencia pa- ra polarización de la cabeza grabado- ra, o lo que es lo mismo como frecuen- cia portadora a modular en amplitud - por la información de audio. |
| REPRODUCCION Y
AUDIO-DUB
(doblaje de audio) | <ul style="list-style-type: none"> - Alimentación de la cabeza de borrado parcial (pista de audio). - Como corriente de alta frecuencia pa- ra la polarización de la cabeza graba- dora. |

Proceso de registro

A modo de ejemplo del proceso de reproducción la fi- gura muestra un diagrama de bloques básico.

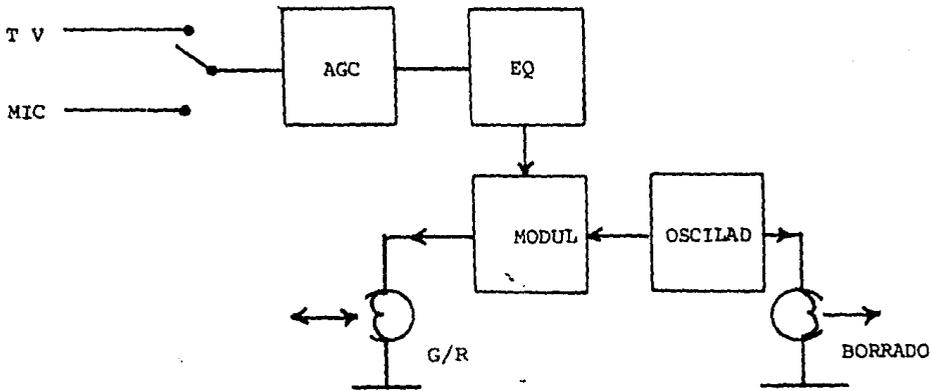


Diagrama de bloques del proceso de registro

La señal a grabar procedente de la unidad de sintonía o del terminal exterior, se aplica a un preamplificador que la elevará a un nivel adecuado para modular en amplitud la portadora del oscilador de borrado, y constituir así la corriente de grabación. Su entrada es diferencial con el fin de poder conectarle un lazo de realimentación y mantener así el nivel de salida frente a variaciones de entrada. En efecto, cuando el preamplificador recibe un impulso de señal superior al máximo predeterminado, éste es amplificado, lo que da lugar a la aparición de distorsión armónica por saturación o recorte de la señal. Tal distorsión puede eliminarse prácticamente gobernando la corriente de grabación de la cabeza mediante un circuito detector de nivel, que reduzca la ganancia de preamplificador cuando sea excedido el nivel óptimo de grabación.

La señal de salida del preamplificador se aplica a una red de preénfasis, previa al modulador con la portadora del oscilador de borrado, en la que la señal sufre dos variaciones, una no lineal para compensar las pérdidas en altas frecuencias que se producen por la polarización de alta frecuencia de la cabeza y otra para aumentar el nivel de transferencia en 6 dB por cada octava de la señal, para compensar las pérdidas que produce la cabeza de grabación por sus características naturales.

IV.3.1.- VCR

El sistema de grabación VCR (Video Cassette Recorder), desarrollado por la firma Holandesa Philips en 1970, y comercializado en 1971/72, supuso una nueva generación de magnetoscopios de aficionado, ya que incorporó la cinta en cassette de 1/2", de un tiempo de registro de una hora y las unidades complementarias de sintonizador, modulador de RF, con salida de un canal de UHF, para permitir emplear el receptor convencional de hogar como monitor de grabación y reproducción.

La velocidad de la cinta de este sistema es 14.29 cm/seg. y velocidad de exploración de video 8.18 m/seg., lo que le permite una resolución horizontal próximo a las 300 líneas.

El proceso de señales de este sistema, es conforme al principio de separación de señales y transformación de FM - de la componente de luminancia, con valores comprendidos entre 3 y 4.4 Mhz., y la croma como frecuencia rebajada de valor - - 562.5 Khz. o 36 fh.

El sistema de exploración es helicoidal, con dos cabezas de video enfrentadas a 180°, y tambor de 105 mm. que proporciona al sistema la alta velocidad de barrido indicada.

Características eléctricas del VCR

Sistema de exploración: 2 cabezas enfrentadas a 180°

Forma de carga: en "C"

Vel. de la cinta: 14.29 cm/seg.

Vel. de exploración: 8.18 m/seg.

Ancho de Banda de Luminancia Y: 2.7 Mhz (-26 dB)

Ancho de Banda de la Componente de Croma C: 650 Khz. (-26 dB)

Relación señal ruido: 40 dB

Respuesta Audio: 120-12 000 Hz (-6 dB)

Frecuencias transformadas:

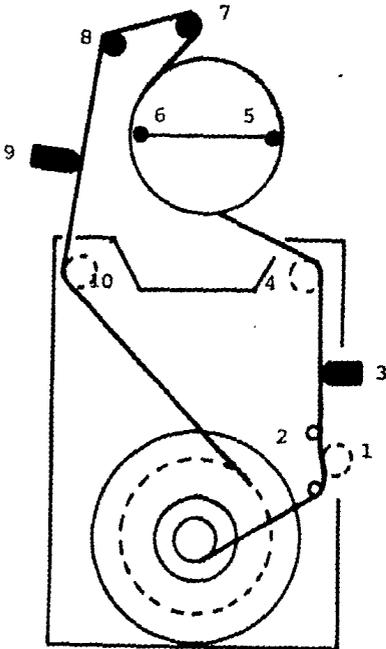
Y - FM: 3 a 4.4 Mhz.

Fr: 0.5625 Mhz (36 fh en el CCIR) *
 Modulador FR: UHF 560-640 Mhz.

Características mecánicas del VCR

Ancho de la cinta: 12.65 mm (1/2")
 Diámetro portacabezas: 105 mm.
 Longitud pista de video: 165 mm.
 Ancho pista de video: 130 μ m.
 Banda de información de video: 10.6 mm.
 Separación entre pistas: 187 μ m.
 Ancho pista de audio: 0.7 mm.
 Ancho pista de control: 0.3 mm.
 Dimensiones del cassette: 126.6 x 145 x 41 mm.
 Peso del cassette: 370 gr.

La carga de la cinta alrededor del tambor portacabezas es en "C" de acuerdo con la siguiente figura:



Sistema de carga en "C".

1. Rodillo presor
2. Rodillo de arrastre
3. Cabeza de audio y control
4. Rodillo de deslizamiento
- 5 y 6. Cabezas de video
- 7 y 8. Rodillos de deslizamiento
9. Cabeza de borrado
10. Rodillo guía

* fh frecuencia de líneas

* CCIR Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones.

Fr: 0.5625 Mhz (36 fh en el CCIR) *

Modulador FR: UHF 560-640 Mhz.

Características mecánicas del VCR

Ancho de la cinta: 12.65 mm (1/2")

Diámetro portacabezas: 105 mm.

Longitud pista de video: 165 mm.

Ancho pista de video: 130 μ m.

Banda de información de video: 10.6 mm.

Separación entre pistas: 187 μ m.

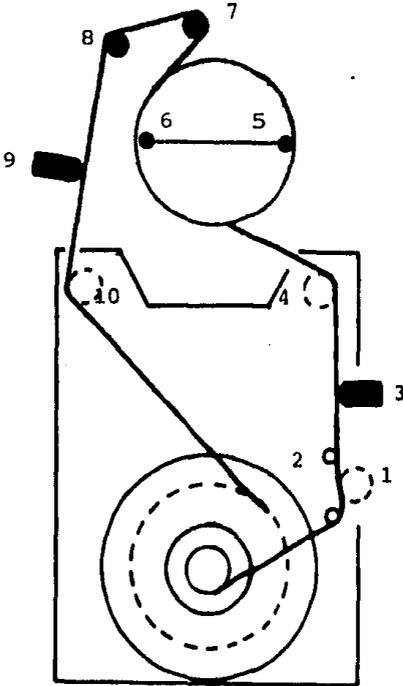
Ancho pista de audio: 0.7 mm.

Ancho pista de control: 0.3 mm.

Dimensiones del cassette: 126.6 x 145 x 41 mm.

Peso del cassette: 370 gr.

La carga de la cinta alrededor del tambor portacabezas es en "C" de acuerdo con la siguiente figura:



Sistema de carga en "C".

1. Rodillo presor
2. Rodillo de arrastre
3. Cabeza de audio y control
4. Rodillo de deslizamiento
- 5 y 6. Cabezas de video
- 7 y 8. Rodillos de deslizamiento
9. Cabeza de borrado
10. Rodillo gufa

* fh frecuencia de líneas

* CCIR Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones.

Alta Densidad de Grabación.

Desde la entrada del vidgrabador en los sectores Gran -- Pùblico y como consecuencia de su gran aceptación, los fabricantes de estos aparatos se imponen un objetivo primordial, aumentar el tiempo de registro del cassette.

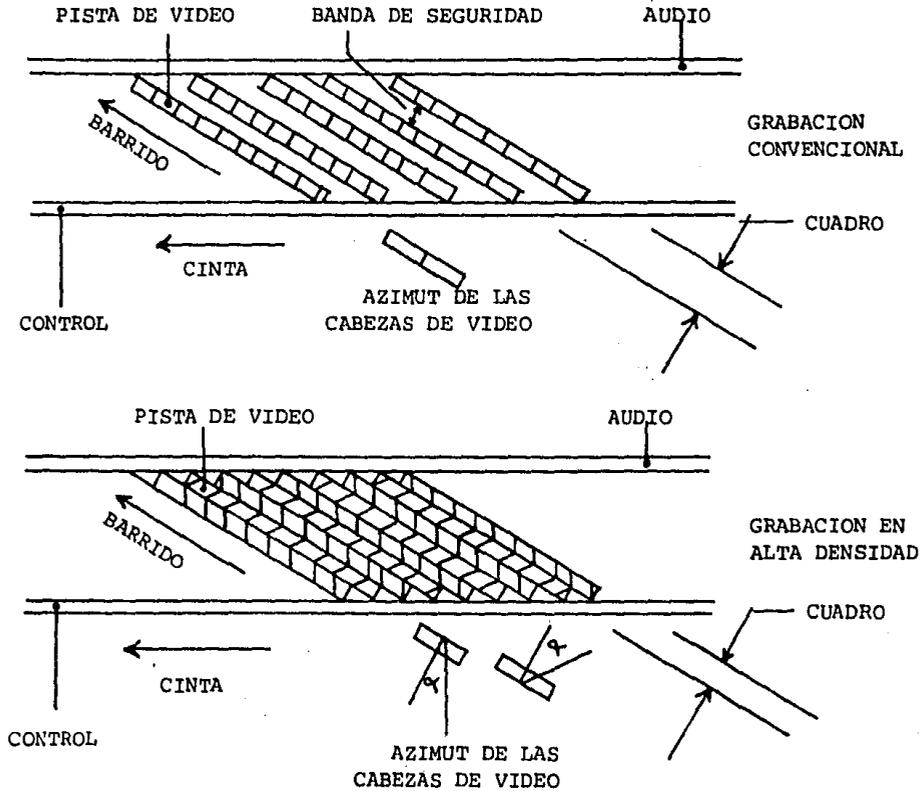
Para ello, se comienza por reducir la velocidad de -- arrastre de cinta, aún cuando esta medida supone deteriorar el ancho de banda de la información de audio. De esta forma, al -- VCR con vel. de cinta de 14.29 cm/seg. y 1 hora de registro, le sucede al VCR-LP (que emplea al mismo cassette) con vel. de -- cinta de 6.56 cm/seg., consiguiendo un tiempo de registro de -- 2 1/2 horas. Y posteriormente el VHS, con velocidad de cinta -- de 2.339 cm/seg. y 4 horas de registro, y en este sentido los -- siguientes sistemas que fueron apareciendo.

Ahora bien, esta medida de reducir la vel. de arrastre de cinta para aumentar el tiempo de registro, tiene un límite -- impuesto principalmente, como se ha indicado, por la fidelidad del audio reproducido, y que decrece en forma inversa con las -- reducciones de velocidad. Así, por ejemplo, en el sistema BETA norteamericano, que es el de menor velocidad, con 1.33 cm/seg. su banda es de 90-7000 Hz en el mejor de los casos y que, por -- tanto, marca el límite práctico para aumentar el tiempo de re-- gistro mediante este procedimiento.

En el año de 1975 surge un sistema que permite, sin re-- ducir la velocidad de cinta, aumentar considerablemente el tiempo de registro, y que es denominado alta densidad de grabación o grabación azimutal.

Tal sistema se basa en algo que desde el comienzo de -- la videograbación parecía imposible; suprimir el espacio de separación entre las pistas de video, espacio que tiene como fina-- lidad, tal como se hace en la grabación de audio estereofónico, eliminar la intermodulación entre las pistas adyacentes.

La figura muestra comparativamente las pistas de video en el sistema convencional y de alta densidad.



Eliminar el espacio de separación provoca, como consecuencia un valor de intermodulación que es dependiente, entre otros parámetros, del azimut de las cabezas de video y de la longitud de onda, lo que permite hallar un valor de azimut que reduzca al máximo el nivel de la señal intermodulada.

Pero es de tener en cuenta que en los videocassettes de aficionados se procesan independientemente las componentes de luminancia y croma, y que éstos tienen valores muy distanciados entre sí, como menor de 1 Mhz para la frecuencia rebajada de croma y mayor de 4 Mhz para la Y-FM por lo que la atenuación del valor intermodulación, mediante el cálculo del ángulo de --

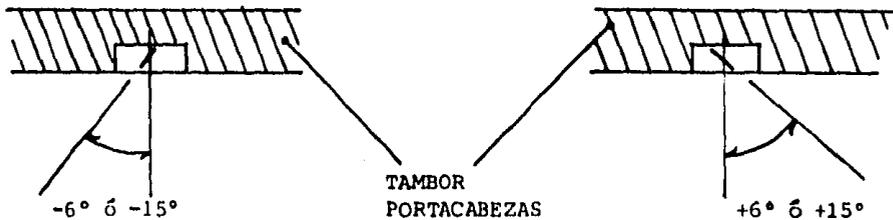
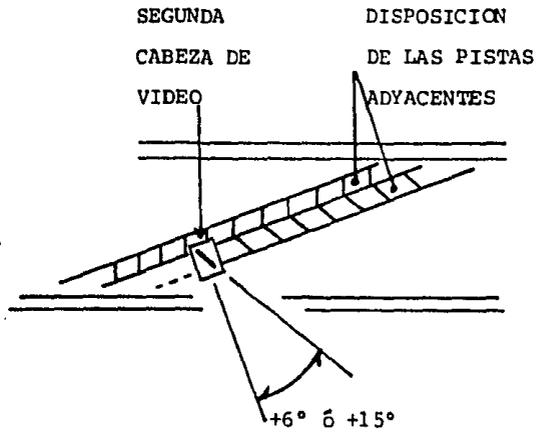
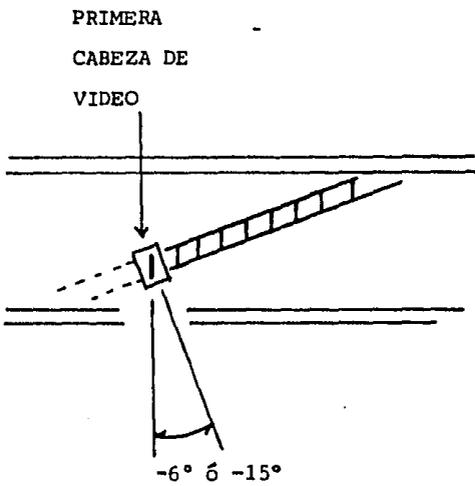
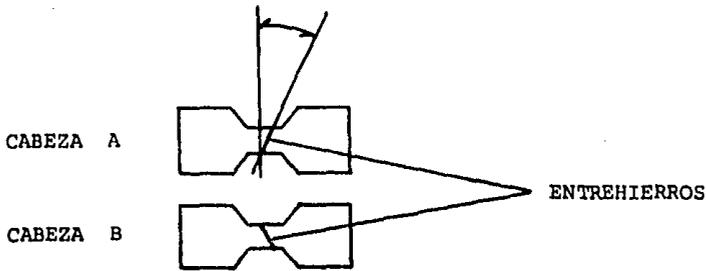
azimut de las cabezas de video, solo podrá ser eficaz para uno solo de los componentes.

Como solución al compromiso que plantea esta condición, se recurre a calcular al valor de azimut para la componente Y-FM y eliminar, mediante un procedimiento electrónico, la intermodulación de croma. Así, para la Y-FM el azimut toma el siguiente valor para los distintos sistemas actuales, que es conforme con la figura.

SISTEMA	Y-FM	Azimut
VCR-LP	3.3 - 4.8 Mhz	$\pm 15^\circ$
BETA	3.8 - 5.2 Mhz	$\pm 7^\circ$
VHS	3.8 - 4.8 Mhz	$\pm 5^\circ 57' 50''$
V-2000	3.3 - 4.8 Mhz	$\pm 15^\circ$

La elección de la Y-FM para atenuar su intermodulación mediante este procedimiento no es arbitraria, sino que está motivada por la poca exigencia en cuanto a la fidelidad de la reproducción de este componente, en el que los residuos de intermodulación tienen poca repercusión en la imagen proyectada, al contrario de la croma, que al estar modulada en fase podría falsear, - de forma muy notoria, la información.

VCR-LP : $\pm 15^\circ (30^\circ)$
 BETAMAX : $\pm 7^\circ (14^\circ)$
 VHS : $\pm 6^\circ (12^\circ)$
 V-2000 : $\pm 15^\circ (30^\circ)$



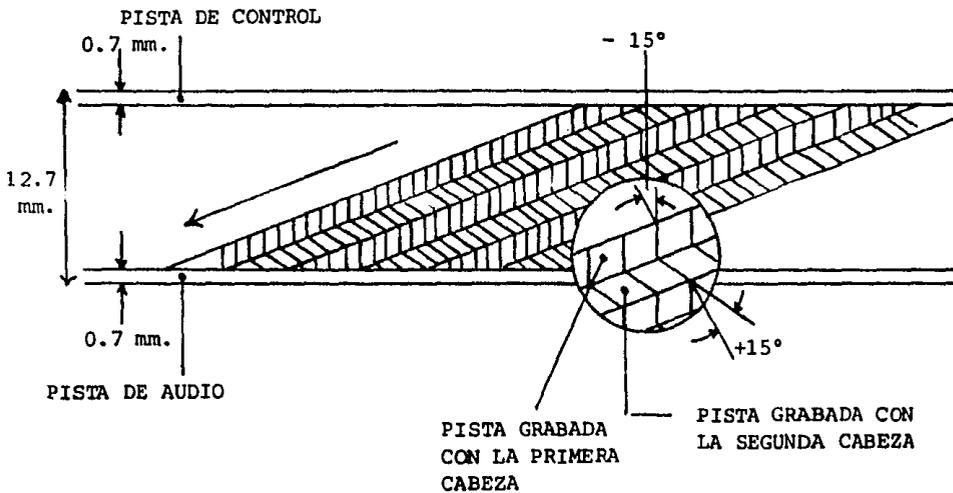
DETALLE DE LA VARIACIÓN DE AZIMUT EN LAS CABEZAS DE VIDEO Y POSICION QUE OCUPA EL ENTREHIERRO EN LAS PISTAS INSCRITAS.

IV.3.2.- VCR-LP

El sistema VCR-LP (Long Play o Larga Duración) aparecido en 1975, es una versión posterior del VCR, y fue desarrollado por la misma firma.

El VCR-LP se puede considerar como la consolidación del sistema VCR, ya que aporta la alta densidad de grabación y permite un tiempo de registro de 2 1/2 horas. El tipo de cassette que emplea es el mismo que el de VCR.

La grabación deja de ser de pistas separadas, y se efectúa mediante el procedimiento de pistas juntas, con ángulo de azimut de 15°. Las pistas inscritas con este sistema quedan conforme a la siguiente figura.



CARACTERISTICAS

Carga de la cinta: en "C"

Sistema de exploración: helicoidal con dos cabezas enfrentadas a $179^{\circ} 24' 45'' \pm 16''$

Velocidad de exploración: 8.18 m/seg.

Velocidad de cinta: 6.56 cm/seg.

Diámetro del Tambor: 105 mm.

Ancho de la Cinta: 12.7 mm. (1/2")

IV.3.3.- BETA

El sistema BETA, surgido en la industria japonesa, está comercializado en Europa desde los años 1977/78 con las denominaciones comerciales de BETAMAX por parte de la firma SONY, y BETACORD por la firma SANYO. Su sistema de registro es de alta densidad de grabación o "grabación compacta", como es conocido originalmente.

Este sistema que incorpora importantes novedades tecnológicas existe actualmente en cuatro versiones de velocidad de arrastre de cinta, como son:

VERSION	NISC	PAL
BETA I	3.99 cm/seg.	1.87 cm/seg.
BETA II	1.98 cm/seg.	
BETA III	1.32 cm/seg.	

Sus tiempos aproximados de registro, para las distintas versiones y cintas existentes en el mercado son:

CINTA	BETA I	BETA II	BETA III	BETA I	Unid
	NTSC	NTSC	NTSC	PAL	
L-250	30	60	90	65	min.
L-500	60	120	180	130	min.
L-750	90	180	270	195	min.
L-830	103	207	319	220	min.

CARACTERISTICAS

Eléctricas:

Resolución:

en color menor o igual a 270 líneas

en B/N mayor o igual a 300 líneas

Relación señal-ruido de video mayor o igual a 42 dB

Relación señal-ruido de audio mayor o igual a 40 dB

Respuesta de frecuencia de audio 50 Hz -1Khz

Frecuencia Transformada:

$$y = 3.8 - 5.2 \text{ Mhz}$$

Croma = frecuencia rebajada secuencia pista a pista,
de valor

$$f_1 = 685,546 \text{ Khz}$$

$$f_2 = 689.453 \text{ Khz}$$

Mecánicas:

Velocidad de Cinta: (en PAL): 1,873 cm/seg.

Velocidad de barrido 5.83 m/seg.

Sistema de barrido: helicoidal con dos cabezas enfrentadas a -
180° ± 0.228

Diámetro del tambor portacabezas: 75 mm.

Ancho de la cinta de video: 12.65 mm. (1/2")

Longitud de la pista de video: 116 mm.

Ancho de la pista de video: 32^μm.

Ancho de la pista de control: 0.6 mm.

Ancho de la pista de audio: 1.01 mm.

Angulo cinta-tambor:

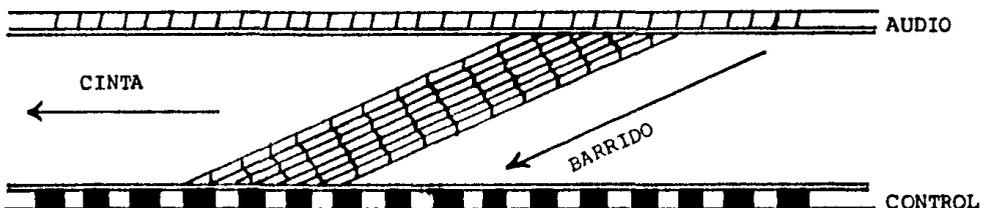
en STOP: 5°

en MOVIMIENTO: 5° 00' 50''

Azimut de las cabezas de video: ± 7°

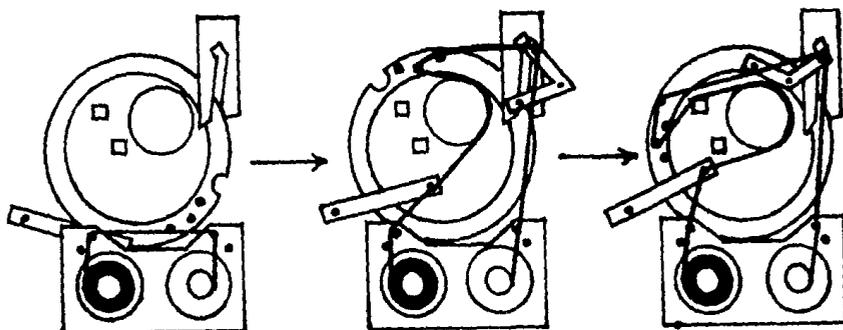
Dimensiones del cassette: 155 x 96 x 24 mm.

La información inscrita en la cinta magnética por este sistema es conforme a la siguiente figura:



SITUACION DE LA INFORMACION EN LA CINTA EN EL SISTEMA BETA.

El sistema de carga de la cinta en el sistema BETA - es el denominado en "U", de acuerdo con la forma que describe en su recorrido por el tambor portacabezas y los guía-cintas. La figura muestra la cinta en reposo y en dos secuencias de - carga.



- DETALLE DE CARGA DE LA CINTA EN EL SISTEMA "U"

Para eliminar la intermodulación que se produce como consecuencia de la supresión del espacio de separación entre las pistas de video, en el sistema BETA se recurre a variar el ángulo azimut de las cabezas de video en $90^\circ \pm 7^\circ$, según el principio de la alta densidad de grabación, con lo que se elimina prácticamente la intermodulación para la componente de luminancia, ya que ésta es dependiente de la frecuencia del valor de azimut.

Para la supresión de la intermodulación de croma durante el modo de reproducción se recurre, como se ha indicado, a secuenciar el valor de la componente f_r (frecuencia rebajada), que toma los valores correspondientes a la expresión siguiente:

$$\frac{(8 \times 44 \mp 1) f_h}{8} = \begin{array}{l} 685.546 \text{ Khz} \\ 689.453 \text{ Khz} \end{array} \quad (\text{en el sistema PAL})$$

donde f_h = frecuencia de líneas = 15625 Hz

La conmutación secuencial de la frecuencia rebajada debe cumplir una condición: que se efectúe exactamente en el tiem-

po de cambio de posición de las cabezas de video en la cinta, -
con el fin de que cada pista contenga un único valor.

IV.3.4.- VHS

El sistema VHS, siglas que corresponden al Video Home System, surge entre los años 1977/78 en Estados Unidos (aún -- cuando su origen es japonés) y se comercializa en Europa en -- 1978.

Es un sistema de alta densidad de grabación como BETA, que emplea cinta de 1/2" con un tiempo actual de registro (cassette E-180) de 185 minutos.

CARACTERISTICAS

Sistema de exploración: helicoidal con dos cabezas enfrentadas a 180°

Velocidad de arrastre de la cinta: 2.339 cm/seg.

Angulo de azimut: $\pm 5^{\circ} 57'50''$

Diámetro del tambor portacabezas: 62 mm.

Ancho de la banda magnética de video: 10.6 mm.

Ancho de la pista de video: 48.6 μ m.

Ancho de la pista de audio: 1 mm.

Ancho de la pista de control: 0.7 mm.

La diferencia sustancial entre los distintos sistemas de alta densidad de grabación, es un proceso de registro y reproducción de la componente de croma, siendo el resto de los procesos basados en el mismo principio, con diferencia sólo en los valores y en la circuitería.

De esta forma, el sistema VHS procesa la información cromática mediante una única frecuencia rebajada f_r y, como identificación que permita eliminar las señales de intermodulación producidas por la mezcla de los campos magnéticos entre las pistas adyacentes, cambia la fase de f_r de cada línea a inscribir en la cinta, mediante un procedimiento secuencial sincronizado con las bobinas de posicionamiento contenidas en el tambor portacabezas.

La siguiente figura muestra de forma gráfica la situación de las componentes de luminancia y crominancia transformadas, que constituye la señal completa de grabación.

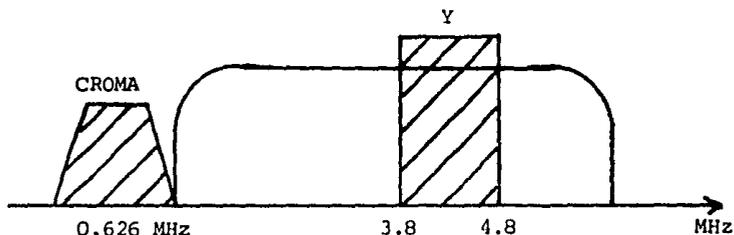
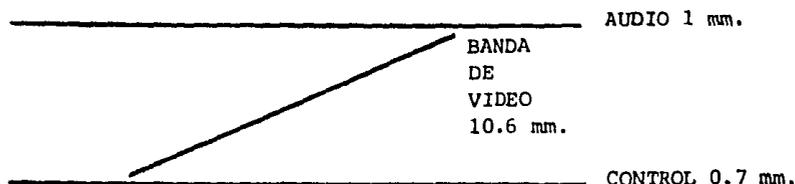


DIAGRAMA DE LAS SEÑALES TRANSFORMADAS.

La señal de luminancia es transformada en FM de valores comprendidos entre 3.8 y 4.8 Mhz, y la componente de croma a frecuencia rebajada de valor 626.9 Khz, que no corresponde a diferencia de los demás sistemas, a un número entero de la frecuencia de líneas.

La información inscrita en la cinta se refleja en la siguiente figura:

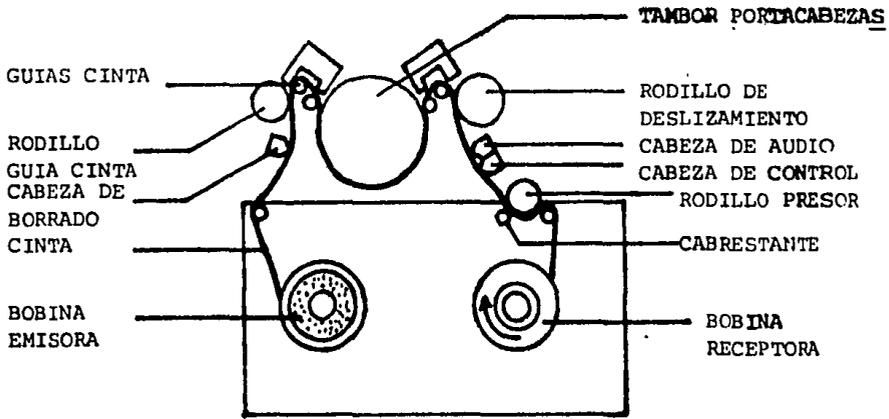


SITUACION DE LA INFORMACION EN LA CINTA EN EL SISTEMA VHS.

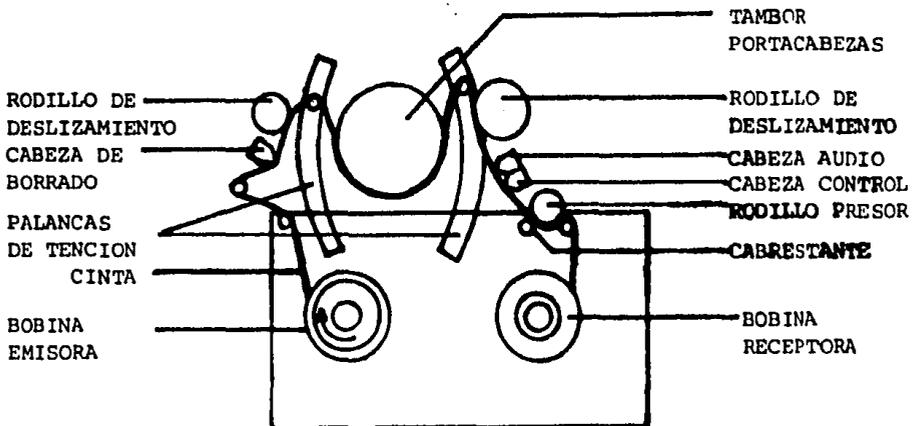
en la que se puede apreciar el empleo de una banda de cinta de 10.6 mm. para la información de video, ancho superior a los otros sistemas; igualmente registra las pistas de video con un ancho de 48.6 μ m. también superior, pero su vel. relativa de exploración es la más baja de los sistemas actuales con 4.84 m/seg., lo que le permite obtener una resolución de líneas de 240/250.

La introducción del cassette en el sistema VHS se --
 efectúa de forma frontal, y la carga de la cinta alrededor del
 tambor portacabezas en "M", conforme a la trayectoria que des-
 criba alrededor del mecanismo, pero con dos pequeñas variacio-
 nes en los aparatos fabricados por las firmas JVC y National -
 Panasonic, aún cuando son totalmente compatibles los videocas-
 settes.

La figura muestra las dos versiones de carga en "M".



- SISTEMA DE CARGA, EN "M" DE JVC



- VERSION DE CARGA EN "M" QUE EMPLEA LOS
 APARATOS DE NATIONAL PANASONIC

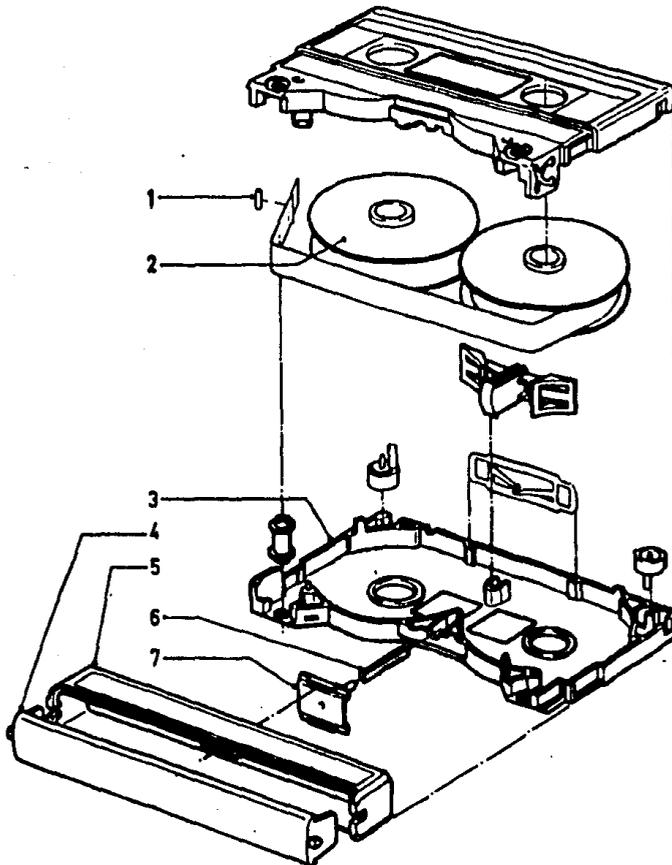
IV.3.5.- VIDEO 2000

El sistema denominado VIDEO 2000, última aportación - tecnológica en videograbación de aficionado o para el hogar, - supone una nueva e importante generación en este tipo de aparatos, ya que permite la reversibilidad del cassette convencional de 1/2", e incorpora circuitos de control que lo hacen totalmente compatible con los aparatos del mismo sistema. Su tiempo máximo de registro es actualmente de 4 horas por cara.

Su desarrollo corresponde conjuntamente a las firmas - Philips y Grunding, y se ha presentado al mercado en la Funkastellung de Berlín en su edición del año 1979 con su primer modelo, el V-2000, aparato que si bien despertó un gran interés, tuvo poca repercusión comercial y fue sustituido por el modelo -- V-2020 que presentaba más prestaciones complementarias.

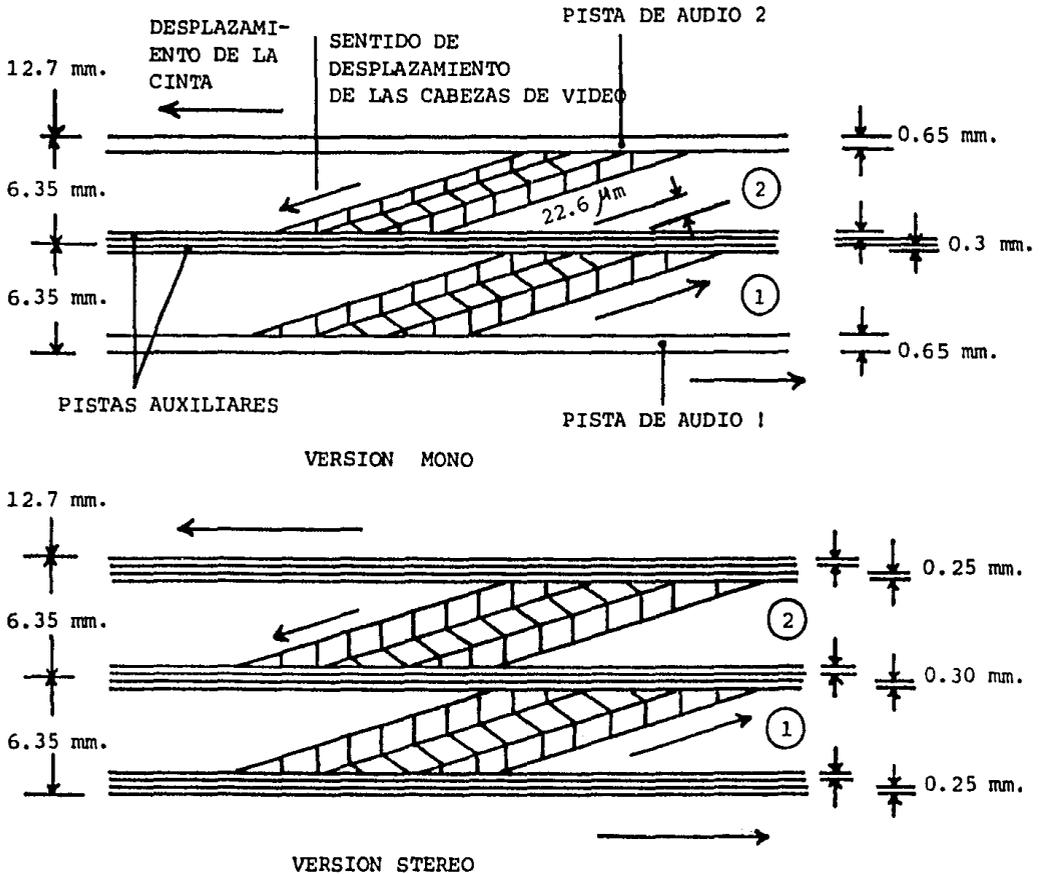
Sus aportaciones y diferencias respecto de los sistemas anteriores son entre otras las siguientes: reducción de la banda de cinta necesaria para registrar la información audiovisual a menos de 1/4", lo que le permite la reversibilidad del cassette y, por tanto, el doble de tiempo de registro; supresión de la pista de control, lo que le permite la inserción de otra banda de información, por ejemplo para el registro del sonido en estéreo o bilingüe; una nueva disposición de las dos - cabezas de video, que se encuentran situadas sobre material -- piezocerámico (PXE) para aprovechar la condición de este material de producir curvatura con la tensión, lo que le permite, - mediante la aplicación de una tensión de rampa controlada me--diante comparador de nivel de video, localizar las pistas de - video inscritas en la cinta; la incorporación de unidades complementarias como DTF(seguimiento dinámico de pista), para control de situación de las cabezas de video por medio de frecuencias auxiliares que se inscriben en la cinta, registro de programas de tiempo, información horaria, visualización de situación de la cinta magnética (tiempo recorrido y tiempo que falta), etc.

EL cassette de este sistema es de nuevo diseño en su concepción mecánica, ya que debe permitir la reversibilidad. - Sus dimensiones son: 183 x 26 x 110.5 mm. La figura muestra el cassette físico.



VISTA EXPLOSIVA DEL CASSETTE V-2000: 1.- PATA DE SUJECION
2.- CARRETE DE 29 A 50 cm. (DEPENDIENDO DE LA CAPACIDAD -
DE LA CINTA). 3.- TAPA. 4.- TAPA DE LA CINTA. 5.- CUBIER-
TA DE LA CINTA. 6.- MUELLE DE PRESION. 7.- PIEZA DE PRE--
SION.

La siguiente figura muestra la situación de la información en su banda magnética en las versiones monoaural y estéreo.



CARACTERISTICAS

Sistema de exploración: helicoidal con dos cabezas a 180°

Diámetro del tambor: 65 mm.

Velocidad relativa de exploración: 5.08 m/seg.

Velocidad de cinta: 2.44 cm/seg.

Ancho de banda de video: 4.69 mm.

Ancho pista de video: 22.6 μm.

Ancho pista de audio: 0.65 mm.

Ancho pista auxiliar: 0.3 mm.

Azimut de las cabezas de video $\pm 15^\circ \pm 8'$

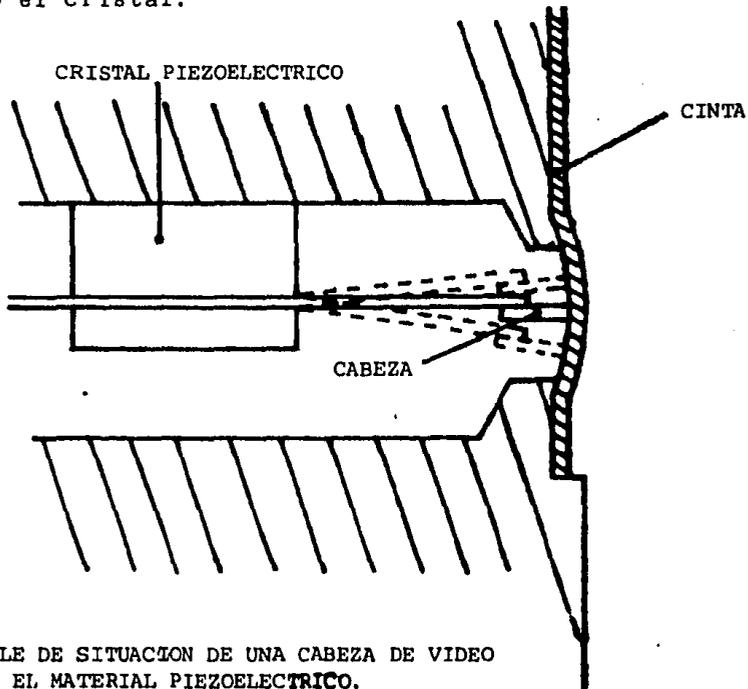
Angulo cinta tambor: $2^\circ 64'$

Señales:

Luminancia: FM entre los valores de 3.3 a 4.8 Mhz.

Crominancia: f_r 0.625 Mhz (40 fh)

Conforme se ha indicado, las dos cabezas de reproducción/grabación de video están situadas sobre placas de material piezocerámico, denominadas actuadores, y el conjunto instalado en el disco portacabezas conforme al modo convencional. La figura muestra, a modo de ejemplo la situación de una de las cabezas sobre el cristal.



El material piezocerámico, por su condición natural de producir curvatura con la tensión aplicada a sus caras, permite controlar electrónicamente la situación de las cabezas sobre la banda magnética de la cinta. Durante la grabación se les aplica a los actuadores una tensión continua y uniforme, que mantiene a las cabezas en una posición adecuada para inscribir las pistas sin espacio de separación y conforme al ángulo tambor --

portacabezas-cinta, y durante la reproducción se les aplica -- una tensión de rampa de forma ascendente, con lo que comienza el material piezocerámico a producir su curvatura natural y, - por tanto, a explorar la banda de cinta.

En este sistema la introducción del cassette en el apa rato es de forma frontal, conforme al sistema VHS y su carga de cinta alrededor del tambor portacabezas toma dos versiones, en "M" para los aparatos fabricados por la firma Philips y en "U" para los fabricados por Grunding.

El principio de registro de las componentes audiovisua les en este sistema es conforme a los sistemas descritos ante-- riormente, la luminancia es transformada en una señal de FM con frecuencia de reposo de 3.3 Mhz y máxima desviación a 4.8 Mhz, y la crominancia es rebajada a un valor de 625 Khz y que corres-- ponde a 40 fh en la norma CCIR. Otras señales que se registran, y en esto se diferencia principalmente el sistema V-2000 de los anteriores, son unas frecuencias piloto al principio de cada pis ta de video, y que tiene como finalidad, durante la reproducción proporcionar información de referencia de posición para la uni-- dad DTF.

La reproducción de la información se efectúa conforme - a los sistemas descritos anteriormente; la componente de luminan cia es demodulada mediante proceso digital; la F_r es mezclada -- con f_p para obtener el valor original de la subportadora, y la - intermodulación, motivada por la ausencia de separación entre -- las pistas de video, es eliminada mediante un filtro de peine que aprovecha la condición de la diferencia de fase que existe entre la información de color de las pistas ~~adyacentes~~. También son - suprimidas en el proceso final anterior a la mezcla con la lumi- nancia, las frecuencias piloto, para lo cual se inserta en la -- línea de señal un conmutador electrónico gobernado por impulsos coincidentes en tiempo y en ancho con tales frecuencias piloto, por lo que el conmutador se interrumpe durante ese tiempo y, por tanto, no se transfieren a la salida, quedando eliminados, como consecuencia, las frecuencias piloto.

Las frecuencias piloto leídas y reproducidas, son aplicadas a la unidad DTF para corrección de la posición de las cabezas de video.

IV.4.- VIDEODISCOS

El sistema de registro de señales eléctricas de imagen y sonido sobre disco, al igual que las empleadas en audio, curiosamente surge antes que el de registro sobre cinta magnética, aún cuando presentó más problemas técnicos que este último medio.

Las primeras investigaciones sobre el videodisco de que se tiene noticia, parten del ingeniero escocés John Logie Baird, y comienzan en el año de 1926. Su sistema consistía en un disco igual que los empleados en los gramófonos de la época, con velocidad de 78 rpm, y modulación mediante surcos convencionales. Su primer aparato práctico, que denominó PHONOVISION, lo presentó en Londres en 1930, pero no llegó a comercializarse por razones de inmadurez del sistema, y naturalmente también por la propia televisión de la época, que estaba en su período de surgimiento comercial.

La investigación sobre el registro en disco no se abandonó aunque si se le prestó poca atención (la investigación se continuó en los laboratorios RCA y en algunos otros), ya que se estaba vislumbrando, como medio del futuro, el registro sobre cinta magnética, que dió finalmente, en el año de 1956, el primer grabador práctico, el modelo VR-1000 de la firma norteamericana AMPEX, que registraba sobre una cinta de papel de 2", con una carga impregnada de partículas magnéticas.

En el año de 1960, el videodisco surge en los laboratorios de algunas grandes firmas europeas que hasta entonces no habían dedicado su atención a este medio, y es impulsado por los que no habían dejado de investigar, aún cuando sería más adecuado decir que no lo habían olvidado, como RCA y otros. El resultado fue el surgimiento en 1964, de un sistema, aunque muy preliminar visto desde nuestros conocimientos actuales, que permitía registrar imagen y sonido con gran calidad. Su principal inconveniente era la escasa densidad de grabación que conseguía, lo que proporcionaba un tiempo de reproducción de sólo 25 seg. y que por tanto, limitaba su empleo práctico.

Pero este primer sistema, marco el inicio práctico -- del videodisco, ya que se había conseguido un modo de registrar las informaciones eléctricas, la investigación se dirigió hacia la densidad de grabación, con el fin de aumentarla y conseguir así, un tiempo de reproducción que permitiera su comercialización.

El primer videodisco práctico que se comercializa en una relativa gran escala, surge en 1970, y es el sistema TED o TECDEC desarrollado por las firmas Telefunken y Decca.

Consiste en un disco de 21 cm. de diámetro que registra 15 000 imágenes, lo que proporciona un tiempo de reproducción de aproximadamente 10 minutos.

Con este sistema nacieron los llamados videomusicales, o lo que es lo mismo, el disco audio-visual con canciones o melodías.

En la segunda mitad de los años 70, cuando ya las videograbadoras comienzan a entrar masivamente en los hogares, surge otro impulso en el videodisco, éste de elevada magnitud, que le permite desarrollar aparatos realmente prácticos con -- tiempos de reproducción de 2 horas, compitiendo por tanto, con los videocassettes. Los sistemas que surgen son los llamados VHD (Video Higt Disc) desarrollado por la firma japonesa JVC; VLP (Video Long Play), desarrollado por la firma holandesa -- Philips, y CED (Capitace Electronic Disc), desarrollado por -- la norteamericana RCA, sistemas permanentes en la actualidad, y comercializados en la mayor parte del mundo por las propias firmas.

La actual densidad de grabación conseguida en el videodisco es extraordinaria, 50 millones de bit's por cm². -- frente a la cinta que registra 3 millones en el mismo espacio. Su información se registra en forma de espiral, con un ancho -- de pista comprendida entre 0.4 y 0.6 μ m. y una separación me--

dia de $1.6 \mu\text{m}$., lo que permite grabar 54 000 imagenes en un disco del tamaño de un LP de audio.

El precio actual de un Videodisco, factor crucial para su propio futuro, es de menos de la mitad de una videocinta, y el del reproductor aproximadamente igual que el videocassette.

Discos Audiovisuales.

El disco audiovisual, denominado comúnmente videodisco, esta constituido por una superficie de material plástico, con diámetros normalizados entre 20 y 30 cm. y espesor entre 1.2 y 2.5 mm., valores dependientes de cada sistema.

Una diferencia que resalta a la vista respecto del clásico disco de audio es su reflexión a la luz, y que es motivada por la capa protectora superficial de la información grabada, lo que hace parecerse a un espejo. Su diferencia tecnológica más notable es la elevada densidad de grabación que consigue -- (0.6 mm^2 . de superficie por imagen). A modo comparativo, el "surco" de cualquiera de los sistemas actuales de videodisco es $1/3$ respecto del surco de audio, y $1/60$ del espacio de separación.

La información se registra en el disco, comenzando desde el interior y desplazándose hacia el exterior a un paso medio por pista de $1.65 \mu\text{m}$. Para ello se emplea un transductor electromecánico o electroóptico, que practica en el disco pequeñas depresiones denominadas actualmente "pits", con longitud variable y dependiente del nivel y forma instantánea de la señal audiovisual. Su profundidad media es $0.1 \mu\text{m}$.

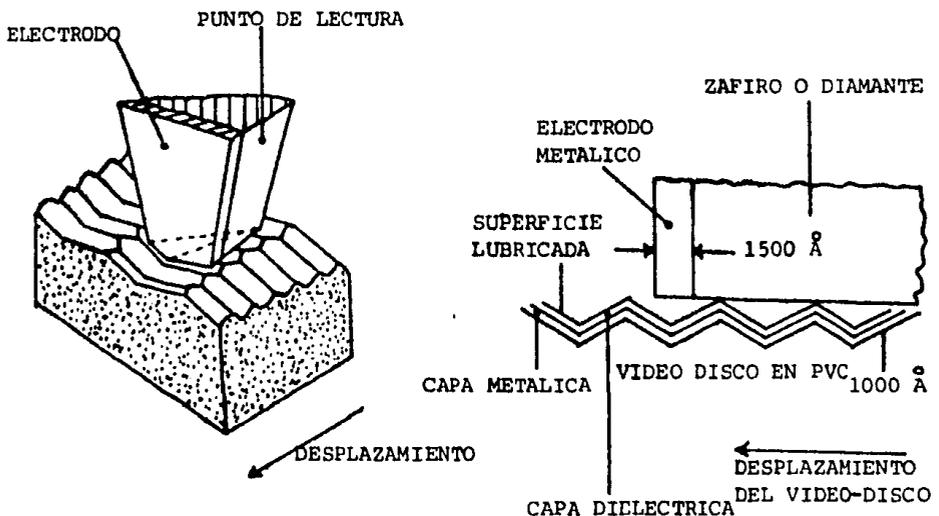
El videodisco se apoya actualmente en tres alternativas o sistemas tecnológicos que son denominados: VHD, VLP y CED. Cada sistema aporta una tecnología distinta, tanto en la fabricación del propio disco, como del aparato reproductor, lo que imposibilita, como en el caso de los videocassettes, la compatibilidad entre distintos sistemas.

IV.4.1.- SISTEMA CED

La denominación de este sistema corresponde a Capacitance Electronic Disc, y fue desarrollado por la firma norteamericana RCA.

Este sistema que es el más convencional de los tres - que actualmente existen, se basa en la medida de la capacidad del condensador que forma el disco con la propia aguja de lectura.

Para ello, el disco dispone en su interior de una capa conductora (ver la figura) unida a la masa general del reproductor mediante el elemento de sujeción central, y la información



-CONSTITUCION Y PRINCIPIO DE LECTURA DEL DISCO CED.

que se registra sobre la superficie es en forma de surcos convencionales, con profundidad y longitud de la depresión dependiente de la forma de la señal moduladora que es en FM múltiple para las señales correspondientes al audio y al video.

De esta forma, durante la lectura se obtiene una capacidad disco a electrodo (aguja) dependiente de las depresiones de los surcos, lo que hace posible, mediante proceso electrónico de decodificación, reproducir las señales grabadas.

Para evitar que la aguja haga contacto con la capa - conductora del disco, se deposita una capa aislante sobre la - conductora, de espesor entre 50 y 200 amstrong. La aguja suele ser generalmente de zafiro, y su única finalidad es seguir el curso de los surcos y soportar el electrodo contenido en la cápsula.

Es de hacer constar que la aguja en este sistema, por su propia comparación y por la elevada velocidad de giro (900 rpm), tiene una vida relativamente corta, motivo por el cual és ta se dispone en una caja interconexiónable para efectuar el -- cambio.

Características:

Sistema de lectura: capacitivo mediante surcos

Tipo de disco: de plástico con capa metálica interior

Aguja: zafiro o diamante

Velocidad de giro: 900 rpm

Tiempo de reproducción: una hora por cara

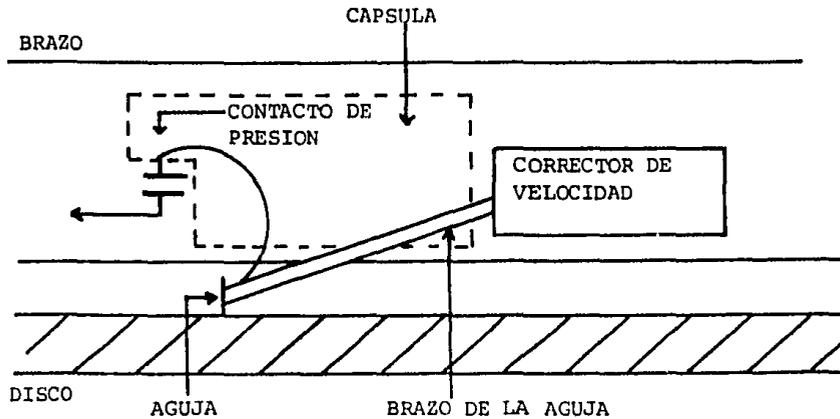
Banda de luminancia: 3 Mhz

Banda de audio: 20 - 20 000 Hz

Detección de la información

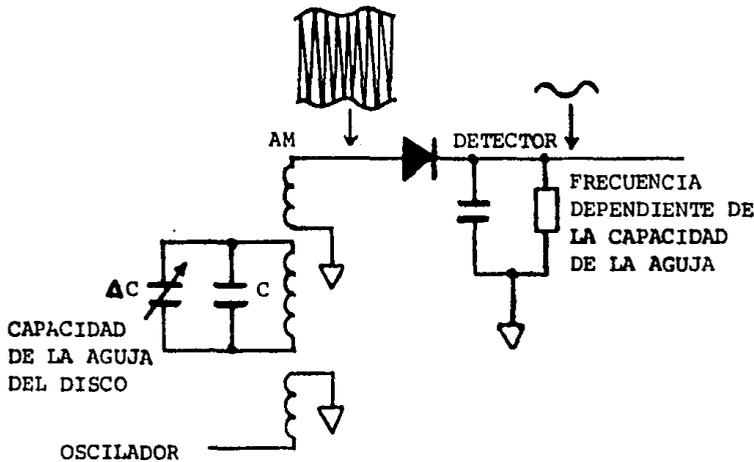
Conforme al principio básico indicado, la información audiovisual se detecta mediante variación de la capacidad existente entre el electrodo, que varía en altura con las depresiones de los surcos (que contienen la información), y la capa metálica contenida en el interior del disco.

La siguiente figura muestra un corte esquemático de - la disposición de la cápsula de lectura.



La cápsula contiene el brazo de seguimiento y apoyo de la aguja, la propia aguja y un muelle que actúa a modo de conexión con los circuitos de reproducción.

El muelle de conexión del electrodo se conecta a un circuito resonante LC, con lo que se transforma durante la reproducción en $\Delta C + LC$, y que está situado entre un circuito resonante a una frecuencia portadora de referencia altamente estabilizada, y un demodulador (ver la siguiente figura).



—PRINCIPIO DE LA DETECCIÓN DE INFORMACIÓN MEDIANTE VARIACION DE FRECUENCIAS.

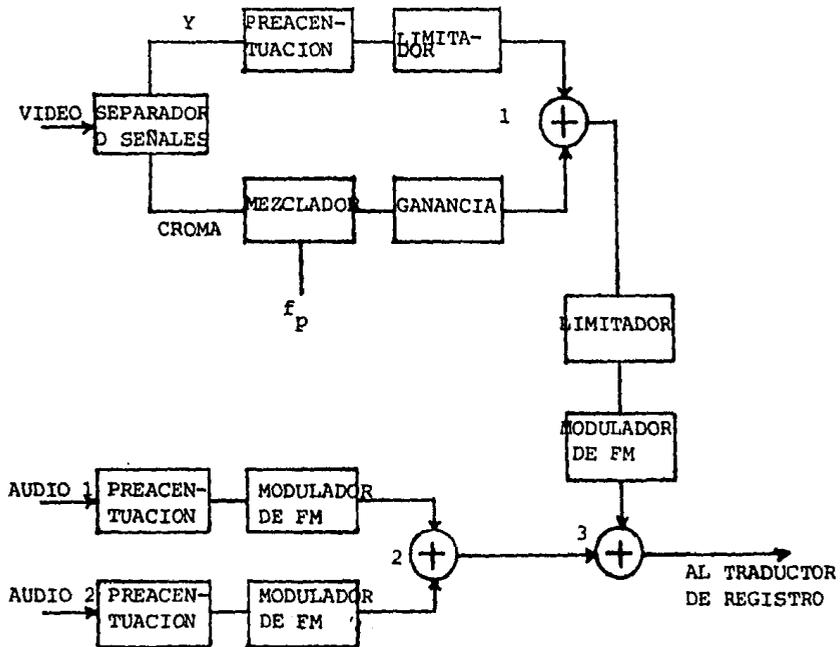
De esta forma, la capacidad variable disco-aguja varía la frecuencia de resonancia del circuito LC, lo que provoca la modulación en amplitud de la portadora de referencia, obteniendo por tanto en la salida del demodulador, un nivel de -

tensión correspondiente a la información contenida en el disco.

Codificación de la información:

El sistema de codificación empleado se basa en transformar las informaciones de video y audio (en estéreo), en portadoras moduladas en FM, sumarlas y componer así finalmente la corriente de modulación o grabación que se aplica al actuador electromecánico u óptico para el registro de los surcos.

La siguiente figura muestra su diagrama en bloques.



-DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROCESO DE REGISTRO DEL DISCO PATRON.

La señal de video es descompuesta mediante separación de sus componentes de luminancia y cromancia, la Y es preacentuada y controlada en amplitud, y aplicada al sumador (1). La componente cromática es rebajada a un valor ligeramente superior a 1 Mhz, amplificada en nivel por 3 y aplicada también al sumador (1), con lo que se obtiene en la salida de éste, una se

ñal compuesta que se aplica a un modulador de FM con frecuencia de reposo 4.3 Mhz y desviación máxima de 6.3 Mhz, obteniéndose en su salida la portadora de FM de la señal de video.

Simultáneamente, las dos informaciones de audio son preacentuadas y moduladas en frecuencia, con frecuencia de reposo de 716 Khz y 904 Khz, con desviación máxima de \pm 50 Khz.

Sus dos portadoras de FM son unidos en el sumador (2) con la correspondiente a la de FM de video, con lo que se obtiene finalmente la señal modulada de registro, que se aplica al transductor electro-óptico que modula la superficie del disco.

Decodificación de la información.

La decodificación, obtenida durante la reproducción, implica los procesos adecuados para devolver a las señales su valor y forma original. De esta forma, la demodulación de audio se efectúa, previa separación de las dos portadoras, mediante filtros LC en moduladores basados en la técnica PLL, con lo que se obtiene la información de audio.

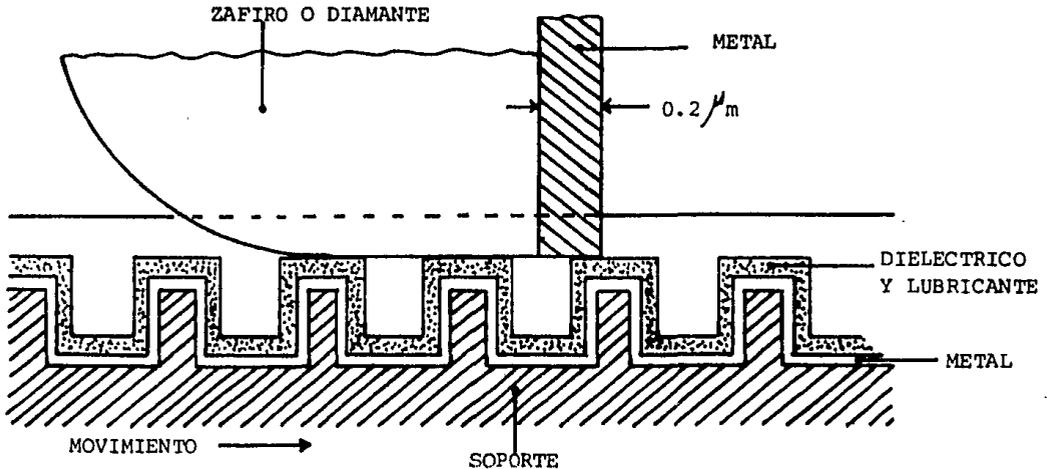
El proceso de decodificación de la portadora de FM de video, implica en principio separar las componentes de luminancia y crominancia, y aplicarlas a sus circuitos correspondientes para demodular la Y, y mezclar con f_p para devolverle su valor a la croma.

La componente de la luminancia se modula mediante proceso digital, y la croma se mezcla con una frecuencia patrón para devolverle su valor original.

Una vez obtenido el valor y la forma original, se suman para componer así la señal completa de video, que se aplica a la terminal de salida y al modulador de RF.

IV.4.2.- SISTEMA VHD

Este sistema de videodisco es de lectura mecánica, mediante aguja o electrodo, aunque no dispone de surcos al modo convencional como el sistema CED (ver figura)



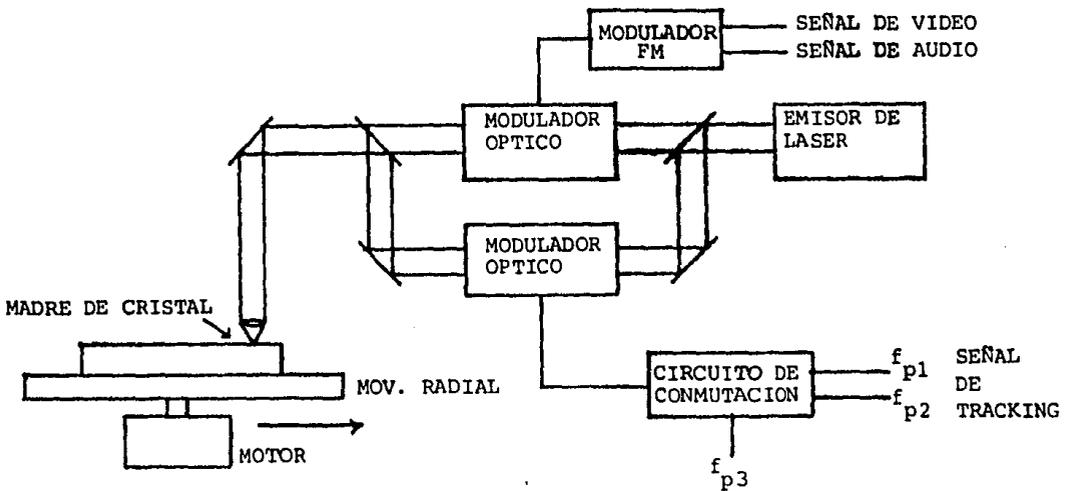
Se basa en el principio de detectar las variaciones geométricas de la superficie del disco que contiene la información, y transformarlas en variaciones de capacidad del condensador, que forma al disco con el electrodo de lectura.

Para ello, se registra en el disco la información en forma de pits circulares, una pista para la información de audio-video como en el sistema CED, y otra adyacente para control de seguimiento, dado que al no disponer de surcos que guíen la aguja de lectura precisa de un sistema de servo controlado de desplazamiento tangencial, al modo de los empleados en los modernos giradiscos de audio.

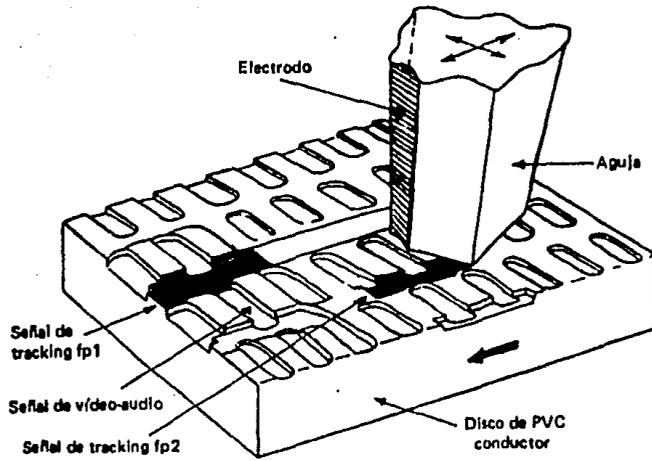
Para el registro de la información en el disco se aplican a un modulador óptico, las señales correspondientes a los dos canales de audio y al video compuesto, ambas componentes transformadas a FM mediante circuitos VCO, con lo que éste gobierna la corriente de un diodo emisor de laser que registra los "pits" sobre la superficie del disco patrón, con longitud -

dependiente de los momentos de la señal compleja aplicada, correspondiente a las componentes.

Para la pista de tracking se aplican a un segundo modulador óptico, dos señales de distinto valor, f_{p1} y f_{p2} , con lo que registran en el disco de forma continua dos pistas de control de posición, alrededor de cada pista de información. La siguiente figura muestra el diagrama de bloques de proceso de registro.

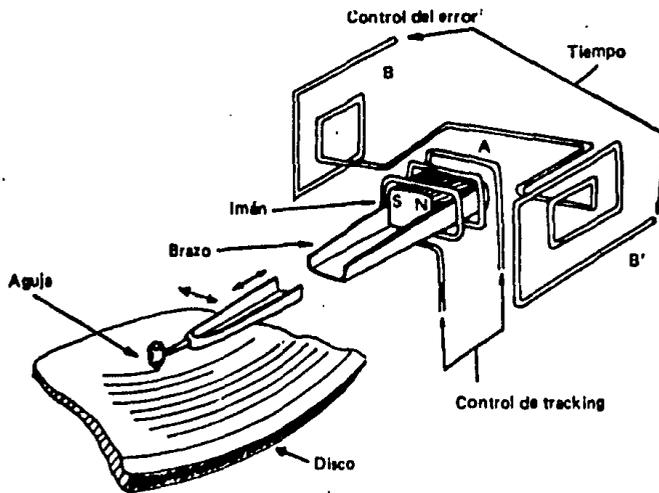


El empleo de dos valores de frecuencia distintos para las pistas de control de seguimiento, viene determinado por la condición de que el sistema de lectura debe proporcionar constantemente información de su situación o posición, respecto de la pista que contiene la información audiovisual. Mediante el empleo de dos valores de frecuencia y un sistema auxiliar de lectura unido a la aguja, es posible detectar su posición y situación, y producir una tensión de control en forma creciente o decreciente para corregir, mediante adelanto o retraso, la posición del brazo de lectura. La detección y generación de la posible tensión de error del servosistema tangencial, se efectúa mediante discriminación o comparación de fase entre las frecuencias de tracking leídas y una de referencia.



SITUACION DE LA INFORMACION EN EL DISCO

La siguiente figura muestra la posición del detector de tracking contenido en la cápsula de lectura.



CONSTITUCION DEL CONJUNTO DE LECTURA

Como se puede apreciar en la figura, la bobina efectúa el auténtico efecto de lectura de posición, mediante el movimiento vertical u horizontal de la aguja.

El brazo en voladizo se desplaza longitudinalmente y transversalmente, con lo que genera en las bobinas correspondientes, conforme al procedimiento empleado en las cápsulas estereofónicas de audio, las informaciones descritas.

Este sistema de lectura permite, dado que no dispone de los clásicos surcos, modos especiales de funcionamiento como: búsqueda de imagen, efectos de cámara lenta y cámara rápida, etc., mediante gobierno del servosistema que generalmente se efectúa mediante microprocesador.

Características:

Sistema de lectura: capacitivo

Tipo de disco: PVC con capa metálica interior

Dimensiones del disco: 26 cm. de diámetro

Aguja: diamante

Velocidad del giro: VHD-1 900 rpm para NTSC, VHD-2 1800 rpm

VHD-1 750 rpm para SECAM-PAL, VHD-2 1500 rpm

Tiempo de reproducción: una hora por cara

Espacio de separación entre pistas: 1.45 μ m.

Portadora de video: 6.7 Mhz con desviación de 1.4 Mhz.

Banda de luminancia: 3.1 Mhz.

Modulación de la señal: señal compuesta de video a FM

Banda de audio: 20 - 20 000 Hz.

IV.4.3.- SISTEMA VLP

El sistema VLP, siglas que corresponden al Video Long Play, y que se encuentra comercializado con las denominaciones Magnavisión, Laservisión, Laserdisco y otros, aporta una gran innovación tecnológica respecto a los dos sistemas anteriormente descritos, y es la lectura mediante emisor de radiaciones -- laser y diodo fotoemisor. Admite discos en las versiones CAV - (velocidad angular constante) o CLV (velocidad lineal constante), que son leídos sin contacto físico lector-disco, con lo -- que salva el gran inconveniente de los videodiscos de los sistemas anteriores como: la corta vida de la aguja y las incómodas precauciones a tener con el disco, para que no adquiriera polvo o demás elementos que podrían dañar la aguja, y de esta manera -- disminuir la calidad de la imagen reproducida.

Su desarrollo se inició en el año de 1969 en Philips. Se perfeccionó en los siguientes años, y se introdujo comercialmente en el año 1978, efectuándose su presentación en el estado norteamericano de Georgia con el nombre de Magnavisión, siendo comercializado por la firma Magnavox, que es subsidiaria de la - Nort American Philips. Sus discos están siendo fabricados por la firma MCA (Music Corporation of America), en unión de la - - Paramount Magnetic Video.

La ventaja de este sistema respecto de los dos anteriores es obvia: ausencia de desgaste de los discos que les proporciona una vida prácticamente ilimitada, ausencia de los servicios de mantenimiento para el cambio de aguja, y ajuste de su complicado sistema mecánico, etc.

Características:

DISCO:

	PAL/SECAM	NTSC
Diámetro del disco	20 y 30 cm.	20 y 30 cm.
Diámetro del agujero central	25 mm.	35 mm.
Espesor	2.9 mm.	2.7 mm.
VELOCIDAD DE ROTACION:		
CAV	1500 rpm	1800 rpm
CLV	1500 a 750 rpm	1800 rpm
Diámetro de la pista	107 mm.	107 mm.
Profundidad de las pistas	1.6 - 2 μ m.	1.5 - 1.8 μ m.
Índice de reflexión	1.5	1.5
Reflectividad	75 - 85	75 - 85

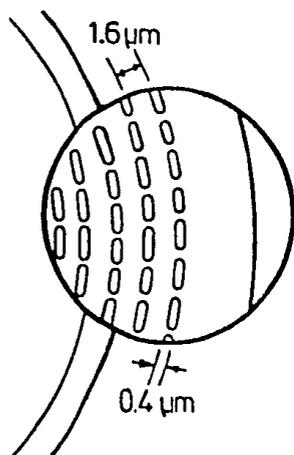
REPRODUCTOR:

Sistema de lectura	óptico	óptico
Radiación de lectura	laser He. - Ne.	laser He. - Ne.
	1.5 mW. - 632.8 nm.	1.5 mW. - 632.8 nm.
	20 x N.A.* 0.4	20 x N.A.* 0.4
Ancho de la banda de video	5 Mhz (-6 dB)	4.2 Mhz (-6 dB)
Relación señal-ruido de video	mayor que 37 dB.	mayor que 40 dB.
Ancho de la banda de audio	40 - 20 000 Hz	40 - 20 000 Hz
Distorsión de audio	menor del 1%	menor del 1%
Diafonía	mejor de -55 dB.	mejor de -55 dB.
Funciones especiales	cámara lenta, cámara rápida, búsqueda de imagen normal y mediante programa,	

* N.A. = Apertura Numérica

Actualmente se fabrican dos versiones de discos VLP, los denominados "active play" o CLV que proporcionan un tiempo de reproducción de 36 minutos por cara y "long play" o CLV que permite una mayor densidad de registro y, como consecuencia, un tiempo de reproducción de una hora por cara.

La información se registra en forma de pistas circulares, comenzando desde el interior del disco, y desplazándose hacia el exterior, con un paso entre centro de pistas de $1.6 \mu\text{m}$. (ver figura).



CARACTERISTICA DE LA INFORMACION CONTENIDA EN EL DISCO VLP.

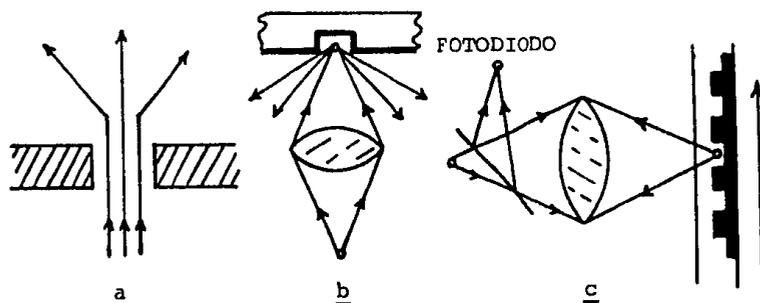
Los pits de información tienen un ancho de $0.4 \mu\text{m}$., con una profundidad de $0.12 \mu\text{m}$. y $1.3 \mu\text{m}$. de longitud media.

A modo de ejemplo de la densidad de registro de este videodisco, la versión de 30 cm. de diámetro tiene 34 Km. de pista, y registra una imagen completa en una superficie de tan solo 0.6 mm^2 .

La ventaja más significativa de este sistema es su modo de lectura mediante procedimiento opto electrónico, compuesto principalmente por un emisor laser de He.-Ne. de 1.5 mW. de potencia que radia en la longitud de onda de 632.8 nm ., y un fotodiodo como detector de las radiaciones que se modulan en tiempo con los "pits". Tal sistema se basa en la reflexión del haz de laser en los espacios uniformes entre "pits", y en la --

desviación al alcanzar el haz una oquedad o microcubeta, como también suele denominarse, correspondiente a la información, y por un tiempo igual a su longitud, con lo que se obtiene así la lectura del contenido del disco.

En la siguiente figura se muestra, a modo de ejemplo de lo enunciado, su principio de lectura.

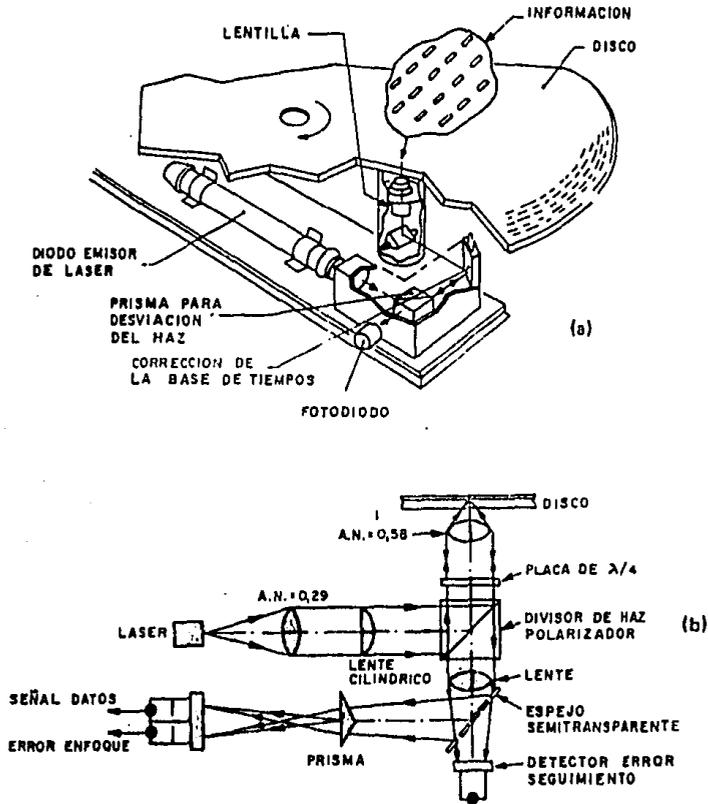


-PRINCIPIO DE LECTURA OPTICA DEL SISTEMA VLP.

Conforme a la figura, en (a) se produce la difracción de la luz emitida por el diodo laser, como consecuencia de la hendidura o "pits"; en (b) se produce la desviación del haz -- cuando éste enfoca sobre un "pits", y en (c) se produce la modulación de la luz reflejada por los "pits" por medio del espejo, ésta alcanza el fotodiodo, con lo que se produce la detección.

La disposición del conjunto optoelectrónico sobre la base del giradiscos es conforme a la siguiente figura.

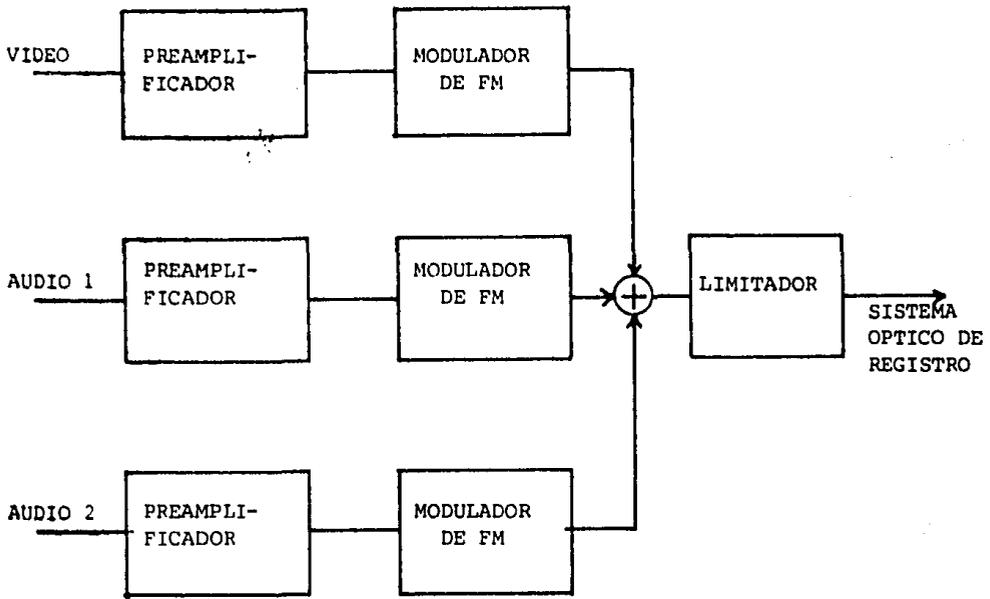
El emisor de laser, al que se le recubre su cara frontal con una capa antirreflejante, incide su haz de luz sobre -- una lente de colimation de apertura numérica 0.29 y, de ésta, -- sobre una lente cilíndrica para corrección del astigmatismo de la fuente de haz para incidir sobre un divisor polarizado de haz que lo proyecta sobre el disco, a través de una placa de retardo de valor $\lambda/4$, y una lente de apertura numérica de 0.58 que produce el enfoque del punto de luz.



ELEMENTOS OPTICOS DE LECTURA. a) SITUACION SOBRE EL GIRADISCO. b) DISPOSICION.

Durante la lectura, conforme al principio indicado, los "pits" modifican la trayectoria de reflexión del haz, y por tanto, el tiempo de incidencia en los lectores.

La codificación de las informaciones de video y de los dos canales de audio, se efectúa conforme el sistema empleado - en los anteriores, ésto es, mediante transformaciones independientes en moduladores de FM y suma, para componer finalmente -- una señal compleja, que es la que se aplica como corriente de grabación al circuito modulador de un diodo emisor de laser de 100 mW. de potencia, que registra los "pits" sobre el disco patrón. (ver figura).



-DIAGRAMA DE BLOQUES DE PROCESO DE REGISTRO DEL DISCO PATRON

La señal (a) que corresponde a la FM de la información de video completa, se suma con la (b), que contiene la información de las dos componentes de audio también moduladas en FM, - con lo que se obtiene una señal compleja (c), que, previo recorte de nivel, constituye la corriente de grabación.

El proceso de señales, de acuerdo con el principio indicado, se muestra en la siguiente figura.

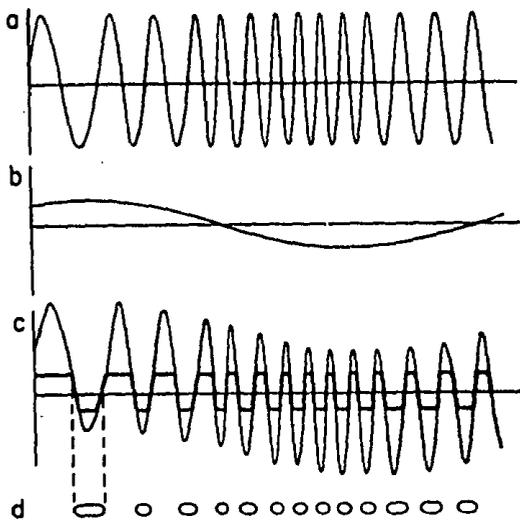
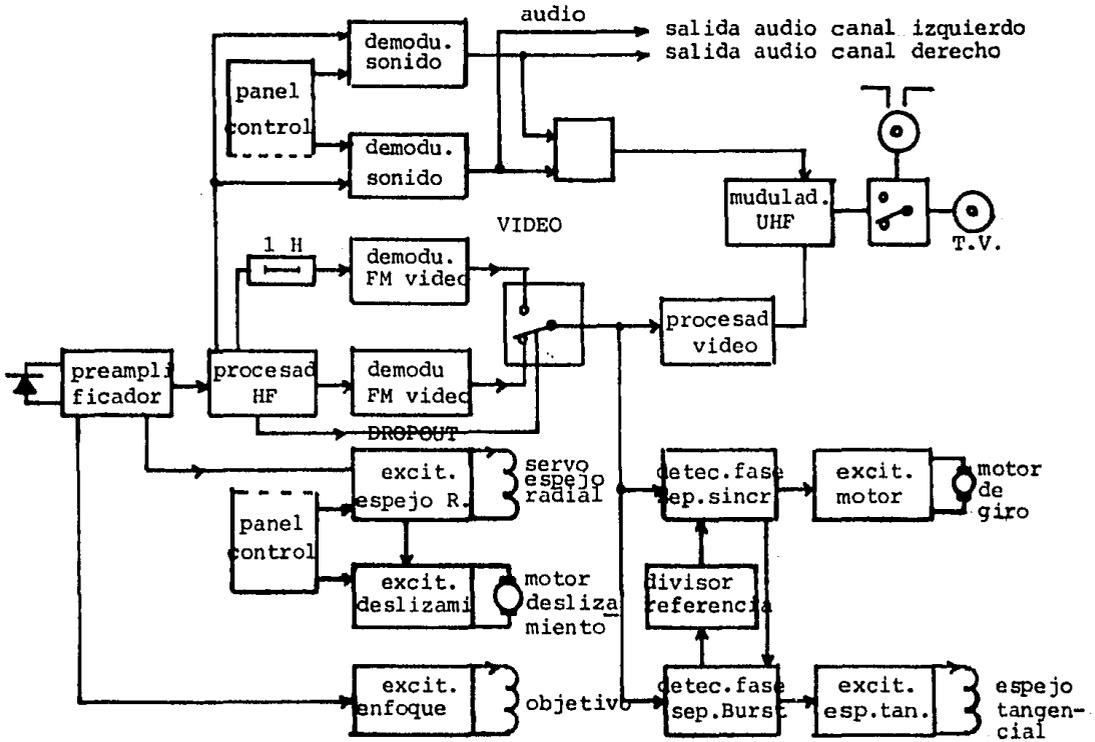


DIAGRAMA DE SEÑALES DE REGISTRO

La reproducción de la información contenida en el disco, implica los procesos de demodulación de las componentes audiovisuales, y la decodificación de los impulsos de control insertados para optimización del foco, gobierno de los espejos radial y tangencial, servocontrol de los motores de deslizamiento y giro, corrección de los errores de tiempo, etc. La figura muestra el diagrama de bloques simplificado de tales procesos.

La información recogida por el fotodiodo es amplificada en un paso previo, y su salida, aplicada a tres circuitos como son: el correspondiente al excitador o control del mecanismo de enfoque del objetivo que optimiza, mediante desviación mecánica, el dispositivo de enfoque, y el del excitador del mecanismo del espejo radial este circuito gobierna el motor de deslizamiento del cabezal optoelectrónico y, finalmente, al procesador HF, que mediante filtros, separa las informaciones correspondientes al audio y al video, ambas en FM.



-DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROCESO DE DECODIFICACION DE LA INFORMACION.

Desde el procesador o separador de señales indicado, -- las componentes se aplican a los dos demoduladores de audio, con lo que estos devuelven su forma original de variación de nivel, y se insertan en el modulador de RF, para conexión por antena al monitor.

La componente de FM de video, también se aplica a los demoduladores con salida conectada al conmutador de fallos de señal, que se encuentra gobernado desde el procesador de HF y mediante la línea de retardo analógica de 1 H, que incorpora uno de los demoduladores, como forma de compensación de las pérdidas de lectura.

La salida de video de forma directa o retardada es inser

tada previa adaptación de nivel, en el modulador de radio frecuencia (RF), que genera una onda portadora de UHF para transferencia vía antena al monitor.

La salida de video también se aplica, previa separación de sincronismos, al excitador del motor de giro, como forma de estabilización, para optimizar la lectura mediante detección de los errores y compensación.

Uno de los errores de tiempo más comunes que se producen durante la reproducción, es por la excentricidad de las pistas inscritas en el disco, y que tienen un valor conforme a la expresión:

$$\Delta t = \frac{\Delta R}{WR}$$

donde:

ΔR = excentricidad

$W = 2\pi f$ ($f = 25$ Hz)

R = radio

Según los datos de los fabricantes de discos, la máxima excentricidad que puede contener una pista es $100 \mu\text{m}$, lo que provoca un error de tiempo de $11.5 \mu\text{seg}$. y que es suficiente para provocar en el monitor la pérdida de sincronismos.

Los circuitos antes descritos mediante detección del error, corrigen desplazando sus mecanismos correspondientes, hasta conseguir una aproximación máxima del error de ± 25 ns., que se considera para el fin que pretenden estos aparatos, suficientemente aceptable.

IV.5.- CODIGOS DE GRABACION

IV.5.1.- INTRODUCCION.- En este capítulo se han establecido las características propias de los distintos sistemas para grabación de video ya que, actualmente, son estos sistemas los que cuentan con las cualidades necesarias en frecuencia y densidad de grabación para enfrentar las altas frecuencias que se generan al digitalizar señales de audio.

Bien, ha quedado establecido que existe un dispositivo grabador que responde a los requerimientos de un sistema de audio digital, ¿ cómo grabaremos los datos generados por la digitalización de una señal ?, la respuesta a esta pregunta involucra varias cuestiones, varios problemas propios de la grabación magnética y de el almacenamiento y recuperación de información en medios magnéticos. Hablamos de grabación magnética por ser la única que actualmente permite tanto la grabación como la reproducción en forma sencilla, esto no excluye de nuestra discusión a los sistemas no magnéticos que como ya se vió también -- existen, éstos, aún cuando no permiten todavía una grabación -- sencilla se pueden considerar bajo características similares en muchos aspectos a los medios magnéticos.

El problema fundamental es recuperar exactamente la -- misma información que almacenamos, debemos pensar en que los -- sistemas de grabación no son del todo exactos, tienen imprecisiones y por tanto pueden perder información, de modo que es necesario, por algún medio, evitar o bien minimizar los efectos -- de estas imprecisiones sobre nuestra información, debemos pensar en la forma en que conviene almacenar por ejemplo una muestra que se presenta en forma de una palabra de 16 bits de modo que sea posible identificarla, recuperarla, y aún más, quizás hasta determinar si ésta es correcta.

La problemática delineada anteriormente puede enfrentarse con una sola palabra, y ésta es codificación.

La codificación es el medio que nos permitirá responder a la pregunta que establecimos, nos permitirá subsanar los defectos de los sistemas de grabación y por supuesto, permitirá que la identificación, recuperación y corrección de la información sea posible.

Por lo dicho hasta aquí, es claro que la codificación se da a distintos niveles, sigamos las transformaciones que sufre una muestra al intentar grabarla. Es claro que la muestra en sí ya esta codificada en el código binario, pero esto no nos da facilidad alguna para saber si es correcta, por lo que puede ser conveniente codificarla en otro código que nos permita determinar si existe error o quizás en otro código que también -- nos permita corregir el error, con estos fines existe una variedad de códigos para detección y para detección y corrección de errores, bien, ahora grabemosla, ¿ cómo distingo los ceros de los unos ? estamos pasando nuestra muestra de un medio electrónico de almacenamiento en el que los valores cero y uno se distinguen por niveles de tensión a un medio magnético en el que se deberán distinguir por niveles de magnetización, además, en un medio electrónico el momento en el que deseamos tener la muestra lo podemos determinar por medio de un reloj cosa que no es propia de una cinta plástica con partículas ferromagnéticas adheridas, para solucionar esto existen códigos de grabación de sarrollados para los dispositivos de almacenamiento magnético - usados en computadoras digitales que aprovechan las propiedades magnéticas para distinguir ceros de unos, en cuanto al establecimiento de tiempos se tienen códigos que requieren la existencia de un reloj externo, pero se tienen códigos en los que el - reloj se establece por el código mismo.

Ahora sólo nos falta tratar el subsanamiento de los defectos introducidos por el dispositivo grabador, una técnica usual para recuperar una línea en el video es repetir la línea anterior, esto funciona para el video, el ojo humano no puede distinguir el engaño, pero si hacemos esto sobre nuestros datos seguramente no funcionará ya que éstos servirán para reconstruir -

sonido, el defecto necesariamente será oído. Si nuestras muestras han sido grabadas una junto a la otra y perdemos una línea perderemos muchas muestras, por esto, debemos establecer otra forma de codificación separando bajo cierto patrón las muestras de modo que si se presenta el problema no se pierda tanta información, la información "sana" que quede nos permitirá reconstruir la faltante aprovechando la cualidad que en general tienen las señales de audio de variar en forma más o menos suave.

Con esto queda establecido el problema de codificación, las distintas soluciones han sido mencionadas pasemos ahora a exponerlas con mayor detalle.

IV.5.2.- Códigos de grabación magnética.- Como se mencionó anteriormente estos códigos han sido desarrollados en el campo de la computación dada la necesidad de almacenar información en medios externos a la propia computadora. La idea básica es contar con un medio magnetizable, de modo que, estando inicialmente desmagnetizado, los bits "0" se almacenen como $-Mr$, y los bits "1" como $+Mr$, donde Mr es el conocido magnetismo remanente correspondiente a la curva de histeresis asociada con el material de que se trata.

Cuando se hace una grabación magnética digital, con cada bit se asocia una región magnetizada discreta, o más, dependiendo del código de que se trate, debe notarse que la forma de onda de la corriente de escritura como una función del tiempo, es igual en forma a la magnetización como una función de la distancia.

La codificación es un parámetro que afecta la capacidad de lectura del sistema, las partes que se ven afectadas son principalmente los requerimientos de reloj y el significado de las polaridades generadas por el código. Las polaridades de la señal son importantes por dos razones: afectan la capacidad de temporización, y determinan que un cero se distinga de una pérdida de información en el medio. La principal consideración pa

ra la temporización en un código es si se genera un pulso de - reloj por el código mismo o si se requiere un reloj externo du- rante la lectura. Sin embargo en alta densidad, el corrimien- to en los circuitos de reloj puede hacer imposible determinar con precisión la información durante la lectura, es deseable - tener un código que inherentemente provea, en cada celda de -- bit, algún medio de sincronización para la señal leída.

En el código RZ o de regreso a cero, (se abrevia con sus iniciales del inglés Return to Zero) la magnetización re-- gresa al estado de desmagnetización después de cada bit, aso-- ciando con cada "0" un -Mr y con cada "1" un +Mr, debido al re- greso al estado de desmagnetización entre cada bit existe una zona con $Mr=0$, estas regiones desmagnetizadas entre los bits re- quieren una buena respuesta del medio y reducen la densidad de grabación. Para el código RZ se obtienen dos señales para cada bit, el "0" es distinto del "1", un "0" es un pulso negativo se- guido de un pulso positivo, un "1" es justamente lo opuesto, un pulso negativo seguido de un pulso positivo. El pulso extra -- puede ser utilizado como disparador para temporizar la señal, - este código inherentemente genera un reloj.

En el código RZ, un "0" es distinto de una pérdida de información, ya que esto último implica la inexistencia de la - señal. El medio debe ser previamente "borrado", esto es, debe ponerse en una magnetización neutral, esto se logra generalmen- te de alta frecuencia, este procedimiento elimina también en -- parte el ruido espurio. Este código tiene una densidad relati- vamente baja, resultante de las dos transiciones por cada bit y de la región de magnetización neutra entre los bits, la densi-- dad puede incrementarse juntando más los bits y especialmente - reduciendo la zona de magnetización neutra, así, podemos tener el código RZ de alta densidad.

El código NRZ (NonReturn to Zero) presenta una mayor - densidad que el código RZ, aquí se tiene un cambio (inversión) en la magnetización sólo entre cambios en el patrón de bits al-

macenado de "1" a "0", o a la inversa. También una transición de "1" a "0" de un pulso negativo, y una transición de "0" a "1" da un pulso positivo. Con este método de codificación la señal censada sólo se genera cuando tiene lugar un cambio en M, o bien sólo cuando el patrón de bits cambia entre "0" y "1". Si el patrón de bits consiste de un "0" seguido de diez unos, y después de una cadena de ceros, sólo se generan dos señales, -- una al principio y otra al final de la cadena de unos, es por esto que se debe de contar con circuitos externos para generar estos diez pulsos, podemos usar un reloj externo junto con la señal de modo que un pulso de señal y la presencia del reloj genera un cero, si la señal es negativa y un uno si la señal es positiva, un pulso de reloj y la ausencia de señal genera un -- pulso de polaridad igual al último pulso.

Un error en la lectura de un pulso causa que todos los siguientes bits se lean erróneamente hasta que se encuentre otro pulso de la señal y éste sea leído correctamente. Otro problema es que no es posible distinguir entre una pérdida de información y un bit almacenado sin transición.

El código NRZI (NonReturn to Zero Inverted) es el más común en los sistemas de grabación sobre cinta magnética, este código utiliza un cambio en la magnetización para $-M$ a $+M$, o viceversa, cada vez que aparece uno en el patrón de bits. Debido a esto aparecen las señales positiva y negativa para alternar los unos, logrando con esto una clara distinción entre ceros y unos en este código. Un error en la lectura de un bit solo afectará a ese bit, a diferencia de el código NRZ en el cual no se tienen señales distintas para el cero y el uno, en el código NRZI, debido a su definición abre la posibilidad de usar técnicas tales como añadir un bit de paridad, desafortunadamente NRZI no puede distinguir un cero de una pérdida de información.

En alta densidad el problema de temporización para el código NRZI se hace serio, en sistemas de una sola pista, no podemos usar la paridad por carácter como medio de temporiza--

ción, aún en sistemas de pistas múltiples el uso del bit de paridad para temporización tiene sus limitaciones debido a la -- asimetría de las cabezas.

En el código DF (Double Frecuencie) o de Modulación en Frecuencia (FM), lo que se trata es hacer uso de un código como el NRZI en un sistema de un sólo track, de modo que alguna información para temporización debe usarse en cada celda de bit, una forma simple de lograr esto es añadir una señal "1" al inicio de cada celda de bit de cada bit NRZI. Esto es, intercalar una cadena de unos en el código NRZI, estos pulsos de reloj disparan los circuitos de temporización y proveen una ventana en las posiciones de los datos. Como se tiene una señal de disparo para cada celda de bit, los errores de temporización no se acumulan, como cada celda debe ser capaz de provocar dos transiciones en lugar de una el código fue llamado de doble frecuen--cia. Las pérdidas de información se ven como ceros como en el código NRZI, pero ahora al pulso de reloj se pierde también, de modo que los bits perdidos causan un problema serio.

En el código de codificación en fase, PE (Phase Encoding), también conocido como de modulación en fase, PM (Phase Modulation), una señal se genera para cada bit: un "1" es un pulso positivo, y un "0" es un pulso negativo, con esto se tiene un medio de temporización censando los picos. Una cadena de unos o de ceros produce transiciones extras en cada celda de bit y un pulso extra de señal. De modo que cada celda de bit debe ser capaz de dos transiciones por bit, requiriendo una -- respuesta en frecuencia más alta pero un ancho de banda más reducido que NRZI y similar al de DF.

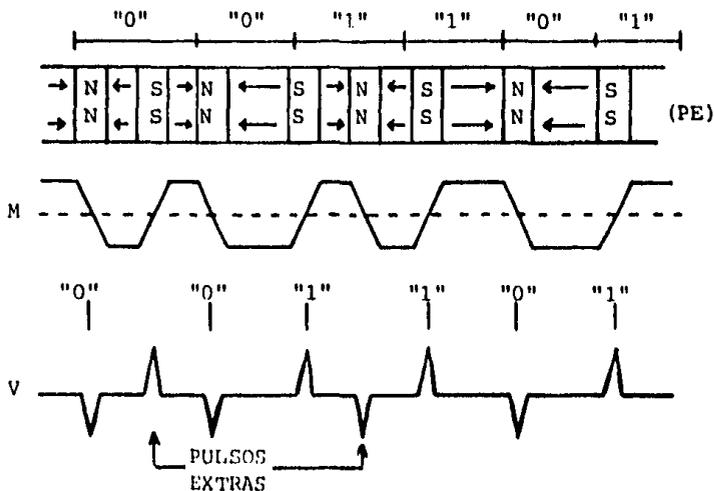
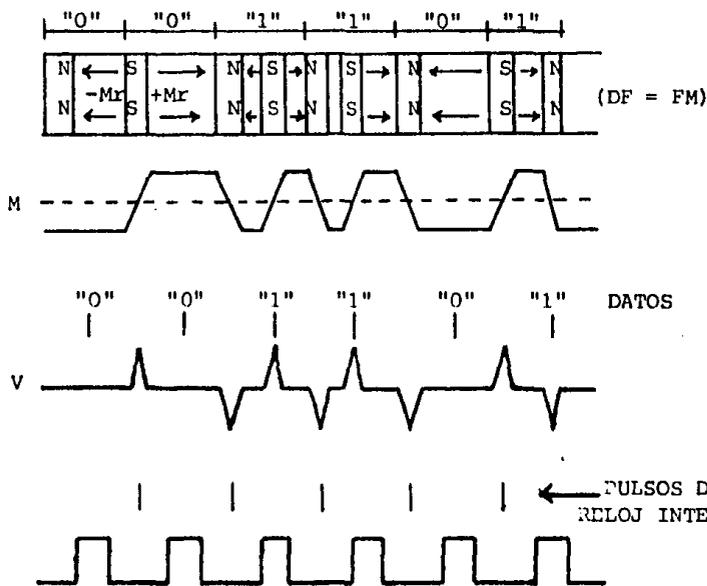
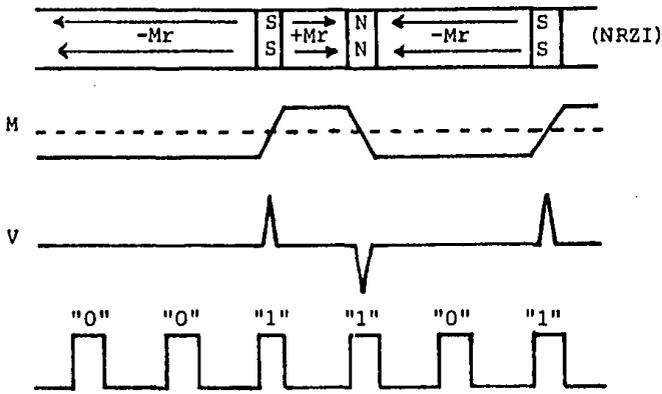
En los sistemas comerciales, el código NRZI es el caballo de batalla para sistemas de cinta en baja densidad, PE para alta densidad y DF es usado para sistemas de disco.

Gráficas comparativas de los patrones de bits, la polaridad δ en el medio, la magnetización, la señal censada y -- los pulsos de reloj se muestran en las figuras para los códi--

gos explicados. A continuación resumimos las características - de cada código.

RZ

- a.- Dos pulsos de señal para cada bit almacenado.
- b.- Un cero almacenado implica -V seguido de +V
- c.- Un uno almacenado implica +V seguido de -V. Definiciones - alternativas para el cero y el uno pueden ser: pulso positivo o negativo precedido por un pulso negativo o positivo, respectivamente.
- d.- Autotemporización vía un pulso extra y la distinción de - polaridad entre cero y uno.
- e.- La señal cero es diferente de la pérdida de información.
- f.- La celda para cada bit es grande y ocasiona baja densidad.



NRZ

- a.- La señal sólo cambia de uno a cero o de cero a uno.
- b.- Un uno siguiendo a un cero implica un pulso de señal positivo, después de esto los unos no dan pulso.
- c.- La ambigüedad de la señal requiere de algún medio grabado para indicar el inicio de registro.
- d.- No se tiene autotemporización, la temporización es crítica, si un bit está en error, todos los subsecuentes bits estarán en error hasta que el siguiente pulso de señal se encuentre.
- e.- No hay un medio simple para detección y corrección de paridad en sistemas de pistas múltiples.
- f.- Las pérdidas de información son indistinguibles de un bit almacenado sin señal.

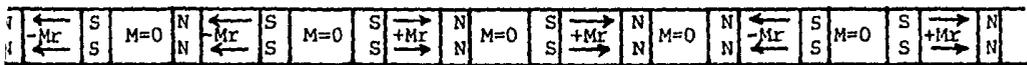
NRZI

- a.- Sólo hay pulso de señal para los unos almacenados.
- b.- Un uno almacenado implica un pulso positivo o negativo; un cero almacenado implica la inexistencia de pulso.
- c.- La ambigüedad de la señal requiere de algún medio para indicar el inicio de un registro.
- d.- No hay autotemporización, la temporización es crítica, el error de tiempo acumulado puede resultar en la pérdida de bits.
- e.- Se tienen medios inherentes para la sincronización del reloj usando el almacenamiento de la paridad el sistema de pistas múltiples.
- f.- Un error en la lectura de un bit es sólo un error en ese bit, no afecta los bits subsecuentes como NRZ.
- g.- Las pérdidas de información son indistinguibles de un bit de almacenados sin señal.

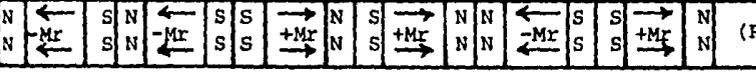
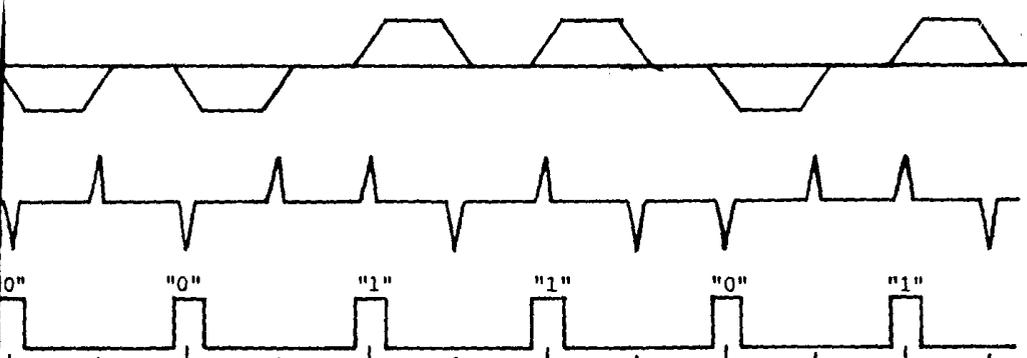
DF o FM

- a.- La generación de la señal es idéntica a la de NRZI.

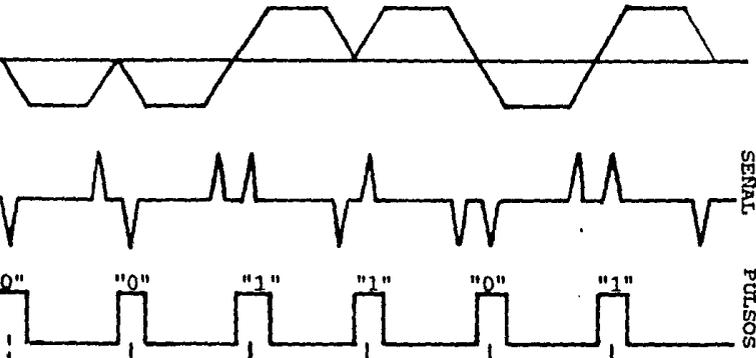
"0" "0" "1" "1" "0" "1"



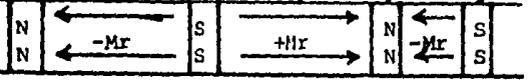
SEÑAL VOLTAJE
MAGNETIZACION
PULSOS RELOJ



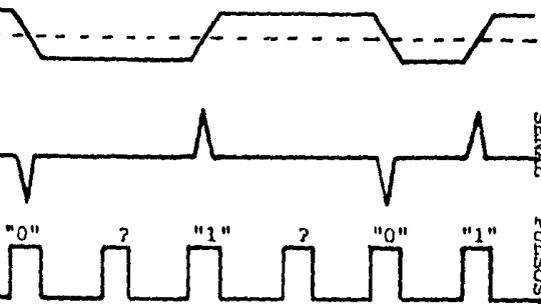
(RZ AT ALTA DENSIDAD)



SEÑAL
PULSOS RELOJ



(NRZ)



SEÑAL
PULSOS RELOJ

- b.- El intercalamiento de un pulso de reloj en cada celda de bit evita la sensibilidad a la temporización. Por esto - puede usarse en sistema de una pista.
- c.- Las pérdidas de información no pueden ser distinguidas - - pero usualmente el pulso para sincronización del reloj también se pierde, de modo que las pérdidas de información requieren cuidado especial.

PE

- a.- Se genera señal para cada bit almacenado.
- b.- Un uno almacenado implica un pulso de señal positivo.
- c.- Un cero almacenado implica un pulso de señal negativo.
- d.- Debido a la propiedad (a) se cuenta con autotemporización.
- e.- Se requiere lógica adicional para remover los pulsos adicionales.
- f.- Teóricamente tiene menor densidad que NRZI debido a los -- dos transiciones para cada celda de bit, pero en la práctica, la capacidad de autotemporización le da a PE una -- densidad más alta.

IV.5.3.- Codificación para corrección y detección de errores. - El problema a resolver en esta sección es, a diferencia de los códigos de grabación magnética, la determinación de la existencia de un error en la información, no se trata de detectar la - señal correctamente, sino de tener un mecanismo para saber si - la señal detectada es realmente correcta de modo que nos sea posible aplicar una estrategia predeterminada para enfrentar la - situación.

Anteriormente se mencionó el uso de bits de paridad con fines similares a los que ahora nos ocuparán, los bits de paridad pueden ser usados para fines de temporización, también como un medio para detección de errores, pero en este último caso la -- utilidad se restringe a la determinación de errores, más no es posible especificar donde fue el error y por tanto no es posi--ble corregirlo, la estrategia en este esquema es sencilla, simplemente pedimos la repetición de la información donde se detec

to el error, pero qué hacemos si esta información se está mandando mal simplemente porque está mal almacenada, una forma de manejar esta situación es hacer una generalización en los códigos para chequeo de paridad, de modo que "r" bits de paridad, formados haciendo operaciones lineales en los "k" bits de datos, se añaden a cada bloque de k bits, de esta forma es posible usar estos códigos en la detección y corrección de errores.

Para la codificación de los bloques, (palabras que representan muestras) es necesario un dispositivo codificador, éste, toma un bloque de k dígitos binarios sucesivos y los convierte a un bloque equivalente de n bits, siendo n mayor que k.

Un ejemplo sencillo es un dispositivo para revisión de paridad única, usado para detectar un número impar de errores. - Aquí $n=k+1$, y para k bits se añade un bit de paridad. Comúnmente se genera este bit haciendo la operación or exclusivo sobre los k bits, así, la secuencia de datos 1 0 0 1 0 1 se representará como 1 0 0 1 0 1 1 si se genera una paridad par, este mismo código quedará 1 0 0 1 0 1 0 si se usa paridad impar. Ambos códigos pueden usarse para detectar un número impar de errores simplemente recalculando el bit de paridad y comparándolo con - el bit de paridad recibido.

En forma más general, como ya se dijo, podemos añadir $r=n-k$ bits para cada k bits, pudiendo entonces hablar de códigos - - (n,k) , donde n es el total de bits incluyendo los bits para verificación y k es el tamaño de la palabra original. Es necesario tener presente que al añadir bits estamos modificando varias características del sistema, el tamaño de las palabras que usamos para nuestras representaciones crece y los circuitos que manejen estas palabras aumentadas serán más complejos, si tenemos una palabra de 16 bits y añadimos, por ejemplo, 4 bits de verificación los registros, compuertas, y en general los circuitos en esta -- etapa no serán de 16 sino de 20 bits por lo que es claro un compromiso con el costo del sistema. Otra alteración importante es la causada por lo siguiente, si en el sistema sin codificación -

para detección y/o corrección de errores podemos tener una palabra ocupando un espacio digamos de T segundos, es deseable que el sistema que incluya bits para verificación ocupe el mismo - espacio de T segundos para la palabra ampliada, la consecuencia es un compromiso con el ancho de banda disponible en los dispositivos que tengan que ver con el manejo de las palabras ampliadas, tales dispositivos serán por supuesto los circuitos encargados de la codificación y la decodificación y el dispositivo de almacenamiento, sea éste una memoria de semiconductores y/o un mecanismo grabador magnético o de otro tipo.

El problema que globalmente nos ocupa es el diseño de un dispositivo procesador de audio digitalizado, así que debemos plantear la situación con este enfoque, sabemos que una señal de audio no varía en una forma tan marcada en períodos de tiempo cortos, es por esta característica el que consideremos la posibilidad de interpolar, basandonos en los datos anterior y siguiente un dato que sabemos que es incorrecto, podemos usar un esquema de codificación simple, tal como el de usar un solo bit de paridad para cada palabra, que nos permita únicamente detectar los errores ya que podemos interpolar. Existen, por supuesto, códigos que por su complejidad permitirían no sólo la detección de - errores, también podríamos corregir estos errores, pero el costo puede ser alto y quizás innecesario si consideramos la interpolación. Los códigos para detección y corrección más complejos son útiles en situaciones en las que no es posible establecer un patrón claro en los datos, los datos varían radicalmente de una palabra a la otra, cosa que sabemos no se da en una señal de audio.

Si optamos por un esquema de codificación para verificación de paridad únicamente tendremos ciertas ventajas, tales como un ancho de banda menor, circuitería ampliada en un sólo bit, y una estrategia simple para el manejo de errores, por -- lado tenemos la desventaja de que un dato reconstruido no será en muchos casos el real, si perdemos varios datos consecutivamente la distorsión será grande, será percible.

IV.5.4.- Codificación para el subsanamiento de los defectos - del equipo grabador. Hemos expuesto la problemática y las posibles soluciones para la codificación de datos a modo de utilizar esta codificación como una solución de los problemas surgidos al querer grabar magnéticamente los datos y del manejo - de los errores que surjan al procesar la señal. Esto no es suficiente, es nuestra intención utilizar una VCR como medio de almacenamiento para datos digitales, los sistemas para grabación de video, cuando pierden una línea, generalmente repiten la anterior, esta característica resulta fatal para el sistema que - delineamos, nosotros no deseamos repetir una secuencia, de modo que es necesario facilitar un medio por el que podamos subsanar esta deficiencia.

La codificación que estableceremos ahora será sobre la base de separación de palabras, de este modo procuraremos que dos muestras consecutivas no estén físicamente juntas, de hecho tal vez sea necesario que estén en pistas no adyacentes de modo que si se pierde una línea estemos en posibilidad de, nuevamente, - interpolar los datos perdidos.

En las grabadoras de video es el subsistema DOC o compensador de faltantes el que reemplaza las líneas perdidas con la repetición de la anterior, básicamente se tienen 4 ideas para pasar por alto este problema, estas son:

- 1.- Repetir la señal en otra parte de la cinta. Esto desperdicia cinta y no garantiza que se presente una pérdida de información en la información repetida.
- 2.- Un código de detección de errores y también un código de corrección de errores puede añadirse a la señal.
- 3.- Palabras digitales adyacentes en la señal original se re-suelven cuando se ponen en la cinta. Esto es, palabras normalmente adyacentes no se graban inmediatamente una con otra. Esto puede funcionar ya que cantidades pequeñas de información pueden ser regeneradas usando el método expuesto en el punto 4.
- 4.- Regenerar la pérdida de información por interpolación. Una palabra perdida puede ser interpolada de las dos adyacentes a --

ella en la señal sin revolver. La razón para revolver la señal en la cinta es prevenir que palabras adyacentes se pierdan en la misma pérdida de información.

Una combinación de las ideas expuestas en los puntos 2,3, 4 puede funcionar igualmente.

Pensemos en un sistema para audio estéreo, las palabras -- digitales de ambos canales se alimentan primero a una memoria - y de ahí se ponen en la cinta usando un sistema de intercalado de modo que palabras adyacentes se emplacen en líneas horizontales diferentes. Consideremos las características de video; 312 líneas por pantalla, 50 pantallas por segundo, lo que nos lleva a 15.6 K líneas por segundo. Por otro lado consideremos los requerimientos mínimos para un sistema de audio estéreo; 80 palabras por segundo (40 K por cada canal, considerando una frecuencia de Niquist de 40 KHz por canal), 17 bits por palabra (16 de datos y 1 de paridad), lo que nos da 1.36 M bits por segundo. - Bajo estas condiciones tendremos unos 87 bits por línea, lo -- que implica unas 5 palabras por línea de video. Con esto es posible definir el espaciamiento entre las palabras, el tamaño de la memoria intermedia y, los factores que condicionan al código para grabación magnética utilizado.

Expondremos ahora las características del adaptador para - audio digital PCM-1, el cual fue diseñado para operar con una - VCR Betamax.

La alta frecuencia y otras características de las máquinas tipo Betamax, limita la calidad del audio que puede ser digitalizado, sin embargo, provee una calidad de audio superior a la que provee la mejor máquina de audio analógico en el mercado de consumo.

En el sistema Beta, la señal de audio digitalizada tiene 13 bits por canal estéreo, los cuales se combinan en una sola palabra de 26 bits. 3 palabras se emplazan en cada línea horizontal y cada grupo de 3 se sigue al final de la línea por --

una palabra de verificación de 16 bits. Esta establece un código de redundancia cíclica (crc) y se usa para determinar --- cualquier error que pueda falsear la información de esa línea. El número total de bits por línea es de 94.

Estas palabras se ponen en 245 líneas de modo que un total de 735 palabras se usan en cada campo. Cada campo se divide en 8 bloques para intercalado, los 7 primeros contienen 92 pala- - bras, el octavo contiene 91 palabras. El CRC se añade al final de cada línea para detectar los faltantes, esto permite que los faltantes se corrijan por interpolación en un rango de 46 pala- - bras o 15 líneas horizontales.

En este sistema, los 2 canales de audio tienen amplifica-- dor de entrada separado, ecualización y un circuito de muestreo y retención para producir una señal con modulación por amplitud de pulso (PAM). La señal PAM se alimenta por un switch elec- - trónico al convertidor A/D, el cual se comparte en tiempo por - ambos canales. La salida del convertidor A/D se alimenta al -- circuito de memoria, el cual es una memoria RAM de 8 K. Los -- bits se leen de la memoria en el orden de intercalación y, los bits para el CRC se añaden entonces. Esto se pasa a un amplifi- - cador con salida para video donde la sincronía para video nor-- mal se añade y la señal de pseudovideo resultante se alimenta - a la entrada de la VCR. El switch electrónico, el convertidor A/D, la memoria y la sincronía de video son todos controlados - por un circuito generador de pulsos y sincronía, el cual a su - vez se controla por un reloj maestro.

Durante la reproducción, la señal de video de la VCR se - amplifica, se alimenta a un separador de sincronía, luego al - detector de CRC y entonces a la memoria principal. La memoria tiene dos salidas separadas, una alimenta al circuito de inter- - polación, el cual regenera el audio perdido por causa de las - pérdidas de información. La señal completa se alimenta a un - switch que separa los dos canales estéreo y un filtro paso ba- - jas alimenta cada una de las señales a amplificadores de salí- - da separados.

Un circuito maestro de sincronía controla todas las operaciones de reproducción y éste, a su vez, se controla por la señal de sincronía proveniente de la reproducción de la cinta. - El reloj maestro tiene una frecuencia de 7.04896 MHz. Dividiendo esto entre 160 se produce la frecuencia de muestreo de - - - 44.056 Khz, y dividiendo la frecuencia maestra por 448 nos da - la frecuencia horizontal de 15.734 KHz. Finalmente, la tasa - de bits es de 1.762238 M bits por segundo.

Con lo expuesto hasta este punto la problemática involucrada en el tema de codificación ha quedado determinada, las soluciones se han expuesto y un ejemplo práctico fue delineado, éste último debe ser tomado muy en cuenta ya que se trata de un sistema en operación, por lo que se convierte en la meta a alcanzar.

CONCLUSIONES.

Para la construcción de un procesador de Audio Digital es necesario partir de la definición del formato en el que se graban los datos, ya que las VCR's tienen características muy distintas a las de un equipo de grabación de Audio estandar, y - por supuesto también de las de equipos de grabación de datos digitales. Posteriormente deberá definirse la arquitectura general del procesador, dividiendo sus funciones en grabación y reproducción, y detallando cada una de sus características y funciones.- Quedando con esto determinado el flujo de datos, señales de tiempo y señales de control que deberán ser supervisadas por un controlador.

FORMATO DE LA SEÑAL.- Los datos digitales se graban en la VCR como una serie de pulsos magnéticos, equivalente a ceros y unos. - La información de Audio Digital se incerta en una línea horizontal de T.V. de acuerdo a la figura 1

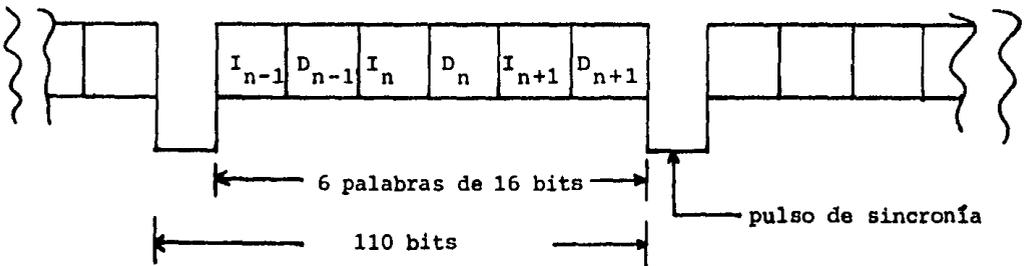


FIGURA 1 .- FORMATO DE CADA LINEA HORIZONTAL

Los 96 bits se dividen en 6 palabras de 16 bits cada una correspondiendo 3 palabras al canal derecho y 3 al canal izquierdo, en forma alternada.

Cada palabra esta construida de la siguiente forma -- (figura 2), 14 bits por canal estereo para la señal de audio, - un bit para manejo de estereofonía y un bit para chequeo de paridad.

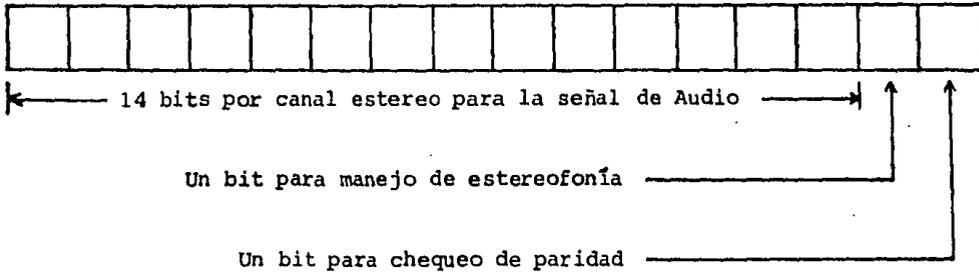
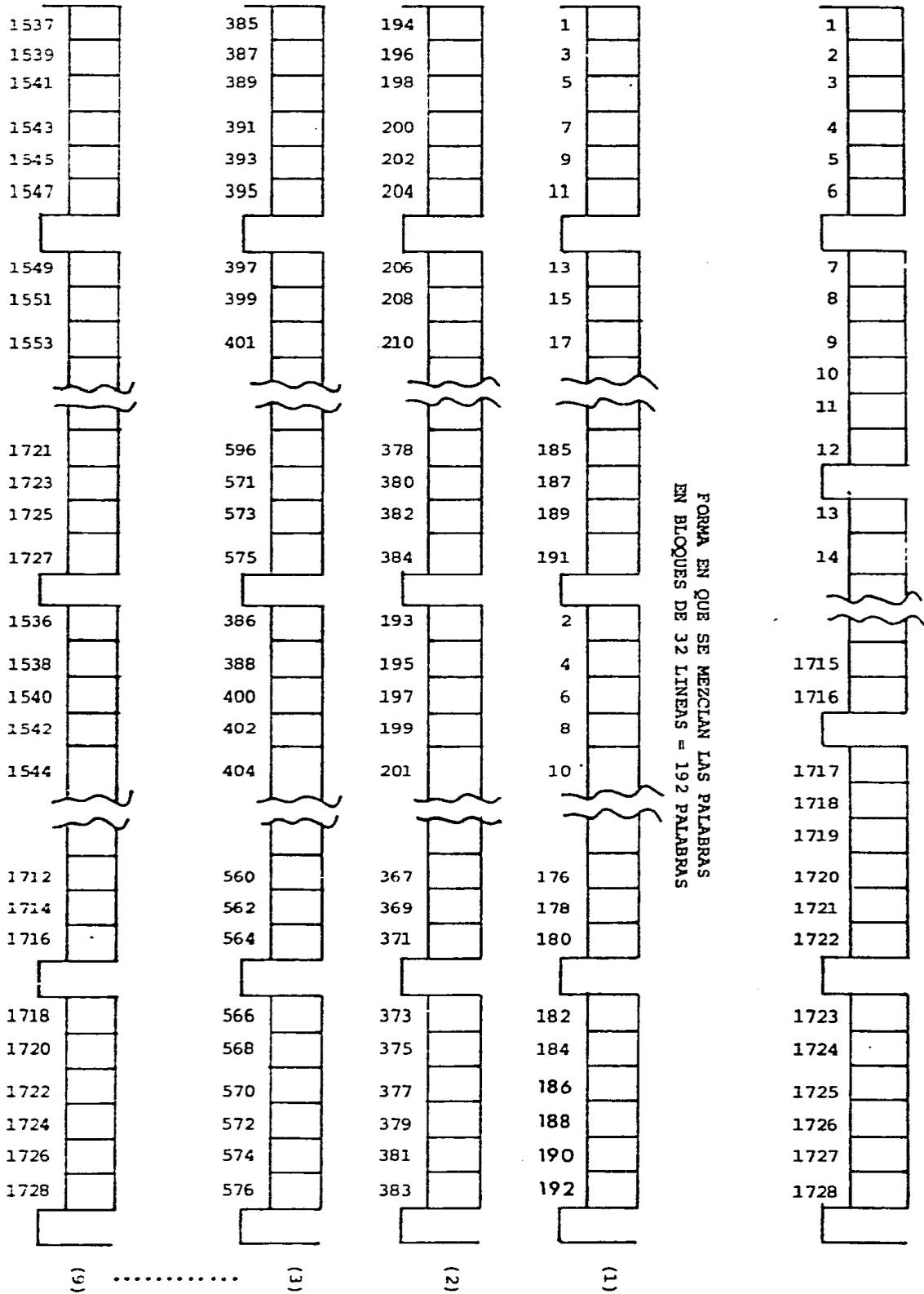


FIGURA 2.- FORMATO DE CADA PALABRA

Estas palabras se ponen en 288 líneas de modo que un total de 1728 palabras se usan en cada campo (figura 3). Los números en cada bloque representan las palabras digitales a ser grabadas en ese campo. Cada campo se divide en 9 bloques de intercalación; esto permite que los faltantes se corrijan por intercalación en un rango de 96 palabras que equivale a 16 líneas horizontales.

Este formato influye en la frecuencia de muestreo de la siguiente forma: en T.V. se tienen 525 líneas por pantalla y 30 pantallas por segundo, lo que implica 15 750 líneas por segundo. En nuestro formato usamos 6 palabras por línea, lo que nos lleva a 94 500 palabras por segundo. Como consideramos una versión estereo, la frecuencia de muestreo por canal es de 47 250 Hz (frecuencia de Nyquist).

Figura 3
 ORDEN NORMAL DE UN CAMPO DE 288 LINEAS = 1728 PALABRAS



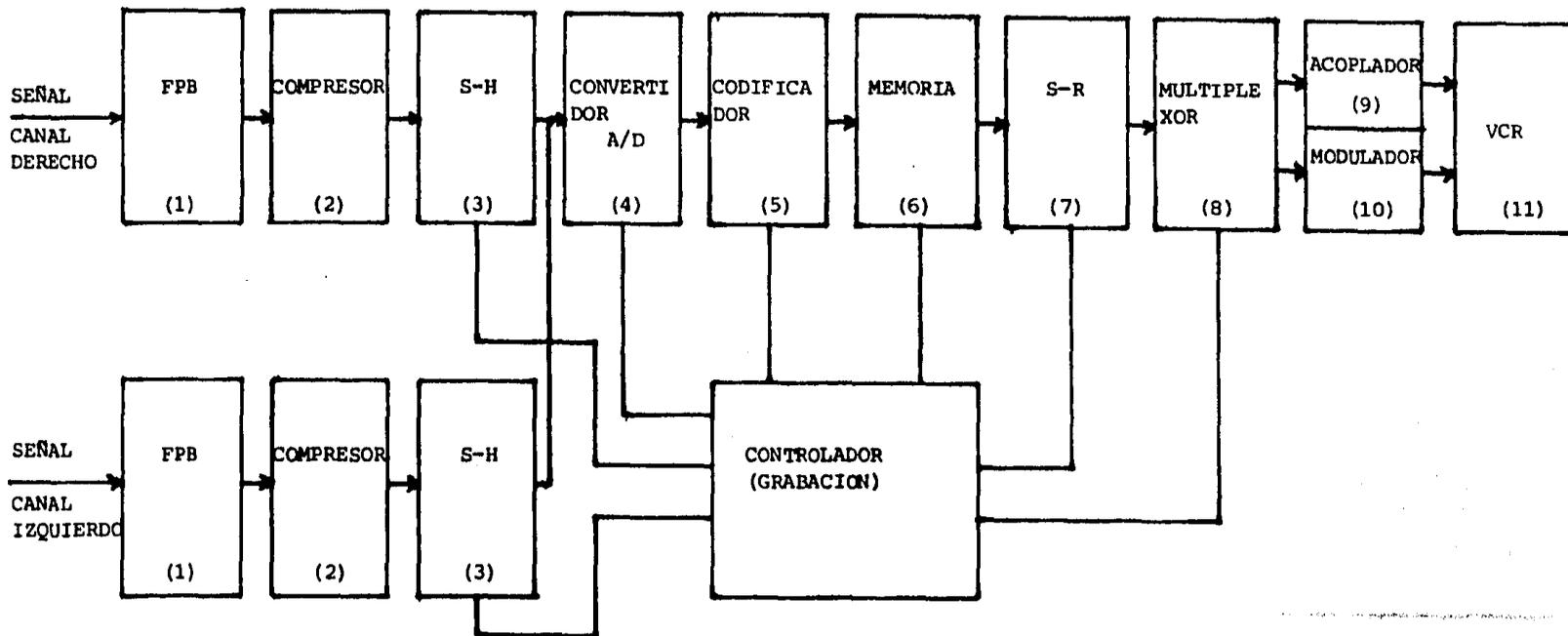


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROCESO DE GRABACION

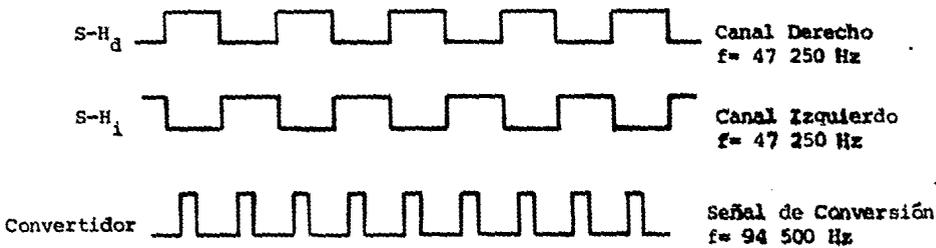
PROCESO DE GRABACION.

- (1) FILTRO PASA BAJAS (FPB).- Su finalidad es limitar en banda la señal que va a ser procesada, de manera que no exceda la frecuencia de muestreo. Es recomendable un filtro Butterworth ya que es maximamente plano en la ganancia.
- (2) COMPRESOR.- Su función es darle énfasis a las señales de bajo nivel de modo que al cuantificarse no provoquen el llamado ruido de granulación, y que es equivalente a la distorsión armónica en los circuitos analógicos. Para evitar esto, es recomendable utilizar un circuito con transferencia logarítmica, de modo que se limiten los voltajes altos y se realcen los bajos.
- (3) SAMPLE-HOLD (S-H).- Este es un circuito muestreador cuya frecuencia es la de Nyquist, cuyo tiempo de retención es al menos el tiempo de conversión del convertidor A/D, y con voltaje de salida en el rango de entrada del convertidor A/D.
- (4) CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL (A/D).- Su función es cuantificar la señal muestreada. Su característica, una conversión a 14 bits, y debe ser capaz de convertir muestras que se presenten al doble de la frecuencia de Nyquist.
- (5) CODIFICADOR .- Genera el bit de paridad correspondiente a la muestra cuantificada presente, y un bit adicional que se utiliza para el manejo de estereofonía.
- (6) MEMORIA.- Maneja palabras de 16 bits y tendrá un tamaño de 4 K., esto permite que se haga la mezcla de los datos y formar los bloques comprendidos entre los pulsos de sincronía. En cuanto a su velocidad debe permitir continuidad en la entrada-salida a la tasa en que se presentan los datos. - Una opción es una memoria bipuerto, otra, dos áreas de memoria, una sirviéndo como buffer y otra que se llenará en tanto se vacía el buffer.

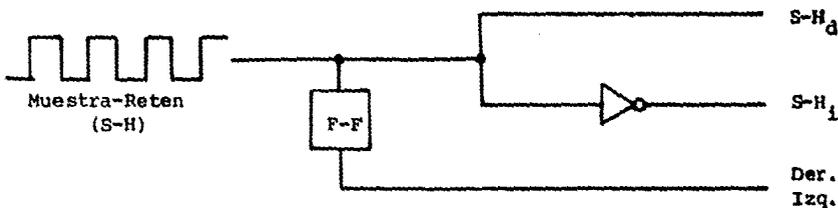
- (7) REGISTRO DE CORRIMIENTO (S-R).- Entrada paralelo a 16 bits y salida serie. Su función es serializar los datos.
- (8) MULTIPLEXOR ANALOGICO.- Su función es añadir el pulso de sincronía cada 6 palabras (96 bits). La duración del pulso de sincronía es el equivalente a 14 bits.
- (9) ACOPLADOR DE VIDEO COMPUESTO.- Tiene una transferencia cuya salida es 1 vol_{pp}.
- (10) MODULADOR VHF.- Sube la señal en frecuencia a los rangos de los canales 3 ó 4.

OPERACIONES DEL CONTROLADOR EN EL PROCESO DE GRABACION.

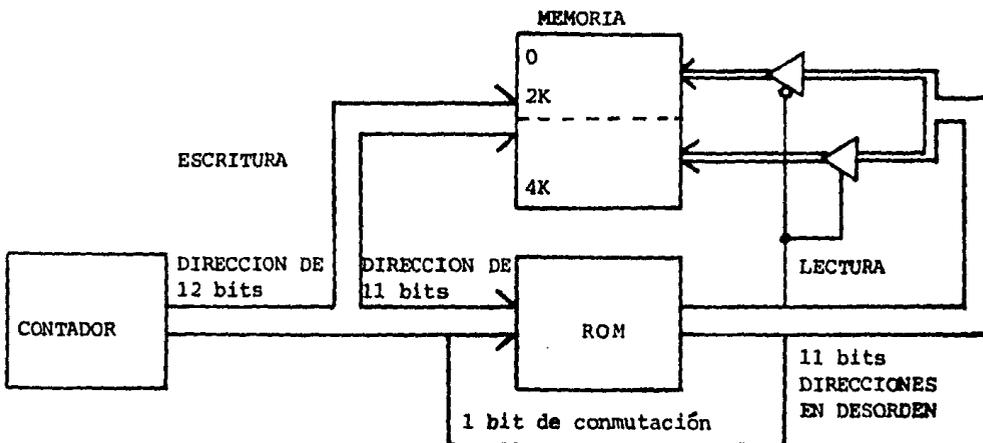
Muestreo-Conversion. Por el formato propuesto, tenemos 6 palabras por línea y 15 750 líneas por segundo, lo que nos da 94 500 palabras por segundo, siendo ésta la frecuencia de conversión del convertidor A/D. Tratandose de una versión estereo, la frecuencia de muestreo del Sample-Hold es 47 250 Hz. De modo que el período muestra-reten es de $21.164 \mu\text{seg.}$ Dividiéndose en --- $10.528 \mu\text{seg.}$ para muestreo y $10.582 \mu\text{seg.}$ para retención. La señal de conversión del convertidor debe presentarse en cuanto la muestra sea válida y debe mantenerse el tiempo que la requiera - el convertidor elegido.



El convertidor debe tener su reloj a 100 KHz fijo mínimo. Su señal de "datos listos" iniciará la operación de codificación. El codificador tiene dos funciones; una es identificar si la muestra que le llega del convertidor es del canal izquierdo o derecho, esto lo puede realizar censando la señal muestra-reten del controlador. Otra de sus funciones es generar el bit de paridad de la muestra cuantificada.



Memoria: la palabra de 16 bits se forma con los 14 bits de datos del convertidor, el bit de paridad generado por el codificador y el bit de estereofonía tomado del controlador. La habilitación para escribir en la memoria se toma de la línea "datos - listos" del convertidor. Las direcciones para escribir en la memoria se daran por medio de un contador de 12 bits binario. Como se explico es necesario hacer una mezcla en los datos y una separación por bloques. La separación por bloques se hara toamndo dos - areas de memoria de 2 K cada una, y la mezcla se lleva a cabo di-reccionando en la lectura bajo el patrón establecido en la defini-ción del formato. Debido a la complejidad de las direcciones en - la lectura, es posible utilizar una ROM con el patrón de direccio-nes necesario para la intercalación de palabras.



Serialización: se lleva a cabo por medio de un registro de corrimiento. Esta se realiza estando presente la señal de lectura de la memoria.

Adición del Pulso de Sincronía: este pulso es necesario para formar las líneas de datos equivalentes a las líneas - horizontales de la T.V. Durante la generación del pulso de sincronía no deben aparecer datos. La duración de este pulso es - el equivalente a 14 bits (aproximadamente de 8 a 9 μ seg.)

Una vez que la señal esta bajo los lineamientos del formato de T.V. existen dos posibilidades para alimentar con estos datos a la VCR. Una es utilizar las entradas de Video Compu_o de la VCR, para lo cual es necesario un acoplador cuya salida deberá tener 1 vol_{pp} de la siguiente forma; 0.3 vol -- será de amplitud del pulso de sincronía y los restantes 0.7 vol seran la señal de pseudo-video. Otra alternativa es utilizar un modulador que llevará la señal a frecuencias de transmición de los canales 3 ó 4 (VHF) y con una salida de 1 mV_{pp}, con esta señal se alimenta a la VCR vía antena. La VCR se encargará de hacer la grabación en la cinta de video.

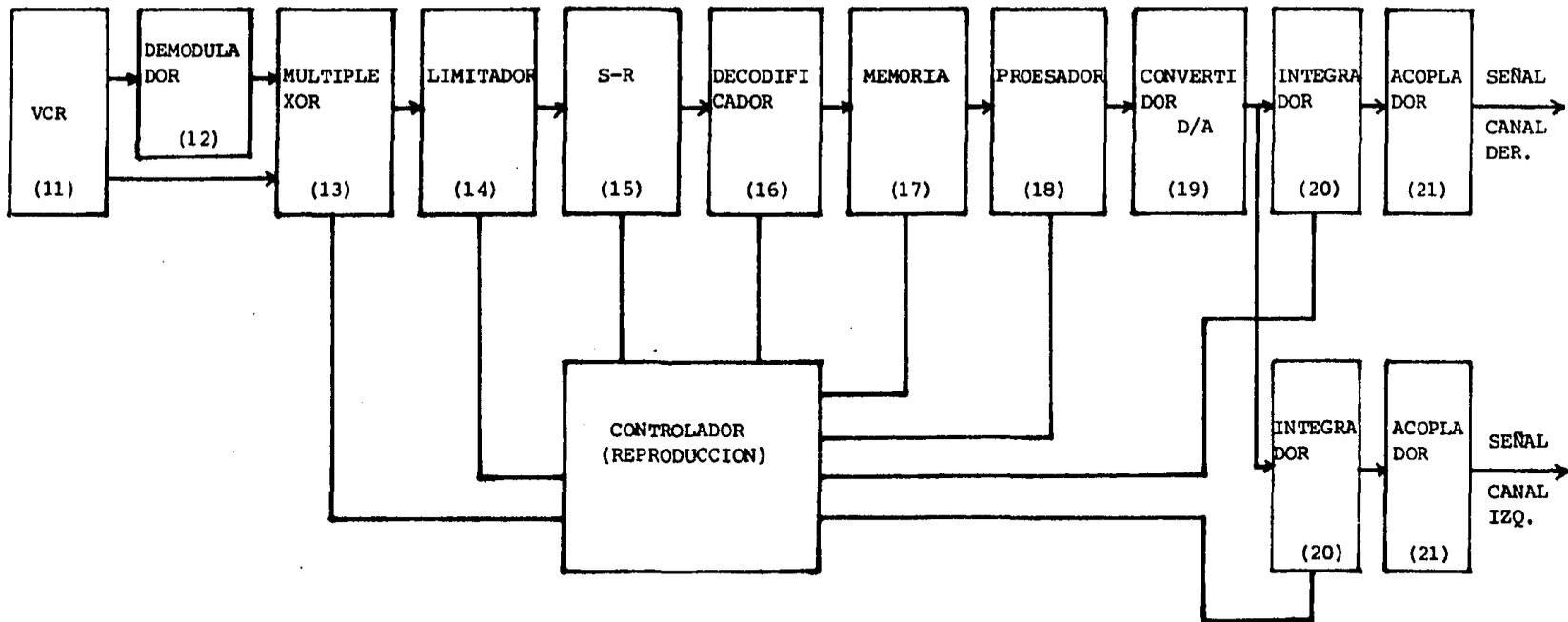


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROCESO DE REPRODUCCION

PROCESO DE REPRODUCCION

- (12) DEMODULADOR.- Baja la señal en frecuencia de los canales 3 ó 4
- (13) MULTIPLEXOR.- Toma la señal del Demodulador o directamente - de la salida de Video Compuesto de la VCR.
- (15) REGISTRO DE CORRIMIENTO (S-R).- Entrada serie y salida paralelo a 16 bits.
- (16) DECODIFICADOR.- Detecta el bit de paridad y genera otro un bit de "error".
- (17) MEMORIA.
- (18) PROCESADOR.- Interpola linealmente para repocisión de palabra errónea, realiza los algoritmos para el proceso de la señal, hace la evaluación de las muestras con los -- filtros implementados (manejo de tono, fase, valance y volumen), calcula los cambios de los coeficientes de los filtros partiendo de una entrada externa.
- (19) CONVERTIDOR DIGITAL ANALOGICÓ (D/A).- Convierte la señal digital en una señal analógica.
- (20) CIRCUITOS INTEGRADORES.- Su finalidad es suavizar la transición entre dos valores concecutivos.
- (21) CIRCUITOS ACOPLADORES.- Tienen una doblefunción; primero tiene una transferencia complementaria a la del circuito - Compresor (2), ademas posee un rango de salida compatible con los amplificadores de Audio estandar.

OPERACIONES DEL CONTROLADOR EN EL PROCESO DE REPRODUCCION.

Partimos de la señal entregada por la VCR, la cual podrá venir de dos maneras; una es en forma de una transmisión de T.V. - por los canales 3 ó 4, y otra por medio de una señal de video compuesto. La primera tendrá una amplitud de 1 mV_{pp} y la segunda -- 1 vol_{pp} .

La Demodulación de la señal es necesario para bajar en frecuencia la señal de modo que pueda ser procesada. La salida -- del Demodulador deberá ser como la de video compuesto (1 vol_{pp} , -- 0.3 vol para el pulso de sincronía y 0.7 vol para la señal).

La finalidad del Multiplexor es seleccionar una de las dos salidas de la VCR, se trata de un Multiplexor analógico controlado por una señal del controlador, esto implica la existencia de un mecanismo de selección de fuente. Este mecanismo puede ser tan simple como un switch, o puede ser parte de un grupo de señales -- externas de control.

Limitación: en esta etapa se busca detectar y eliminar - el pulso de sincronía, además, la señal de salida deberá estar en el rango de operación del Registro de Corrimiento.

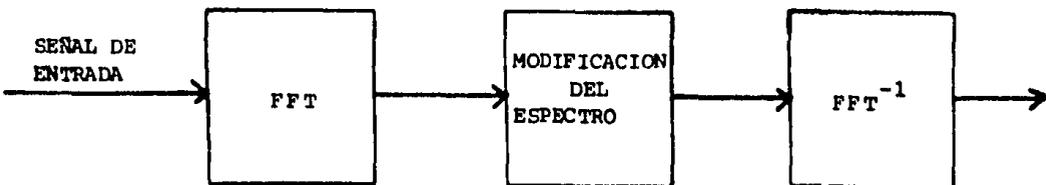
El Registro de Corrimiento admitirá el tren de datos ha ser paralelizados, esto debe implementarse de modo que el Decodificador reciba las palabras de 16 bits. Una solución posible es utilizar un contador con el mismo reloj que el Registro de Corrimiento, el contador puede iniciar su cuenta en el termino del pulso de sincronía, pasando los primeros 16 bits se habilita la salida "paralelo" del Registro de Corrimiento, el proceso continua para las 6 palabras de 16 bits contenidas entre cada pulso de sincronía. El Contador cuenta de 0 a 95, la habilitación de salida "paralelo" se presenta en la cuenta 15, 31, 47, 79 y 95, esta última coincide -- con la aparición del pulso de sincronía siguiente.

Decodificación: la decodificación tiene la siguiente secuencia de operaciones; el registro de corrimiento coloca una palabra de 16 bits en el decodificador, éste calcula el bit de paridad correspondiente a dicha palabra. El bit generado se compara con el bit de paridad que viene con la palabra, si son distintos el bit de paridad tomará un nuevo significado, será el bit para identificación de "palabra errónea". En el caso de que los bits de paridad sean iguales, la palabra se da por correcta, indicándolo así en el ahora bit de identificación de "palabra errónea".

Memoria: los datos procedentes del decodificador, se almacenan en la memoria. La señal de "salida en paralelo" para el registro de corrimiento, retrasada, puede utilizarse para habilitar la entrada de datos a la memoria. La secuencia de direcciones y el flujo de datos será igual al descrito en el proceso de grabación.

Procesamiento de la señal: los datos tomados por el procesador deben inicialmente ser verificados, de modo que si el bit de palabra errónea está activado, la palabra deberá ser ignorada y su valor se interpolará a partir de las dos adyacentes.

En segundo término nos interesa hacer un procesamiento de la señal, esto es, deseamos lograr una modificación en el espectro de la señal.



Basicamente se envuelven tres pasos en el uso de la -- Transformada de Fourier Discreta para realizar convoluciones a alta velocidad.

- a) La Transformada de Fourier Discreta de las dos señales se calcula usando la FFT.
- b) Las Transformadas de las señales se multiplican en todos los puntos de frecuencias pertinentes.
- c) La Transformada Inversa del producto se calcula otra vez usando la FFT.

El procedimiento a seguir para hacer una convolución de alta velocidad podría quedar resumido como sigue:

- 1) Modificar $x(n)$ y $h(n)$ añadiendo ceros de modo que el error de enrollamiento (wrap around) no se presente. Este se presenta al hacer la convolución de señales periódicas, provocando que componentes de otro ciclo se añadan a la respuesta degradandola. Las funciones modificadas son $\bar{x}(n)$ y $\bar{h}(n)$.
- 2) Se calculan $\bar{X}(m)$ y $\bar{H}(m)$, que son las Transformadas de Fourier Discretas de las dos funciones modificadas, usando FFT.
- 3) Se determina $\bar{Y}(m) = \bar{X}(m) \bar{H}(m)$ por la multiplicación de los valores de $\bar{X}(m)$ y $\bar{H}(m)$ en todos los enteros de frecuencias.
- 4) Se calcula $\bar{y}(n) = D^{-1}(\bar{Y}(m))$ usando la FFT
- 5) Se multiplica el resultado por cualquier constante adicional que se requiera tal como el período de muestreo o constantes de ganancia.

En nuestro caso la señal $x(n)$ es una señal aleatoria de longitud indefinida. Para hacer la convolución con la $h(n)$ que nos interesa, el período de la función $h(n)$ se incrementa a $2N$ añadiendo N -ceros, de acuerdo al procedimiento, de modo que:

$$\bar{h}(n) = h(n) \quad 0 \leq n \leq N-1$$

$$\bar{h}(n) = 0 \quad N \leq n \leq 2N-1$$

siendo $x(n) = 0$ para $n < 0$. Esta función se divide en una cantidad arbitraria de señales de $2N$ -puntos en las que N -puntos se usan -- para establecer la historia de la señal requerida en el proceso -- de convolución. Los últimos N -puntos determinan la salida requerida. Las secciones se definen

$$X_i(n) = x(n+iN-N) \quad \text{para } 0 \leq n \leq 2N-1$$

$$X_i(n) = 0 \quad \text{de otro modo}$$

La convolución de $h(n)$ con todas las secciones de $X_i(n)$ da un conjunto de señales periódicas de $2N$ -puntos, estas señales tienen las siguientes propiedades: los primeros N -puntos correspondientes a $0 \leq n \leq N-1$ en la convolución representan o datos incorrectos por una historia inadecuada o en el caso del punto $n = N-1$ un valor correcto que ya ha sido calculado en la convolución precedente. Estos datos pueden descartarse. Los siguientes N -términos correspondientes a $N \leq n \leq 2N-1$ son los valores correctos de la convolución correspondiente a la segunda mitad de $X_i(n)$. Si $y_i(n)$ representa el conjunto de las funciones convolucionadas, la función $y(n)$ se puede expresar como:

$$y(n+iN) = y_i(n+N) \quad \text{para } 0 \leq n \leq N-1$$

$x(n)$ representa las muestras que el procesador tomará de la memoria, $h(n)$ será la transferencia del filtro implementado en el procesador con el que se va a modificar el espectro de la señal y $y(n)$ será el flujo de datos entregado por el procesador una vez realizado el procedimiento descrito anteriormente.

Por lo expuesto es claro que la velocidad del procesador debe ser muy alta, ya que debe calcular dos veces la FFT, realizar el procedimiento descrito e interpolar. Sin embargo existen procesadores capaces de realizar esto, tales procesadores son los "Array Procesor", los "Number Cruncher" y algunos de propósito especial.

Algunas alternativas son el Number Cruncher TMS-320 con una tasa de procesamiento de 5 millones de operaciones por segundo y otra los procesadores MAA-2300 y MAA-2400 de ITT que procesan el sonido digitalmente.

Conversion Digital-Analógica: para este fin se utiliza un convertidor D/A de 14 bits que será compartido por los canales izquierdo y derecho, utilizando el bit que con este fin se tiene. Su salida alimentará a los integradores con el objeto de suavizar las transiciones. Posteriormente la señal se pasará por un acoplador que tendrá una transferencia antilogarítmica (expansor), con el fin de retirar la compresión hecha a la señal y dar una salida compatible con los equipos de Audio estandar.

B I B L I O G R A F I A

THEORY AND APPLICATION OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING

L. Rabiner and B. Gold

Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. 1975.

APPLICATIONS OF DIGITAL PROCESSING

Alan V. Oppenheim

Massachusetts Institute of Technology

DIGITAL IN BROADCASTING

Harold E. Ennes

Howard W. Sams Co. Inc.

TELEVISION BROADCASTING, TAPE RECORDING SYSTEM

Harold E. Ennes

Howard W. Sams Co. Inc.

COMPUTER STORAGE SYSTEM AND TECHNOLOGY

Richard Matick

Wiley-Interscience

DIGITAL SIGNAL PROCESSING

William D. Stanley

Prentice-Hall, Co. Reston Virginia

MANUAL HI-FI

José Díaz Pinilla

Paraninfo, Madrid 1981

VIDEOCASSETTES Y VIDEODISCOS

Tomás Perales Benito

Paraninfo, Madrid

Centro Scotch de Información de Video

GRABACION

I. R. Sinclair

Alhambra 1981

"Digital Techniques in Sound Reproduction"

Daniel Minoli
 Audio abril 1980

"A close look at digital Audio"

Harold A. Rogers and Leslie Solomon
 Popular Electronics septiembre 1979

"New IC's For Digital T.V."

Robert Grossblatt
 Radio Electronics diciembre 1983

"Digital T.V. Overview" by Len Feldman
 Computers and Electronics septiembre 1983

"A Computer Program For Desingning Digital Elliptic Filters"

Gray and Market
 IEEE Transaction on Audio and Electronics
 T-ASSP diciembre 1976

"A Computer Program For Desingning Optimum FIR Lineal Phase Digital Filters"

Parks, Rabiner, Mc.Clellan
 IEEE Transaction on Audio and Electronics
 Vol. 21 No. 4 1973

OPERATIONAL AMPLIFIERS DESING AND APPLICATIONS

Tobey-Graeme-Huelsman
 Burr-Brown
 Mc. Graw-Hill 1971

INFORMATION TRANSMISSION MODULATION AND NOISE

Mischa Schwartz
 Mc. Graw-Hill 1981

Notas del Curso:

DIGITAL FILTERS AND SPECTRAL ANALYSIS

William E. Schaff

Integrated Computer System

Notas del curso:

PROCESAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES

Alan V. Oppenheim

Facultad de Ingenieria

Depto.de Electrónica

HANDBOOK OF MATHEMATICAL FUNCTIONS

Abramowitz and Stegun

Dover Publications

Inc., New York 1983

PROGRAMA DE FILTROS DIGITALES.

EN ESTA SECCION SE PRESENTA EL LISTADO DE UN PROGRAMA ESCRITO EN FORTRAN, DESARROLLADO EN EL DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y COMUNICACIONES, DIVISION INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA, FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM. EN UNA MAQUINA BURROUGHS B-7800.

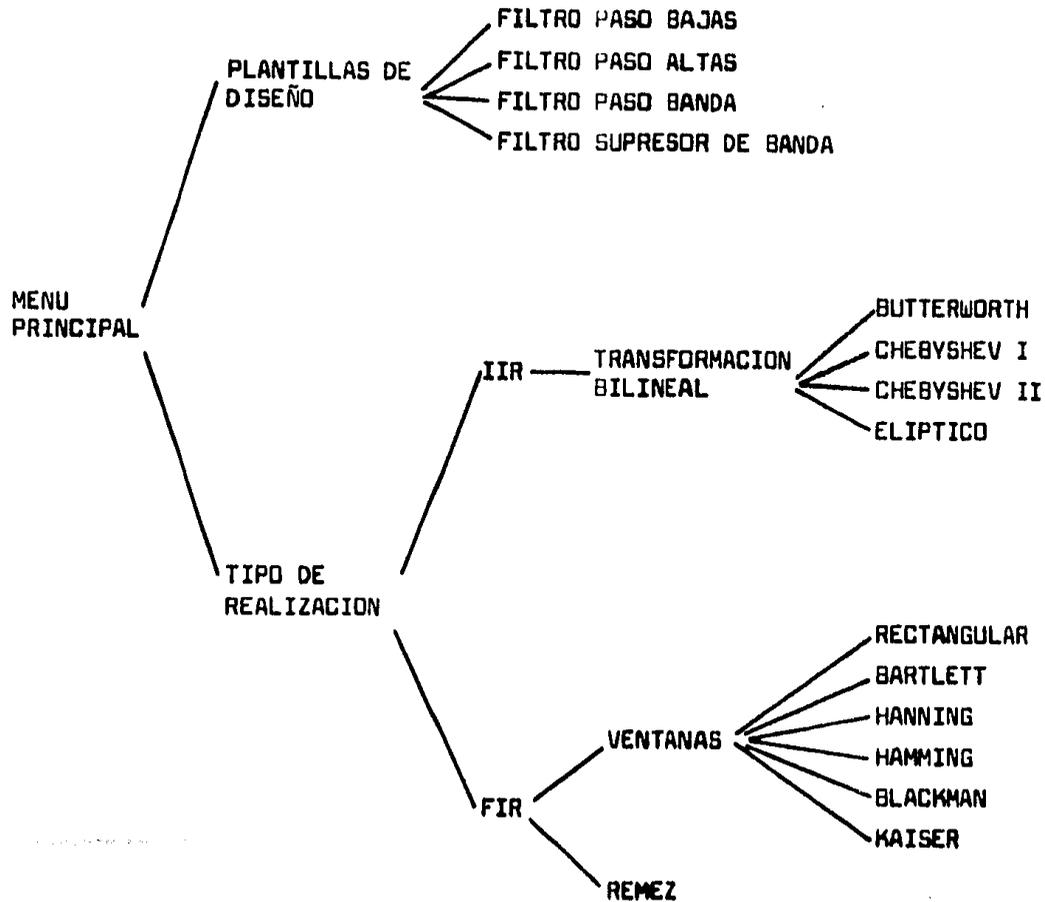
EN DICHO PROGRAMA SE ENCUENTRAN IMPLEMENTADAS RUTINAS PARA EL CALCULO DE FILTROS DIGITALES, LAS CUALES FUERON RECOPIADAS DE DISTINTAS FUENTES.

SE INCLUYEN ALGUNOS DE LOS METODOS DELINEADOS EN EL CAPITULO III, COMO SON LA TRANSFORMACION BILINEAL Y EL METODO DE VENTANAS.

TAMBIEN SE INCLUYE UN METODO PARA EL CALCULO DE FILTROS DIGITALES QUE NO FUE MENCIONADO EN EL CAPITULO III, ESTE METODO SE BASA EN EL ALGORITMO DE INTERCAMBIO DE REMEZ.

LA FINALIDAD DE ESTE PROGRAMA ES LA OBTENCION DE LOS COEFICIENTES DE UN FILTRO DIGITAL, PARTIENDO DE UNA PLANTILLA DE DISEÑO, DEL TIPO DE LAS UTILIZADAS EN EL DISEÑO DE FILTROS ANALOGICOS.

LA ESTRUCTURA GENERAL DEL PROGRAMA SE BASA EN "MENUS" DE LA SIGUIENTE FORMA:



III

LOS "MENUS" QUE SE OFRECEN SON LOS SIGUIENTES:

MENU PRINCIPAL

- 1.- PLANTILLAS DE DISEÑO
- 2.- TIPO DE RESPUESTA
- 3.- SALIDA DEL SISTEMA

PLANTILLAS DE DISEÑO

- 1.- FILTRO PASO BAJAS
- 2.- FILTRO PASO ALTAS
- 3.- FILTRO PASO BANDA
- 4.- FILTRO SUPRESOR DE BANDA

TIPO DE RESPUESTA

- 1.- IIR (RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA)
- 2.- FIR (RESPUESTA AL IMPULSO FINITA)
- 3.- MENU PRINCIPAL

IIR (RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA)

TRANSFORMACION BILINEAL

- 1.- BUTTERWORTH (SOLO PASO BAJAS)
- 2.- CHEBYSHEV I (SOLO PASO BAJAS)
- 3.- CHEBYSHEV II (SOLO PASO BAJAS)
- 4.- ELIPTICO
- 5.- MENU PRINCIPAL

FIR (RESPUESTA AL IMPULSO FINITA)

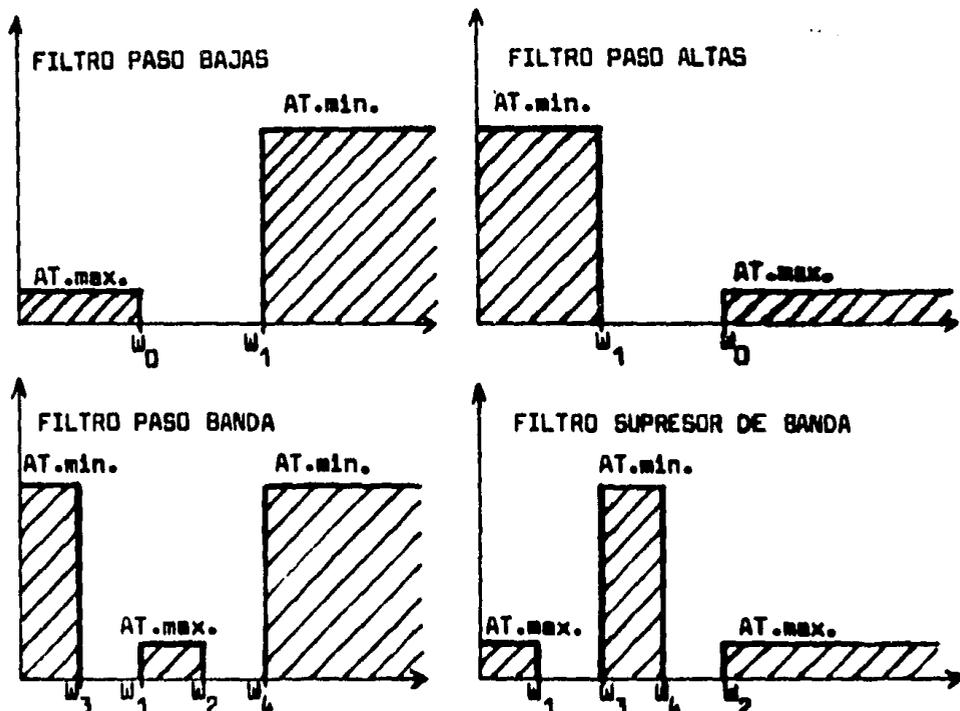
- 1.- FUNCIONES DE VENTANA
- 2.- APROXIMACION DE REMEZ
- 3.- MENU PRINCIPAL

FUNCIONES DE VENTANA

- 1.- RECTANGULAR/ 2.- BARTLETT/ 3.- HANNING/ 4.- HAMMING/ 5.- BLACKMAN
- 6.- KAISER
- 7.- MENU PRINCIPAL

EL PROCEDIMIENTO PARA EL USO ES COMO SIGUE:

1) UTILIZANDO LA OPCION DEL "MENU PRINCIPAL" "PLANTILLAS DE DISEÑO", NOS MOVEMOS A DICHO MENU DEL CUAL ESCOGEAMOS EL TIPO DEL FILTRO DESEADO. EN PANTALLA SE DESPLIEGA LA PLANTILLA DEL FILTRO ELEGIDO. ESTAS SON



SELECCIONADA LA PLANTILLA SE DAN LOS DATOS CORRESPONDIENTES. EL SISTEMA NOS REGRESA AL MENU PRINCIPAL.

2) UTILIZANDO LA OPCION "TIPO DE RESPUESTA" DEL "MENU PRINCIPAL", NOS MOVEMOS AL MENU CORRESPONDIENTE. LAS OPCIONES SON "IIR" Y "FIR".

2.1) SI ELEGIMOS "IIR", PASAREMOS AL MENU CORRESPONDIENTE EN EL QUE SE MUESTRAN CUATRO TIPOS DE FILTROS QUE SE REALIZAN POR EL METODO DE TRANSFORMACION BILINEAL.

2.2) SI ELEGIMOS "FIR", PASAREMOS AL MENU CORRESPONDIENTE DONDE LAS OPCIONES SON "FUNCIONES DE VENTANA" O "APROXIMACION DE REMEZ"

2.2.1) SI ELEGIMOS "FUNCIONES DE VENTANA" PASAREMOS AL MENU CORRESPONDIENTE, DONDE LAS OPCIONES SON UNA DE CINCO POSIBLES (ESTO -- SE DETERMINA POR EL ORDEN DEL FILTRO); Y "KAISER". ESTO SE DEBE A QUE LA FUNCION DE VENTANA DE KAISER ES PARAMETRICA, Y PUEDE FUNCIONAR PARA DISTINTAS ATENUACIONES, EN TANTO QUE LAS OTRAS CINCO FUNCIONAN MEJOR EN CIERTOS RANGOS DE ATENUACION.

2.2.2) SI ELEGIMOS "APROXIMACION DE REMEZ", SE CALCULAN LOS COEFICIENTES DEL FILTRO DIGITAL POR MEDIO DEL ALGORITMO DE INTERCAMBIO-DE REMEZ.

VII

2) SE OBTIENE LA RESPUESTA AL IMPULSO IDEAL: $g_1(n) = \frac{\text{Sen}(\pi Bn)}{\pi n}$

$$g_1(n) = \int_{-0.5}^{0.5} G_1(e^{j2\pi f}) e^{j2\pi f n} df$$

$$g_1(n) = \int_{-B/2}^{B/2} e^{j2\pi f n} df$$

$$g_1(n) = \frac{\text{Sen}(\pi Bn)}{\pi n}$$

3) SE ELIGE LA FUNCION EN BASE A LA SIGUIENTE TABLA:

FUNCION DE PESO	ATENUACION EN LA BANDA DE RECHAZO.		
RECTANGULAR	2/N	21	
BARTLETT	4/N	25	
HANNING	4/N	44	
HAMMING	4/N	53	
BLACKMAN	6/N	74	
	Beta= 2.12	1.54/N	30
	Beta= 4.54	2.93/N	50
KAISER	Beta= 7.76	4.32/N	70
	Beta= 8.96	5.71/N	90

RECTANGULAR = 1

BARTLETT = $1 - (2|n|)/N$

HANNING = $.5 + .5\text{Cos}(2\pi n/N)$

HAMMING = $.54 + .46\text{Cos}(2\pi n/N)$

BLACKMAN = $.42 + .5\text{Cos}(2\pi n/N) - .08\text{Cos}(4\pi n/N)$

KAISER = $I_0 \left[\text{Beta} \sqrt{1 - \left[\frac{2n}{N-1} \right]^2} \right] + I_0(\text{Beta})$

I_0 = FUNCION DE BESSEL MODIFICADA DE ORDEN CERO, DE PRIMERA CLASE.

VIII

4) DE LA TABLA SE OBTIENE "N" QUE ES LA LONGITUD DE LA FUNCION

5) SE CALCULA LA RESPUESTA AL IMPULSO COMO EL PRODUCTO DE LA RESPUESTA AL IMPULSO IDEAL Y LA FUNCION ELEGIDA.

ILUSTREMOS ESTO CON UN EJEMPLO:

LAS ESPECIFICACIONES DEL FILTRO DESEADO SON:

TIPO	PASO BAJAS
ATENUACION EN LA BANDA DE RECHAZO	50 dB
ANCHO DE LA BANDA DE TRANSICION	0.1 Hz
BORDE DE LA BANDA DE PASO	0.2 Hz

PASO 1 Y 2 $g_1(n) = \frac{\text{Sen}(0.4\pi n)}{\pi n}$ $B = 0.4$

PASO 3 BASADOS EN LAS ESPECIFICACIONES DE 50 dB DE LA BANDA DE RECHAZO DE LA TABLA DE DISEÑO ESCOGEMOS LA FUNCION DE PESO DE HAMMING.

PASO 4 CALCULAMOS "N" USANDO $\Delta F/N$ DE LA COLUMNA DOS DE LA TABLA

$$\Delta F = \text{ANCHO DEL LOBULO PRINCIPAL}$$

$$0.1 = 4/N$$

$$N = 40$$

PROBABLEMENTE CON $N = 35$ TENEMOS LA DEFINICION EXACTA.

PASO 5 MULTIPLICAMOS LOS PESOS POR LA RESPUESTA AL IMPULSO IDEAL:

n	g(n)	w(n)	h(n)
	$\frac{\text{Sen}(0.4\pi n)}{\pi n}$	$0.54 + 0.46 \text{ Cos} \frac{2\pi n}{35}$	$g_1(n) \cdot w(n)$
0	0.400	1.000	0.400
1	0.303	0.993	0.301
2	0.094	0.971	0.091
3	-0.062	0.935	-0.058
⋮			
17	0.011	0.082	0.001

NOTA: COMO LOS COEFICIENTES SON SIMETRICOS, SOLO NECESITAMOS CALCULAR LA MITAD.

VENTAJAS:

- 1) LOS COEFICIENTES SE CALCULAN FACILMENTE
- 2) EXISTEN TABLAS PARA ELEGIR "N"
- 3) EL PROCEDIMIENTO DE DISEÑO ES SENCILLO
- 4) SE PUEDE IMPLEMENTAR EL ALGORITMO EN UNA CALCULADORA DE BOLSILLO

DESVENTAJAS:

- 1) LOS RIZOS EN LAS BANDAS DE PASO Y RECHAZO SON IGUALES Y ESTO HACE INNECESARIAMENTE A VECES PEQUEÑO EL RIZO EN LA BANDA DE PASO
- 2) EL ANCHO DE BANDA Y TAMAÑO DEL FILTRO NO TIENEN MUCHO COMPROMISO
- 3) NO SON OPTIMOS. LA "N" NO ES LA MINIMA PARA LAS ESPECIFICACIONES

EL METODO DE REMEZ ES RELATIVAMENTE NUEVO (1973). PARA UN CON-
JUNTO DE ESPECIFICACIONES DADAS, EL ALGORITMO DE REMEZ, DISEÑARA UN SIS-
TEMA FIR DE FASE LINEAL CON LA CANTIDAD MINIMA DE COEFICIENTES.

VENTAJAS:

.) EXCELENTES FILTROS

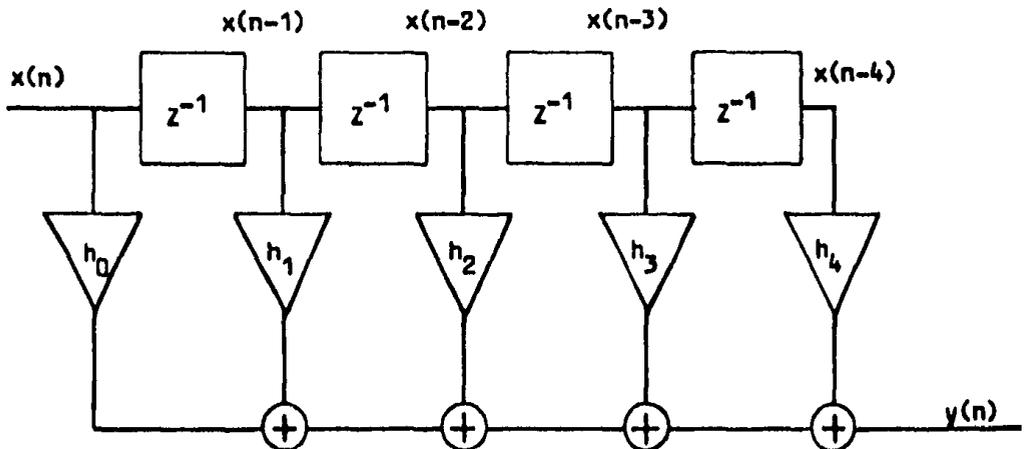
DESVENTAJAS

.) EL ALGORITMO ES COMPLICADO Y REQUIERE UNA COMPUTADORA PARA
SU IMPLEMENTACION

AHORA, TANTO POR VENTANAS COMO POR REMEZ, EL PROGRAMA NOS EN-
TREGA UN VECTOR $h(k)$, LA SALIDA $y(n)$ DE UNA SEÑAL $x(n)$ VIENE DADA
POR:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k) h(k)$$

LA IMPLEMENTACION CON REGISTROS DE CORRIMIENTO QUEDA:



RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA (IIR)

LOS METODOS IIR EN GENERAL TIENEN LAS SIGUIENTES PROPIEDADES:

- 1) SON FACILES DE IMPLEMENTAR COMO UNA ECUACION RECURSIVA
- 2) NO TIENEN FASE LINEAL
- 3) PUEDEN SER INESTABLES
- 4) CADA MUESTRA DE SALIDA ES FUNCION DE LAS ENTRADAS PREVIAS
- 5) SE REQUIEREN MENOS RECURSOS PARA IMPLEMENTARLOS

EL METODO DE TRANSFORMACION BILINEAL SE RECOMIENDA PARA DISEÑAR FILTROS DIGITALES, A PARTIR DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DE FILTROS ANALOGICOS. EL METODO CONSISTE EN:

- 1) ELEGIR LA TRANSFORMADA DE LAPLACE
- 2) SUSTITUIR "S" POR:

$$\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad \text{ó} \quad \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$

POR EJEMPLO

$$H_a(s) = \frac{1}{s+a}$$

$$H_d(z) = H_a(s) \left| \begin{array}{l} s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \end{array} \right.$$

$$H_d(z) = \frac{1+z^{-1}}{\left[a + \frac{2}{T} \right] + \left[a - \frac{2}{T} \right] z^{-1}}$$

VENTAJAS:

- .) LA RESPUESTA EN FRECUENCIA SE PRESERVA
- .) $H(Z)$ QUEDA EN UNA FORMA CERRADA
- .) SIEMPRE SON ESTABLES

DESVENTAJAS:

- .) LA RESPUESTA EN EL TIEMPO NO SE PRESERVA

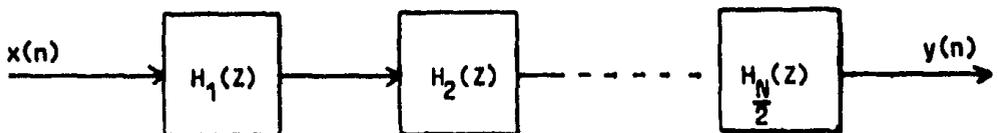
LA IMPLEMENTACION PARA ESTE TIPO DE FILTROS (BUTTERWORTH, CHEBYSHEV I Y II Y ELIPTICO) SE PUEDE LLEVAR A CABO POR UNA RECURSION DIRECTA DE LA FORMA

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k Z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k Z^{-k}} = \frac{B(Z)}{A(Z)}$$

O TAMBIEN EN SECCIONES DE SEGUNDO ORDEN COMO

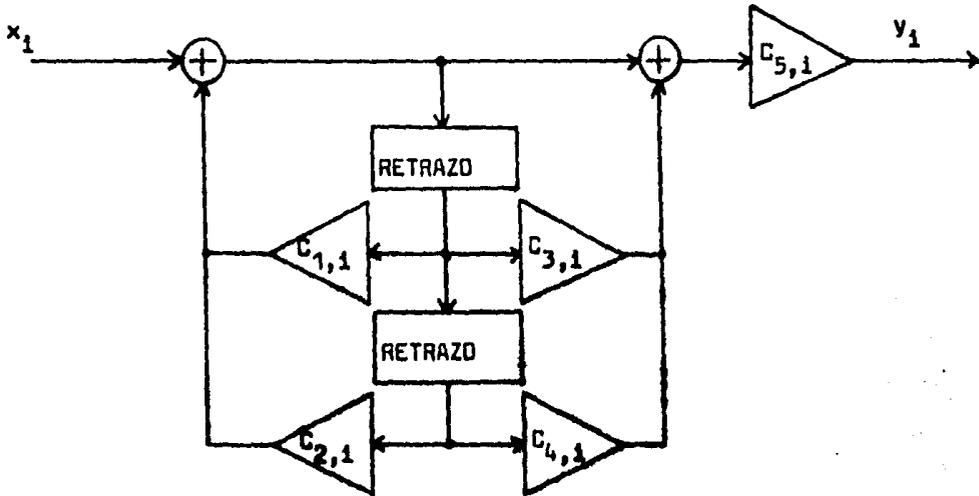
$$H_1(Z) = \frac{1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}}{1 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}} \quad \begin{array}{l} \text{(CEROS)} \\ \text{(POLOS)} \end{array}$$

DE ESTA FORMA OBTENEMOS SECCIONES EN CASCADA

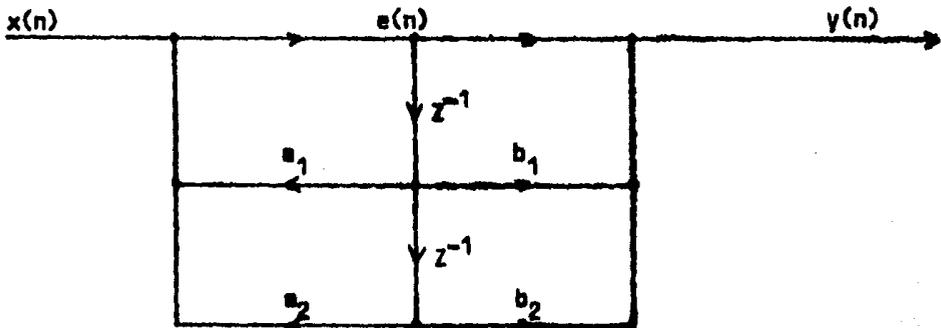


XIII

LAS SECCIONES EN CASCADA DE SEGUNDO ORDEN QUEDAN ESTRUCTURADAS:



SIN IMPORTAR EL TIPO DE FILTRO SELECCIONADO.



$$e(n) = x(n) + a_1 e(n-1) + a_2 e(n-2)$$

$$y(n) = e(n) + b_1 e(n-1) + b_2 e(n-2)$$

$$e(1) = x(1) + C_{1,1} \text{RG} + C_{2,1} \text{RG}$$

RG = RETRAZO DE GRUPO

$$y(1) = C_{5,1} \left[e(1) + C_{3,1} \text{RG} + C_{4,1} \text{RG} \right]$$

A CONTINUACION PRESENTAMOS UN EJEMPLO DE UN FILTRO PASO BAJAS EN RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA (CHEBYSHEV I Y ELIPTICA), Y EN RESPUESTA AL IMPULSO FINITA (REMEZ). LOS RESULTADOS OBTENIDOS SE IMPLEMENTAN AL FINAL DEL EJEMPLO.

TIPO	PASO BAJAS
ATENUACION MAXIMA	1 DB
ATENUACION MINIMA	50 DB
FRECUENCIA EN LA BANDA DE PASO	3 Khz
FRECUENCIA EN LA BANDA DE RECHAZO	5.4 Khz
FRECUENCIA DE MUESTREO	30 Khz

IS
*RUNNING 4388

PROCESAMIENTO DE SEÑALES
DIGITALES

MENU PRINCIPAL

- 1.-PLANTILLAS DE DISEÑO
- 2.-TIPOS DE RESPUESTA
- 3.-SALIDA DEL SISTEMA

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

*?

PLANTILLAS DE DISEÑO

- 1.- FILTRO PASO BAJAS
- 2.- FILTRO PASO ALTAS
- 3.- FILTRO PASO BANDA
- 4.- FILTRO SUPRESOR DE BANDA
- 5.- MENU PRINCIPAL

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

1

PLANTILLA DE UN FILTRO PASO BAJAS

```

ATENUACION *                *
MINIMA      *                *
            *                *
            *                *
            *                *
            *                *
            *                *
            *                *
ATENUACION *****          *
MAXIMA      *                *
            *                *
            *****
            W                W
            1                0
    
```

ATENUACION EN DB.

W EN RAD/SEG.

DESEA VER OTRA PLANTILLA: SI=1 / NO=0

0

TECLEE LOS DATOS SEPARADOS POR COMAS
EN EL SIGUIENTE ORDEN

ATENUACION MAXIMA, ATENUACION MINIMA, W1, W0

1,50,3,5,4

SON CORRECTOS LOS DATOS: SI=1 / NO=0

1

PROCESAMIENTO DE SEÑALES

DIGITALES

MENU PRINCIPAL

- 1.-PLANTILLAS DE DISEÑO
- 2.-TIPOS DE RESPUESTA
- 3.-SALIDA DEL SISTEMA

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

TIPOS DE RESPUESTA

- 1.- IIR (RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA)
- 2.- FIR (RESPUESTA AL IMPULSO FINITA)
- 3.- MENU PRINCIPAL

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

TRANSFORMACION BILINEAL

- 1.- BUTTERWORTH (SOLO PASO BAJAS)
- 2.- CHERYSHEV I (SOLO PASO BAJAS)
- 3.- CHERYSHEV II (SOLO PASO BAJAS)
- 4.- ELIPTICO
- 5.- MENU PRINCIPAL

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

2

PARA EL FILTRO QUE ELIGIO
ES NECESARIA UNA FRECUEN-
CIA DE MUESTREO,
ANOTE LA A CONTINUACION:

30

FILTRO CHEBYSHEV TIPO 1
ORDEN DEL FILTRO 6
RETRASO DE GRUPO 0.101687

PARA CONTINUAR (1)

1

COEFICIENTES DE LAS SECCIONES EN CASCADA
DE SEGUNDO ORDEN

SECCION 1

C(1, 1) = .52180397E+00
C(2, 1) = -.77577802E+00
C(3, 1) = .20000000E+01
C(4, 1) = .10000000E+01
C(5, 1) = .31319461E+00

PARA CONTINUAR (1)

1

SECCION 2

C(1, 2) = .67825831E+00
C(2, 2) = -.43623076E+00
C(3, 2) = .20000000E+01
C(4, 2) = .10000000E+01
C(5, 2) = .18931244E+00

PARA CONTINUAR (1)

SECCION 3

C(1, 3)= .87266580E+00

C(2, 3)= -.23306629E+00

C(3, 3)= .20000000E+01

C(4, 3)= .10000000E+01

C(5, 3)= .90014216E-01

PARA CONTINUAR (1)

1

PROCESAMIENTO DE SEÑALES
DIGITALES

MENU PRINCIPAL

- 1.- PLANTILLAS DE DISEÑO
- 2.- TIPOS DE RESPUESTA
- 3.- SALIDA DEL SISTEMA

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

2

TIPOS DE RESPUESTA

- 1.- IIR (RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA)
- 2.- FIR (RESPUESTA AL IMPULSO FINITA)
- 3.- MENU PRINCIPAL

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

4

PARA FILTROS ELIPTICOS ES NECESARIA
UNA FRECUENCIA DE MUESTREO.
ANOTELA A CONTINUACION:

30

ORDEN = 5
RIZO = 1 DB
FRECUENCIA DE MUESTREO = .30000D+02
BANDAS
0. .30000D+01 .54000D+01
FILTRO PASO BAJAS .100000D+01 RIZO EN DB.
BORDE DE LA BANDA DE PASO .300000D+01
BORDE DE LA BANDA DE RECHAZO .540000D+01
FRECUENCIA DE MUESTREO .300000D+02
THETA = .307966D+02 RHO = .453510D+00
-.681637D+02 ATENUACION EN DB
ORDEN = 5

PARA CONTINUAR (1)

1

	A(J)	B(J)
1	.100000000D+01	-.221822852D-02
2	-.476631834D+01	-.978819703D-02
3	.911247645D+01	-.184037287D-01
4	-.873510100D+01	-.184037287D-01
5	.419832626D+01	-.978819703D-02
6	-.809376469D+00	-.221822852D-02

PARA CONTINUAR (1)

1

POLOS		FACTORES CUADRATICOS	
.94878080D+00	.14220956D+00	-.18975616D+01	.92040857D+00
.95548658D+00	.71916046D-01	-.19109732D+01	.91812652D+00
.95778358D+00	0.	-.95778358D+00	0.

CEROS		FACTORES CUADRATICOS	
-.77020519D+00	.63779618D+00	.15404104D+01	.10000000D+01
-.93610425D+00	.35172267D+00	.18722085D+01	.10000000D+01
-.10000000D+01	0.	.10000000D+01	0.

TERMINO DE GANANCIA PARA LA FORMA DE CASCADA P(1) = .221823D-02

PARA CONTINUAR (1)

COEFICIENTES DE LAS SECCIONES EN CASCAIDA
DE SEGUNDO ORDEN

SECCION 1

C(1. 1)= .18975616E+01

C(2. 1)= -.92040857E+00

C(3. 1)= .15404104E+01

C(4. 1)= .10000000E+01

C(5. 1)= .13041737E+00

PARA CONTINUAR (1)

1

SECCION 2

C(1. 2)= .19109732E+01

C(2. 2)= -.91812652E+00

C(3. 2)= .18722085E+01

C(4. 2)= .10000000E+01

C(5. 2)= .13041737E+00

PARA CONTINUAR (1)

1

SECCION 3

C(1. 3)= .95778358E+00

C(2. 3)= 0.

C(3. 3)= .10000000E+01

C(4. 3)= 0.

C(5. 3)= .13041737E+00

PARA CONTINUAR (1)

1

PROCESAMIENTO DE SEÑALES

DIGITALES

MENU PRINCIPAL

- 1.-PLANTILLAS DE DISEÑO
- 2.-TIPOS DE RESPUESTA
- 3.-SALIDA DEL SISTEMA

TIPOS DE RESPUESTA

- 1.- IIR (RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA)
- 2.- FIR (RESPUESTA AL IMPULSO FINITA)
- 3.- MENU PRINCIPAL

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

RESPUESTA AL IMPULSO FINITA

- 1.-FUNCIONES DE VENTANA
- 2.-APROXIMACION DE REMEZ
- 3.-MENU PRINCIPAL

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

PARA REMEZ ES NECESARIA UNA FRECUENCIA
DE MUESTREO. ANOTELA A CONTINUACION

30

RESPUESTA AL IMPULSO FINITA (FIR)
DISEÑO DE UN FILTRO DIGITAL DE FASE LINEAL
ALGORITMO DE INTERCAMBIO REMEZ
FILTRO PASO BANDA

LONGITUD DEL FILTRO = 19

***** RESPUESTA AL IMPULSO *****

H(1) = -.35181397E-02 = H(19)
H(2) = -.17932095E-01 = H(18)
H(3) = -.35235661E-01 = H(17)
H(4) = -.49323938E-01 = H(16)
H(5) = -.42710030E-01 = H(15)
H(6) = -.33669814E-02 = H(14)
H(7) = .68543113E-01 = H(13)
H(8) = .15494538E+00 = H(12)
H(9) = .22586753E+00 = H(11)
H(10) = .25330554E+00 = H(10)

PARA CONTINUAR (1)

1

	BANDA 1	BANDA 2	BANDA
BORDE DE LA BANDA MAS BAJA	0.000000000	0.180000000	0.180000000
BORDE DE LA BANDA MAS ALTA	0.100000000	0.500000000	0.500000000
VALOR DESEADO	1.000000000	0.000000000	
PESO	1.000000000	38.585623218	
DESVIACION	0.152156102	0.003943337	
DESVIACION EN DB.	-16.354212502	-48.082722886	

FRECUENCIAS EXTREMAS

0.0000000	0.0625000	0.1000000	0.1800000	0.1925000
0.2268750	0.2706250	0.3206250	0.3768750	0.4362500

PARA CONTINUAR (1)

1

PROCESAMIENTO DE SEÑALES

DIGITALES

MENU PRINCIPAL

- 1.-PLANTILLAS DE DISEÑO
- 2.-TIPOS DE RESPUESTA
- 3.-SALIDA DEL SISTEMA

TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION

3

UTILICE EL COMANDO BYE PARA CONCLUIR SU SESION

#ET=15:09.2 PT=4.0 IO=0.1

BYE

#END SESSION 3204 ET=1:13:43.4 PT=10.3 IO=7.9

#USER = ERB1 10:23:45 09/12/86

DE LOS RESULTADOS DEL FILTRO CHEBYSHEV I, TENEMOS:

$$H_1(z) = \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + 0.52180397z^{-1} - 0.77577802z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + 0.67825831z^{-1} - 0.43623076z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + 0.87266580z^{-1} - 0.23306629z^{-2}}$$

IMPLEMENTACION DE LA ESTRUCTURA EN LA PAG. XIII

DE LOS RESULTADOS DEL FILTRO ELIPTICO TENEMOS:

$$H(z) = \frac{-0.00221822852 - 0.00978819703 z^{-1} - 0.0184037287 z^{-2} - 0.0184037287 z^{-3} - 0.00978819703 z^{-4} - 0.00221822852 z^{-5}}{1 - 4.76631834 z^{-1} + 9.11247645 z^{-2} - 8.73510100 z^{-3} + 4.19832626 z^{-4} - 0.809376469 z^{-5}}$$

O TAMBIEN:

$$H_1(z) = \frac{z^{-1} + 0.77020519 z^{-2} + 0.63779618 z^{-3}}{z^{-1} - 0.94878080 z^{-2} + 0.14220956 z^{-3}} = \frac{1 + 1.5404104 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.8975616 z^{-1} + 0.92040857 z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{z^{-1} + 0.93610425 z^{-2} + 0.35172267 z^{-3}}{z^{-1} - 0.95548658 z^{-2} + 0.071916046 z^{-3}} = \frac{1 + 1.8722085 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.9109732 z^{-1} + 0.91812652 z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{z^{-1} + 1}{z^{-1} - 0.95778358 z^{-2}} = \frac{1 + z^{-1}}{1 - 0.95778358 z^{-1}}$$

IMPLEMENTACION DE LA ESTRUCTURA EN LA PAG. XIII

PARA REMEZ VEASE LA ESTRUCTURA EN LA PAG. X

LISTADO DEL PROGRAMA:

0

```
20      DIMENSION ATEN(2),H(66),OMEGA(4)
30 5    PRINT 10
40 10   FORMAT(///,28X,"PROCESAMIENTO DE SE#ALES",/)
50      PRINT 20
60 20   FORMAT(34X,"DIGITALES",/)
70 30   PRINT 40
80 40   FORMAT(22X,"MENU PRINCIPAL",//,32X,"1.-PLANTILLAS DE DISE#0")
90      PRINT 50
100 50  FORMAT(32X,"2.-TIPOS DE RESPUESTA")
110     PRINT 60
120 60  FORMAT(32X,"3.-SALIDA DEL SISTEMA",/////))
130     PRINT 70
140 70  FORMAT(22X,"TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION",/////))
150     READ 80,E1
160 80  FORMAT(F1,0)
170     GO TO (90,230,410),E1
180 90  PRINT 100
190 100 FORMAT(///,22X,"PLANTILLAS DE DISE#0",/)
200     PRINT 110
210 110 FORMAT(32X,"1.- FILTRO PASO BAJAS")
220     PRINT 120
230 120 FORMAT(32X,"2.- FILTRO PASO ALTAS")

240     PRINT 130
250 130 FORMAT(32X,"3.- FILTRO PASO BANDA")
260     PRINT 140
270 140 FORMAT(32X,"4.- FILTRO SUPRESOR DE BANDA")
280     PRINT 150
290 150 FORMAT(32X,"5.- MENU PRINCIPAL",/)
300     PRINT 160
310 160 FORMAT(22X,"TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION",//////////))
320     READ 170,E2
330 170 FORMAT(F1,0)
340     GO TO (190,180,200,210,5),E2
350 180 CALL PABAJA(E3,ATEN,OMEGA)
360     GO TO 220
370 190 CALL PAALTA(E3,ATEN,OMEGA)
380     GO TO 220
390 200 CALL PABAND(E3,ATEN,OMEGA)
400     GO TO 220
410 210 CALL SUBAND(E3,ATEN,OMEGA)
420 220 IF(E3,EQ,1) GO TO 90
430     GO TO 5
440 230 PRINT 240
450 240 FORMAT(///,22X,"TIPOS DE RESPUESTA",/)
460     PRINT 250

470 250 FORMAT(32X,"1.- IIR (RESPUESTA AL IMPULSO INFINITA)")
480     PRINT 260
490 260 FORMAT(32X,"2.- FIR (RESPUESTA AL IMPULSO FINITA)")
500     PRINT 270
510 270 FORMAT(32X,"3.- MENU PRINCIPAL",./././././)
520     PRINT 280
530 280 FORMAT(22X,"TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION",./././././)
540     READ /,E
550     GO TO (390,290,5),E
```

↓

```

0
560 290 CALL FIR(N,ATEN,OMEGA,D,E2)
570 GO TO 5
580 CONTINUE
590 300 CALL TRABIL(ATEN,OMEGA,E2)
600 400 GO TO 5
610 410 PRINT 420
620 420 FORMAT(///,2X,"UTILICE EL COMANDO BYE PARA CONCLUIR SU SESION",//)
630 END

```

‡

‡

```

0
640 SUBROUTINE PARAJA(E3,ATEN,OMEGA)
650 DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4)
660 E3=0
670 PRINT 10
680 10 FORMAT(5(//),10X,"PLANTILLA DE UN FILTRO PASO ALTAS",//)
690 PRINT 20
700 20 FORMAT(13X,"ATENUACION ",8(1H*),/15X,"MINIMA ",1H*,6X,1H*)
710 PRINT 30
720 30 FORMAT(5(24X,1H*,6X,1H*,/),13X,"ATENUACION ",1H*,6X,1H*,7X,7(1H*))
730 PRINT 40
740 40 FORMAT(15X,"MAXIMA ",1H*,6X,1H*,7X,1H*,/24X,22(1H*))
750 PRINT 50
760 50 FORMAT(32X,1HW,8X,1HW,/33X,1H0,9X,"1")
770 PRINT 60
780 60 FORMAT(/,10X,"ATENUACION EN DB",//,10X,"W EN RAD/SEG")
790 PRINT 70
800 70 FORMAT(/,10X,"DESEA VER OTRA PLANTILLA: (SI=1 / NO=0)")
810 READ /,EL
820 IF(EL.EQ.1) GO TO 130
830 PRINT 80
840 80 FORMAT(/,10X,"TECLEE LOS DATOS SEPARADOS POR COMAS ")
850 PRINT 90
860 90 FORMAT(10X,"EN EL SIGUIENTE ORDEN ")

870 100 PRINT 110
880 110 FORMAT(/,10X,"ATENUACION MAXIMA, ATENUACION MINIMA, NO. W1")
890 READ /,(ATEN(I),I=1,2),(OMEGA(I),I=1,2)
900 PRINT 120
910 120 FORMAT(10X,"SON CORRECTOS LOS DATOS: SI=1 / NO=0")
920 READ /,EL
930 IF(EL.EQ.0) GO TO 100
940 RETURN
950 130 E3=1
960 RETURN
970 END

```

‡

```

980 SUBROUTINE PAALTA(E3,ATEN,OMEGA)
990 DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4)
1000 E3=0
1010 PRINT 10
1020 10 FORMAT(5(/),10X,'PLANTILLA DE UN FILTRO PASO BAJAS ',/)
1030 PRINT 20
1040 20 FORMAT(13X,'ATENUACION ',1H*,14X,7(1H*))
1050 PRINT 30
1060 30 FORMAT(15X,'MINIMA ',1H*,14X,1H*)
1070 PRINT 40
1080 40 FORMAT(5(24X,1H*,14X,1H*,/),13X,'ATENUACION ',8(1H*),7X,1H*)
1090 PRINT 50
1100 50 FORMAT(15X,'MAXIMA ',1H*,6X,1H*,7X,1H*,/24X,22(1H*))
1110 PRINT 60
1120 60 FORMAT(32X,1HW,8X,1HW,/,33X,'1',9X,1H0)
1130 PRINT 70
1140 70 FORMAT(/,10X,'ATENUACION EN DB. ',//,10X,'W EN RAD/SEG. ')
1150 PRINT 80
1160 80 FORMAT(/,10X,'DESEA VER OTRA PLANTILLA: SI=1 / NO=0')
1170 READ /,EL
1180 IF(EL.EQ.1) GO TO 140
1190 PRINT 90
1200 90 FORMAT(/,10X,'TECLEE LOS DATOS SEPARADOS POR COMAS ')

1210 PRINT 100
1220 100 FORMAT(10X,'EN EL SIGUIENTE ORDEN ')
1230 110 PRINT 120
1240 120 FORMAT(/,10X,'ATENUACION MAXIMA, ATENUACION MINIMA, W1, W0 ')
1250 READ /,(ATEN(I),I=1,2),(OMEGA(I),I=1,2)
1260 PRINT 130
1270 130 FORMAT(10X,'SON CORRECTOS LOS DATOS: SI=1 / NO=0')
1280 READ /,EL
1290 IF(EL.EQ.0) GO TO 110
1300 RETURN
1310 140 E3=1
1320 RETURN
1330 END

```

✱

```

0
1340 SUBROUTINE PABAND(E3,ATEN,OMEGA)
1350 DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4)
1360 E3=0
1370 PRINT 10
1380 10 FORMAT(5(//),10X,"PLANTILLA DE UN FILTRO PASO BANDIA",/)
1390 PRINT 20
1400 20 FORMAT(16X,"*",./,4X,"ATENUACION",2X,8(1H*),22X,
1410 *7(1H*))
1420 PRINT 30
1430 30 FORMAT(6X,"MINIMA",4X,1H*,6X,1H*,22X,1H*)
1440 PRINT 40
1450 40 FORMAT(16X,1H*,6X,1H*,22X,1H*)
1460 PRINT 40
1470 PRINT 40
1480 PRINT 40
1490 PRINT 50
1500 50 FORMAT(4X,"ATENUACION",2X,1H*,6X,1H*,7X,8(1H*),7X,1H*)
1510 PRINT 60
1520 60 FORMAT(6X,"MAXIMA",4X,1H*,6X,1H*,7X,1H*,6X,1H*,7X,1H*)
1530 PRINT 70
1540 70 FORMAT(16X,39(1H*))
1550 PRINT 80
1560 80 FORMAT(24X,1HW,8X,1HW,7X,1HW,8X,1HW)

1570 PRINT 90
1580 90 FORMAT(25X,1H3,9X,1H1,8X,1H2,9X,1H4)
1590 PRINT 100
1600 100 FORMAT(/,./,./,10X,"ATENUACION EN DB.",)
1610 PRINT 110
1620 110 FORMAT(/,10X,"W EN RAD/SEG")
1630 PRINT 120
1640 120 FORMAT(/,10X,"DESEA VER OTRO PLANTILLA SI=1 / NO=0")
1650 READ /,EL
1660 IF(EL.EQ.1) GO TO 180
1670 PRINT 130
1680 130 FORMAT(/,10X,"TECLEE LOS DATOS SEPARADOS POR COMAS")
1690 PRINT 140
1700 140 FORMAT(10X,"EN EL SIGUIENTE ORDEN")
1710 150 PRINT 160
1720 160 FORMAT(/,10X,"ATENUACION MAXIMA, ATENUACION MINIMA,W3,W1,W2,W4")
1730 READ /,(ATEN(I),I=1,2),(OMEGA(I),I=1,4)
1740 PRINT 170
1750 170 FORMAT(/,10X,"SON CORRECTOS LOS DATOS? (SI=1 / NO=0)")
1760 READ /,EL
1770 IF(EL.EQ.0) GO TO 150
1780 RETURN
1790 180 E3=1

1800 RETURN
1810 END
*
```

```

0
1830 SUBROUTINE SUBAND(E3,ATEN,OMEGA)
1830 DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4)
1840 E3=0
1850 PRINT 10
1860 10 FORMAT(5(/),10X,'PLANTILLA DE UN FILTRO SUPRESOR DE BANDAS',/)
1870 PRINT 20
1880 20 FORMAT(11X,'*',/,11X,'*',/1X,'ATENUACION*',14X,8(1H*))
1890 PRINT 30
1900 30 FORMAT(1X,'MINIMA *',14X,'*',6X,'**')
1910 PRINT 40
1920 40 FORMAT(11X,'*',14X,'*',6X,'*',/11X,'*',14X,'*',6X,'**')
1930 PRINT 40
1940 PRINT 50
1950 50 FORMAT(1X,'ATENUACION*****',7X,'*',6X,'*',7X,'*****')
1960 PRINT 60
1970 60 FORMAT(1X,'MAXIMA',4X,'*',2(6X,'*',7X,'*'),/,11X,40(1H*))
1980 PRINT 70
1990 70 FORMAT(17X,'W',7X,'W',7X,'W',8X,'W')
2000 PRINT 80
2010 80 FORMAT(18X,'1',7X,'3',7X,'4',7X,'2')
2020 PRINT 90
2030 90 FORMAT(10X,'ATENUACION EN DB.',/,/,10X,'W EN RAD/SEG.')
2040 PRINT 100

2050 100 FORMAT(/,10X,'DESEA VER OTRA PLANTILLA (SI=1 / NO=0)')
2060 READ /,EL
2070 IF(EL.EQ.1) GO TO 160
2080 PRINT 110
2090 110 FORMAT(/,10X,'TECLEE LOS DATOS SEPARADOS POR COMAS')
2100 PRINT 120
2110 120 FORMAT(10X,'EN EL SIGUIENTE ORDEN')
2120 PRINT 140
2130 140 FORMAT(/,10X,'ATENUACION MAXIMA, ATENUACION MINIMA,W1,W3,W4,W2')
2140 READ /,(ATEN(I),I=1,2),(OMEGA(I),I=1,4)
2150 PRINT 150
2160 150 FORMAT(/,10X,'SON CORRECTOS LOS DATOS? (SI=1 / NO=0)')
2170 READ /,EL
2180 IF(EL.EQ.0) GO TO 130
2190 RETURN
2200 160 E3=1
2210 RETURN
2220 END

```

+

```

0
2230      SUBROUTINE FIR(N,ATEN,OMEGA,D,E2)
2240      DIMENSION ATEN(2),H(66)
2250      DIMENSION OMEGA(4)
2260 10    PRINT 20
2270 20    FORMAT(//,22X,"RESPUESTA AL IMPULSO FINITA",//)
2280      PRINT 30
2290 30    FORMAT(32X,"1.-FUNCIONES DE VENTANA")
2300      PRINT 40
2310 40    FORMAT(32X,"2.-APROXIMACION DE REMEZ")
2320      PRINT 50
2330 50    FORMAT(32X,"3.-MENU PRINCIPAL",./././././)
2340      PRINT 60
2350 60    FORMAT(22X,"TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION",./././././)
2360      READ 70,E9
2370 70    FORMAT(F1,0)
2380      GO TO (80,150,180),E9
2390 80    CALL VENT(ATEN,OMEGA,E2)
2400      GO TO 180
2410 150   PRINT 160
2420 160   FORMAT(/,5X,"PARA REMEZ ES NECESARIA UNA FRECUENCIA")
2430      PRINT 170
2440 170   FORMAT(5X,"DE MUESTREO. ANOTELA A CONTINUACION")
2450      READ /,FS

2460      CALL REMES1(E2,ATEN,OMEGA,N,H,FS)
2470 180   RETURN
2480      END

```

#

#

#

```

0
2490      SUBROUTINE REMEZ(EDGE,NBRANDS)
2500      COMMON P12,AD,DEV,X,Y,GRID,DES,WT,ALPHA,IEXT,NFCNS,NGRID
2510      DIMENSION EDGE(20)
2520      DIMENSION IEXT(66),AD(66),ALPHA(66),X(66),Y(66)
2530      DIMENSION DES(1045),GRID(1045),WT(1045)
2540      DIMENSION A(66),P(65),Q(65)
2550      DOUBLE PRECISION P12,INUM,IDEN,ITEMP,A,P,Q
2560      DOUBLE PRECISION AD,DEV,X,Y
2570      ITRMAX=25
2580      DEVL=-1.0
2590      NZ=NFCNS+1
2600      NZZ=NFCNS+2
2610      NITER=0
2620 100    CONTINUE
2630      IEXT(NZZ)=NGRID+1
2640      NITER=NITER+1
2650      IF(NITER.GT.ITRMAX) GO TO 400
2660      DO 110 J=1,NZ
2670          ITEMP=GRID(IEXT(J))
2680          ITEMP=DCOS(ITEMP*P12)
2690 110    X(J)=ITEMP
2700          JET=(NFCNS-1)/15+1
2710          DO 120 J=1,NZ
2720 120    AD(J)=D(J,NZ,JET)

```

#

```

0
2730      INUM=0.0
2740      IIEN=0.0
2750      K=1
2760      DO 130 J=1,NZ
2770      L=IEXT(J)
2780      ITEMP=AI(J)*IES(L)
2790      INUM=INUM+ITEMP
2800      ITEMP=K*AI(J)/WT(L)
2810      IIEN=IIEN+ITEMP
2820 130   K=-K
2830      IEV=INUM/IIEN
2840      NU=1
2850      IF(IEV.GT.0.0) NU=-1
2860      IEV=-NU*IEV
2870      K=NU
2880      DO 140 J=1,NZ
2890      L=IEXT(J)
2900      ITEMP=K*IEV/WT(L)
2910      Y(J)= DES(L)+ITEMP
2920 140   K=-K
2930      IF(IEV.GE.IEVL) GO TO 150
2940      CALL OUCH
2950      GO TO 400

2960 150   IEVL=IEV
2970      JCHNGE=0
2980      K1=IEXT(1)
2990      KNZ=IEXT(NZ)
3000      KLOW=0
3010      NUT=-NU
3020      J=1
3030 200   IF(J.EQ.NZZ) YNZ=COMP
3040      IF(J.GE.NZZ) GO TO 300
3050      KUP=IEXT(J+1)
3060      L=IEXT(J)+1
3070      NUT=-NUT
3080      IF(J.EQ.2) Y1=COMP
3090      COMP=IEV
3100      IF(L.GE.KUP) GO TO 220
3110      ERR=GEE(L,NZ)
3120      ERR=(ERR-IES(L))*WT(L)
3130      ITEMP=NUT*ERR-COMP
3140      IF(ITEMP.LE.0.0) GO TO 220
3150      COMP=NUT*ERR
3160 210   L=L+1
3170      IF(L.GE.KUP) GO TO 215
3180      ERR=GEE(L,NZ)

3190      ERR=(ERR-IES(L))*WT(L)
3200      ITEMP=NUT*ERR-COMP
3210      IF(ITEMP.LE.0.0) GO TO 215
3220      COMP=NUT*ERR
3230      GO TO 210
3240 215   IEXT(J)=L-1
3250      J=J+1
3260      KLOW=KLOW+1
3270      JCHNGE=JCHNGE+1

```

```

0
3280      GO TO 200
3290 220  L=L-1
3300 225  L=L-1
3310      IF(L,LE,KLOW) GO TO 250
3320      ERR=GEE(L,NZ)
3330      ERR=(ERR-DES(L))*WT(L)
3340      DTEMP=NUT*ERR-COMP
3350      IF(DTEMP,GT,0.0) GO TO 230
3360      IF(JCHNGE,LE,0) GO TO 225
3370      GO TO 260
3380 230  COMP=NUT*ERR
3390 235  L=L-1
3400      IF(L,LE,KLOW) GO TO 240
3410      ERR=GEE(L,NZ)
3420      ERR=(ERR-DES(L))*WT(L)
3430      DTEMP=NUT*ERR-COMP
3440      IF(DTEMP,LE,0.0) GO TO 240
3450      COMP=NUT*ERR
3460      GO TO 235
3470 240  KLOW=IEXT(J)
3480      IEXT(J)=L+1
3490      J=J+1
3500      JCHNGE=JCHNGE+1

3510      GO TO 200
3520 250  L=IEXT(J)+1
3530      IF(JCHNGE,GT,0) GO TO 215
3540 255  L=L+1
3550      IF(L,GE,KUP) GO TO 260
3560      ERR=GEE(L,NZ)
3570      ERR=(ERR-DES(L))*WT(L)
3580      DTEMP=NUT*ERR-COMP
3590      IF(DTEMP,LE,0.0) GO TO 255
3600      COMP=NUT*ERR
3610      GO TO 210
3620 260  KLOW=IEXT(J)
3630      J=J+1
3640      GO TO 200
3650 300  IF(J,GT,NZZ) GO TO 320
3660      IF(K1,GT,IEXT(1)) K1=IEXT(1)
3670      IF(KNZ,LT,IEXT(NZ)) KNZ=IEXT(NZ)
3680      NUT1=NUT
3690      NUT = -NU
3700      L=0
3710      KUP=K1
3720      COMP=YNZ*(1.00001)
3730      LUCK=1

3740 310  L=L+1
3750      IF(L,GE,KUP) GO TO 315
3760      ERR=GEE(L,NZ)
3770      ERR=(ERR-DES(L))*WT(L)
3780      DTEMP=NUT*ERR-COMP
3790      IF(DTEMP,LE,0.0) GO TO 310
3800      COMP=NUT*ERR
3810      J=NZZ
3820      GO TO 210

```

```

0
3830 315 LUCK=6
3840 GO TO 325
3850 320 IF(LUCK.GT.9) GO TO 350
3860 IF(COMP.GT.Y1) Y1=COMP
3870 K1=IEXT(NZZ)
3880 325 L=NGRII+1
3890 KLOW=KNZ
3900 NUT=-NUT1
3910 COMP=Y1*(1.00001)
3920 330 L=L-1
3930 IF(L.LE.KLOW) GO TO 340
3940 ERR=GEE(L,NZ)
3950 ERR=(ERR-DES(L))*WT(L)
3960 ITEMP=NUT*ERR-COMP
3970 IF(ITEMP.LE.0.0) GO TO 330
3980 J=NZZ
3990 COMP=NUT*ERR
4000 LUCK=LUCK+10
4010 GO TO 235
4020 340 IF(LUCK.EQ.6) GO TO 370
4030 DO 345 J=1,NFCNS
4040 345 IEXT(NZZ-J)=IEXT(NZ-J)
4050 IEXT(1)=K1

4060 GO TO 100
4070 350 KN=IEXT(NZZ)
4080 DO 360 J=1,NFCNS
4090 360 IEXT(J)=IEXT(J+1)
4100 IEXT(NZ)=KN
4110 GO TO 100
4120 370 IF(JCHNGE.GT.0) GO TO 100
4130 400 CONTINUE
4140 NM1=NFCNS-1
4150 FSH=1.0E-06
4160 GTEMP=GRID(1)
4170 X(NZZ)=-2.0
4180 CN=2*NFCNS-1
4190 DELF=1.0/CN
4200 L=1
4210 KKK=0
4220 IF(EDGE(1).EQ.0.0.AND.EDGE(2*NBANDS).EQ.0.5) KKK=1
4230 IF(NFCNS.LE.3) KKK=1
4240 IF(KKK.EQ.1) GO TO 405
4250 ITEMP=DCOS(PI2*GRID(1))
4260 INUM=DCOS(PI2*GRID(NGRID))
4270 AA=2.0/(ITEMP-INUM)
4280 BB=-((ITEMP+INUM)/(ITEMP-INUM))

4290 405 CONTINUE
4300 DO 430 J=1,NFCNS
4310 FT=(J-1)*DELF
4320 XT=DCOS(PI2*FT)
4330 IF(KKK.EQ.1) GO TO 410
4340 XT=(XT-BB)/AA
4350 FT=ARCOS(XT)/PI2
4360 410 YE=Y(L)
4370 IF(XT.GT.XE) GO TO 420

```

```

0
4380      IF((XE-XT),LT,FSH) GO TO 415
4390      L=L+1
4400      GO TO 410
4410 415  A(J)=Y(L)
4420      GO TO 425
4430 420  IF((XT-XE),LT,FSH) GO TO 415
4440      GRID(I)=FT
4450      A(J)=GEE(1,NZ)
4460 425  CONTINUE
4470      IF(L.GT,1) L=L-1
4480 430  CONTINUE
4490      GRID(1)=GTEMP
4500      IDIEN=PI2/CN
4510      DO 510 J=1,NFCNS
4520      ITEMP=0.0
4530      INUM=(J-1)*IDIEN
4540      IF(NM1,LT,1) GO TO 505
4550      DO 500 K=1,NM1
4560 500  ITEMP=ITEMP+A(K+1)*DCOS(INUM*K)
4570 505  ITEMP=2.0*ITEMP+A(1)
4580 510  ALPHA(J)=ITEMP
4590      DO 550 J=2,NFCNS
4600 550  ALPHA(J)=2*ALPHA(J)/CN

4610      ALPHA(1)=ALPHA(1)/CN
4620      IF(KKK,EQ,1) GO TO 545
4630      P(1)=2.0*ALPHA(NFCNS)*BB+ALPHA(NM1)
4640      P(2)=2.0*AA*ALPHA(NFCNS)
4650      Q(1)=ALPHA(NFCNS-2)-ALPHA(NFCNS)
4660      DO 540 J=2,NM1
4670      IF(J,LT,NM1) GO TO 515
4680      AA=0.5*AA
4690      BB=0.5*BB
4700 515  CONTINUE
4710      P(J+1)=0.0
4720      DO 520 K=1,J
4730      A(K)=P(K)
4740 520  P(K)=2.0*BB*A(K)
4750      P(2)=P(2)+A(1)*2.0*AA
4760      JM1=J-1
4770      DO 525 K=1,JM1
4780 525  P(K)=P(K)+Q(K)+AA*A(K+1)
4790      JP1=J+1
4800      DO 530 K=3,JP1
4810 530  P(K)=P(K)+AA*A(K-1)
4820      IF(J,EQ,NM1) GO TO 540
4830      DO 535 K=1,J

4840 535  Q(K)=-A(K)
4850      Q(1)=Q(1)+ALPHA(NFCNS-1-J)
4860 540  CONTINUE
4870      DO 543 J=1,NFCNS
4880 543  ALPHA(J)=P(J)
4890 545  CONTINUE
4900      IF(NFCNS.GT,3) RETURN
4910      ALPHA(NFCNS+1)=0.0
4920      ALPHA(NFCNS+2)=0.0
4930      RETURN
4940      END
#

```

```

0
5250 DOUBLE PRECISION FUNCTION PCK(N,D)
5260 COMMON P12,AD,DEV,X,Y,ORID,DES,WI,ALPHA,IFXT,NECNS,NGRID
5270 DIMENSION ITEXT(66),AD(66),ALPHA(66),X(66),Y(66)
5280 DIMENSION DES(1045),GRID(1045),WI(1045)
5290 DOUBLE PRECISION AD,DEV,X,Y
5300 DOUBLE PRECISION D
5310 DOUBLE PRECISION P12
5320 D=1.0
5330 Q=X(K)
5340 DO 3 L=1,N
5350 DO 2 J=L,N,M
5360 IF (J-K) 1,2,1
5370 1 D=2.0*D*(Q-X(J))
5380 2 CONTINUE
5390 3 CONTINUE
5400 D=1.0/D
5410 RETURN
5420 END

```

```

$
0
5430 DOUBLE PRECISION FUNCTION GEC(K,N)
5440 COMMON P12,AD,DEV,X,Y,ORID,DES,WI,ALPHA,IFXT,NECNS,NGRID
5450 DIMENSION ITEXT(66),AD(66),ALPHA(66),X(66),Y(66)
5460 DIMENSION DES(1045),GRID(1045),WI(1045)
5470 DOUBLE PRECISION P,C,D,XF
5480 DOUBLE PRECISION P12
5490 DOUBLE PRECISION AD,DEV,X,Y
5500 P=0.0
5510 XF=GRID(K)
5520 XF=DCOS(P12*XF)
5530 D=0.0
5540 DO 1 J=1,N
5550 C=XF-X(J)
5560 G=AD(J)/C
5570 D=D+C
5580 1 P=P+C*Y(J)
5590 GEC=P/D
5600 RETURN
5610 END

```

```

$
$
0
5620 SUBROUTINE OUCH
5630 PRINT 1
5640 1 FORMAT('*****FALLO LA CONVERGENCIA*****')
5650 PRINT 2
5660 2 FORMAT('CAUSA PROBABLE: ERROR DE REDONDEO EN LA MAQUINA')
5670 PRINT 3
5680 3 FORMAT('O LA RESPUESTA AL IMPULSO PUEDE CONVERGIRSE')
5690 PRINT 4
5700 4 FORMAT('VERIFICAR CON UNA RESPUESTA EN FRECUENCIA')
5710 RETURN
5720 END

```

```

0
5430 SUBROUTINE FIRRMZ (NFILT,NBANDS,EDGE,FX,WTX,H)
5440 COMMON PI2,AD,DEV,X,Y,GRID,DES,WT,ALPHA,IEXT,NFCNS,NGRID
5450 DIMENSION IEXT(66),AD(66),ALPHA(66),X(66),Y(66)
5460 DIMENSION H(66)
5470 DIMENSION DES(1045),GRID(1045),WT(1045)
5480 DIMENSION EDGE(20),FX(10),WTX(10),DEVIAT(10)
5490 DOUBLE PRECISION PI2,PI
5500 DOUBLE PRECISION AD,DEV,X,Y
5510 PI=3.141592653589793
5520 PI2=6.283185307179586
5530 JTYPE=1
5540 JFUNCH=0
5550 LGRID=16
5560 NFMAX=128
5570 100 CONTINUE
5580 JTYPE=1
5590 IF(NFILT.GT,NFMAX,OR,NFILT.LT,3) CALL ERROR
5600 IF(NBANDS.LE,0) NBANDS=1
5610 IF(LGRID.LE,0) LGRID=16
5620 JB=2*NBANDS
5630 IF(JTYPE.EQ,0) CALL ERROR
5640 IF(JTYPE.EQ,0) RETURN
5650 NEG=1

5660 IF(JTYPE.EQ,1) NEG=0
5670 NODD=NFILT/2
5680 NODD=NFILT-2*NODD
5690 NFCNS=NFILT/2
5700 IF(NODD.EQ,1,AND,NEG.EQ,0) NFCNS=NFCNS+1
5710 GRID(1)=EDGE(1)
5720 DELF=LGRID*NFCNS
5730 DELF=0.5/DELF
5740 IF(NEG.EQ,0) GO TO 135
5750 IF(EDGE(1).LT,DELF) GRID(1)=DELF
5760 135 CONTINUE
5770 J=1
5780 L=1
5790 LBAND=1
5800 140 FUP=EDGE(L+1)
5810 145 TEMP=GRID(J)
5820 DES(J)=EFF(TEMP,FX,WTX,LBAND,JTYPE)
5830 WT(J)=WATE(TEMP,FX,WTX,LBAND,JTYPE)
5840 J=J+1
5850 GRID(J)=TEMP+DELF
5860 IF(GRID(J).GT,FUP) GO TO 150
5870 GO TO 145
5880 150 GRID(J-1)=FUP

5890 DES(J-1)=EFF(FUP,FX,WTX,LBAND,JTYPE)
5900 WT(J-1)=WATE(FUP,FX,WTX,LBAND,JTYPE)
5910 LBAND=LBAND+1
5920 L=L+2
5930 IF(LBAND.GT,NBANDS) GO TO 160
5940 GRID(J)=EDGE(L)
5950 GO TO 140
5960 160 NGRID=J-1
5970 IF(NEG,NE,NODD) GO TO 165
5980 IF(GRID(NGRID).GT,(0.5-DELF)) NGRID=NGRID-1

```

```

0
5990 165 CONTINUE
6000 IF(NEG) 170,170,180
6010 170 IF(NODI, EQ, 1) GO TO 200
6020 DO 175 J=1, NGRID
6030 CHANGE=ICOS(PI*GRID(J))
6040 DES(J)=DES(J)/CHANGE
6050 175 WT(J)=WT(J)*CHANGE
6060 GO TO 200
6070 180 IF(NODI, EQ, 1) GO TO 190
6080 DO 185 J=1, NGRID
6090 CHANGE=ISIN(PI*GRID(J))
6100 DES(J)=DES(J)/CHANGE
6110 185 WT(J)=WT(J)*CHANGE
6120 GO TO 200
6130 190 DO 195 J=1, NGRID
6140 CHANGE=ISIN(PI2*GRID(J))
6150 DES(J)=DES(J)/CHANGE
6160 195 WT(J)=WT(J)*CHANGE
6170 200 TEMP=FLOAT(NGRID-1)/FLOAT(NFCNS)
6180 DO 210 J=1, NFCNS
6190 210 IEXT(J)=(J-1)*TEMP+1
6200 IEXT(NFCNS+1)=NGRID
6210 NM1=NFCNS-1

6220 NZ=NFCNS+1
6230 CALL REMEZ(EDGE, NBANDS)
6240 IF(NEG) 300, 300, 320
6250 300 IF(NODI, EQ, 0) GO TO 310
6260 DO 305 J=1, NM1
6270 305 H(J)=0.5*ALPHA(NZ-J)
6280 H(NFCNS)=ALPHA(1)
6290 GO TO 350
6300 310 H(1)=0.25*ALPHA(NFCNS)
6310 DO 315 J=2, NM1
6320 315 H(J)=0.25*(ALPHA(NZ-J)+ALPHA(NFCNS+2-J))
6330 H(NFCNS)=0.5*ALPHA(1)+0.25*ALPHA(2)
6340 GO TO 350
6350 320 IF(NODI, EQ, 0) GO TO 330
6360 H(1)=0.25*ALPHA(NFCNS)
6370 H(2)=0.25*ALPHA(NM1)
6380 DO 325 J=3, NM1
6390 325 H(J)=0.25*(ALPHA(NZ-J)-ALPHA(NFCNS+3-J))
6400 H(NFCNS)=0.5*ALPHA(1)-0.25*ALPHA(3)
6410 H(NZ)=0, 0
6420 GO TO 350
6430 330 H(1)=0.25*ALPHA(NFCNS)
6440 DO 335 J=2, NM1

6450 335 H(J)=0.25*(ALPHA(NZ-J)-ALPHA(NFCNS+2-J))
6460 H(NFCNS)=0.5*ALPHA(1)-.25*ALPHA(2)
6470 350 PRINT 360
6480 360 FORMAT(1H1, 70(1H*)//25X, 'RESPUESTA AL IMPULSO FINITA (FIR)')
6490 PRINT 361
6500 361 FORMAT(25X, 'DISEÑO DE UN FILTRO DIGITAL DE FASE LINEAL')
6510 PRINT 362
6520 362 FORMAT(25X, 'ALGORITMO DE INTERCAMBIO REMEZ')
6530 IF(JTYPE, EQ, 1) PRINT 365
6540 365 FORMAT(25X, 'FILTRO P.BAJAS/P.ALTAS/P.BANDA/SUPRESOR',/)
†

```

```

0
6550      IF(JTYPE,EQ,2) PRINT 370
6560 370   FORMAT(25X,"DIFERENCIADOR"/)
6570      IF(JTYPE,EQ,3) PRINT 375
6580 375   FORMAT(25X,"TRANSFORMADOR HILBERT"/)
6590      PRINT 378, NFILT
6600 378   FORMAT(15X,"LONGITUD DEL FILTRO = ",I3/)
6610      PRINT 380
6620 380   FORMAT(15X,"***** RESPUESTA AL IMPULSO *****")
6630      DO 381 J=1,NFCNS
6640      K=NFILT+1-J
6650      IF(NEG,EQ,0) PRINT 382,J,H(J),K
6660      IF(NEG,EQ,1) PRINT 383,J,H(J),K
6670 381    CONTINUE
6680 382    FORMAT(20X,"H(",I3,") =",E15,8," = H(",I4,")")
6690 383    FORMAT(20X,"H(",I3,") =",E15,8," = -H(",I4,")")
6700      IF(NEG,EQ,1,AND,NODD,EQ,1) PRINT 384,NZ
6710 384    FORMAT(20X,"H(",I3,") = 0.0")
6720      PRINT 10
6730 10     FORMAT(/,22X,"PARA CONTINUAR (1)")
6740      READ /,UNO
6750      DO 450 K=1,NBANDS,4
6760      KUP=K+3
6770      IF(KUP,GT,NBANDS) KUP=NBANDS

6780      PRINT 385, (J,J=K,KUP)
6790 385    FORMAT(/24X,4("BANDA",I3,5X))
6800      PRINT 390,(EDGE(2*KJ-1),J=K,KUP)
6810 390    FORMAT(2X,"BORDE DE LA BANDA MAS BAJA",5F15,9)
6820      PRINT 395,(EDGE(2*KJ),J=K,KUP)
6830 395    FORMAT(2X,"BORDE DE LA BANDA MAS ALTA",5F15,9)
6840      IF(JTYPE,NE,2) PRINT 400,(FX(J),J=K,KUP)
6850 400    FORMAT(2X,"VALOR DESEADO",2X,5F15,9)
6860      IF(JTYPE,EQ,2) PRINT 405,(FX(J),J=K,KUP)
6870 405    FORMAT(2X,"PENDIENTE DESEADA",2X,5F15,9)
6880      PRINT 410,(WTX(J),J=K,KUP)
6890 410    FORMAT(2X,"PESO",6X,5F15,9)
6900      DO 420 J=K,KUP
6910 420    DEVIAT(J)=DEV/WTX(J)
6920      PRINT 425,(DEVIAT(J),J=K,KUP)
6930 425    FORMAT(2X,"DESVIACION",6X,5F15,9)
6940      IF(JTYPE,NE,1) GO TO 450
6950      DO 430 J=K,KUP
6960 430    DEVIAT(J)=20,0*ALOG10(DEVIAT(J))
6970      PRINT 435,(DEVIAT(J),J=K,KUP)
6980 435    FORMAT(2X,"DESVIACION EN DB",5F15,9)
6990 450    CONTINUE
7000      PRINT 455,(GRID(IEXT(J)),J=1,NZ)

7010 455    FORMAT(/,2X,"FRECUENCIAS EXTREMAS",/,(2X,5F12,7))
7020      PRINT 460
7030 460    FORMAT(/,1X,70(1H*))//
7040      PRINT 20
7050 20     FORMAT(/,22X,"PARA CONTINUAR (1)")
7060      READ /,UNO
7070      IF(JPUNCH,NE,0) PUNCH */,(H(J),J=1,NFCNS)
7080      IF(NFILT,EQ,0) GO TO 100
7090      RETURN
7100      END

```

```
0
7110      FUNCTION EFF (TEMP,FX,WTX,LBAND,JTYPE)
7120      DIMENSION FX(5),WTX(5)
7130      IF(JTYPE.EQ.2) GO TO 1
7140      EFF=FX(LBAND)
7150      RETURN
7160 1     EFF=FX(LBAND)*TEMP
7170      RETURN
7180      END
```

*

0

*

```
7190      FUNCTION WATE(TEMP,FX,WTX,LBAND,JTYPE)
7200      DIMENSION FX(5),WTX(5)
7210      IF(JTYPE.EQ.2) GO TO 1
7220      WATE=WTX(LBAND)
7230      RETURN
7240 1     IF(FX(LBAND).LT.0.0001) GO TO 2
7250      WATE=WTX(LBAND)/TEMP
7260      RETURN
7270 2     WATE=WTX(LBAND)
7280      RETURN
7290      END
```

*

0

```
7300      SUBROUTINE ERROR
7310      PRINT 1
7320 1     FORMAT(////,'***** ERROR EN LOS DATOS DE ENTRADA *****')
7330      PRINT 2
7340 2     FORMAT(///,22X,'PARA CONTINUAR (1)'.////)
7350      READ /,UNO
7360      RETURN
7370      END
```

*

```

7380      SUBROUTINE REMES1(E2,ATEN,OMEGA,N,H,FS)
7390      DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4),H(66),EDGE(20),FX(10),WTX(10)
7400      D1=(10**((ATEN(1)/20))-1
7410      D2=10**((ATEN(2)/(-20)))
7420      AL=D1/D2
7430      IF(E2.EQ.1) GO TO 10
7440      IF(E2.EQ.2) GO TO 20
7450      IF(E2.EQ.3) GO TO 40
7460      IF(E2.EQ.4) GO TO 50
7470 10    FX(1)=1
7480      FX(2)=0
7490      WTX(1)=1
7500      WTX(2)=AL
7510 15    IF((FS/2).GT.OMEGA(2)) GO TO 30
7520      CALL CHECA (FS)
7530      GO TO 15
7540 20    FX(1)=0
7550      FX(2)=1
7560      WTX(1)=AL
7570      WTX(2)=1
7580      GO TO 15
7590 30    NBANDS=2
7600      EDGE(1)=0.0

7610      EDGE(2)=OMEGA(1)/FS
7620      EDGE(3)=OMEGA(2)/FS
7630      EDGE(4)=0.5
7640      DF=EDGE(3)-EDGE(2)
7650      GO TO 80
7660 40    FX(1)=0
7670      FX(2)=1
7680      FX(3)=0
7690      WTX(1)=AL
7700      WTX(2)=1
7710      WTX(3)=AL
7720 45    IF((FS/2).GT.OMEGA(4)) GO TO 60
7730      CALL CHECA (FS)
7740      GO TO 45
7750 50    FX(1)=1
7760      FX(2)=0
7770      FX(3)=1
7780      WTX(1)=1
7790      WTX(2)=AL
7800      WTX(3)=1
7810      GO TO 45
7820 60    NBANDS=3
7830      EDGE(1)=0.0

7840      EDGE(2)=OMEGA(1)/FS
7850      EDGE(3)=OMEGA(2)/FS
7860      EDGE(4)=OMEGA(3)/FS
7870      EDGE(5)=OMEGA(4)/FS
7880      EDGE(6)=0.5
7890      IF((EDGE(3)-EDGE(2)).LT.(EDGE(5)-EDGE(4))) GO TO 70
7900      DF=EDGE(5)-EDGE(4)
7910      GO TO 80
7920 70    DF=EDGE(3)-EDGE(2)

```

```

0
7930 80  A1=0.005309
7940      A2=0.07114
7950      A3=-0.4761
7960      A4=-0.00266
7970      A5=-0.5941
7980      A6=-0.4278
7990      B1=11.01217
8000      B2=0.51244
8010      DE1=(A1*(ALOG10(I1)**2)+A2*(ALOG10(I1))+A3)*ALOG10(I2)
8020      DE2=A4*(ALOG10(I1)**2)+A5*(ALOG10(I1))+A6
8030      DE=DE1+DE2
8040      EFE=B1+B2*ALOG10(I1)-B2*ALOG10(I2)
8050      N=(DE/DF)-(EFE*(IF**2))+1
8060      N=ABS(N)
8070      NFILT=N
8080      CALL FIRRMZ(NFILT,NBANDS,EDGE,FX,WTX,H)
8090      RETURN
8100      END

```

```

*
```

```

*
```

```

*
```

```

0
```

```

8110      SUBROUTINE CHECA(FS)
8120      PRINT 10
8130 10    FORMAT(/,/,/,5X,30(1H*),'ERROR',30(1H*))
8140      PRINT 20
8150 20    FORMAT(/,15X,'EL VALOR DE LA FRECUENCIA DE MUESTREO (FS) NO')
8160      PRINT 30
8170 30    FORMAT(15X,'ES MAYOR QUE LA FRECUENCIA MAS ALTA DEL')
8180      PRINT 40
8190 40    FORMAT(15X,'FILTR0. RECUERDE QUE PARA:')
8200      PRINT 50
8210 50    FORMAT(/,15X,'FILTR0 PASO BAJAS           FS > 2W')
8220      PRINT 60
8230 60    FORMAT(48X,'1')
8240      PRINT 70
8250 70    FORMAT(15X,'FILTR0 PASO ALTAS           FS > 2W')
8260      PRINT 80
8270 80    FORMAT(48X,'0')
8280      PRINT 90
8290 90    FORMAT(15X,'FILTR0 PASO BANDA           FS > 2W')
8300      PRINT 100
8310 100   FORMAT(48X,'4')
8320      PRINT 110
8330 110   FORMAT(15X,'FILTR0 SUPRESOR DE BANDA FS > 2W')
8340      PRINT 120
8350 120   FORMAT(48X,'2')
8360      FS=0
8370      PRINT 130
8380 130   FORMAT(/,/,15X,'INTENTE CON OTRO VALOR DE FS')
8390      READ /,FS
8400      RETURN
8410      END

```

```

*
```

```

0
8420 SUBROUTINE BUTWTH(FC,TS,N,C,TG)
8430 REAL C(5,20),REP(40)
8440 PI=4.0*ATAN(1.0)
8450 OMEGA=TAN(PI*TS*FC)
8460 OSQ=OMEGA*OMEGA
8470 TEMP=0.0
8480 IF(MOD(N,2).EQ.0) TEMP=.5
8490 NHALF=N/2
8500 NSECTS=NHALF+MOD(N,2)
8510 TG=0.0
8520 IF(N.EQ.1) GO TO 60
8530 DO 50 I=1, NHALF
8540 REP(I)=OMEGA*COS(PI*(FLOAT(I)-TEMP)/FLOAT(N))
8550 TG=TG+TS*REP(I)/OSQ
8560 C(1,I)=-2.0*(OSQ-1.0)/(1.0+2.0*REP(I)+OSQ)
8570 C(2,I)=- (1.0-2.0*REP(I)+OSQ)/(1.0+2.0*REP(I)+OSQ)
8580 C(3,I)= 2.0
8590 C(4,I)= 1.0
8600 50 C(5,I)=OSQ/(1.0+2.0*REP(I)+OSQ)
8610 IF(TEMP.GT.1) GO TO 100
8620 60 C(1,NSECTS)=(1.0-OMEGA)/(1.0+OMEGA)
8630 C(2,NSECTS)=0.0
8640 C(3,NSECTS)=1.0

8650 C(4,NSECTS)=0.0
8660 C(5,NSECTS)=OMEGA/(1.0+OMEGA)
8670 TG=TG+TS/(2.0*OMEGA)
8680 100 CONTINUE
8690 PRINT 18,N,FC,1.0/TS,NSECTS,TG
8700 18 FORMAT(///,40X,18HFILTRO BUTTERWORTH,/
8710 *.5X, 5HORDEN, I3,/
8720 *.5X, 'FRECUENCIA DE CORTE', E12.5,/
8730 *.5X, 'FREC. DE MUESTREO ', E12.5,/
8740 *.5X, 'NUM. DE SECC. DE SEGUNDO ORDEN', I2,/
8750 *.5X, 'RETRASO DE GRUPO (SEG) ', F12.5,///)
8760 CALL SEC(NSECTS,C)
8770 RETURN
8780 END
*
```

```

8780 SUBROUTINE CHER(FC,TS,N,PAR,C,TG)
8800 REAL C(5,20)
8810 DATA PI/3.141592654/
8820 ARG(I)=FLOAT(2*I-1)*PI/FLOAT(2*N)
8830 OMEGA=TAN(PI*TS*FC)
8840 NH=N/2
8850 NS=NH+MOD(N,2)
8860 IF(PAR.LT.0.0) GO TO 100
8870 GAIN=(1.0+PAR*PAR)**(-0.5/FLOAT(NH))
8880 GAMMA=((1.0+SQRT(1.0+PAR*PAR))/PAR)**(1.0/FLOAT(N))
8890 SP=0.5*(GAMMA-1.0/GAMMA)*OMEGA
8900 CP=0.5*(GAMMA+1.0/GAMMA)*OMEGA
8910 TG=0.0
8920 IF(NH.EQ.0) GO TO 50
8930 DO 10 I=1,NH
8940 XR=-SP*SIN(ARG(I))
8950 XI=CP*COS(ARG(I))
8960 XX=XR*XR+XI*XI
8970 C(1,I)=2.0*(1.0-XX)/(1.0-2.0*XR+XX)
8980 C(2,I)=-((1.0+2.0*XR+XX)/(1.0-2.0*XR+XX))
8990 C(3,I)=2.0
9000 C(4,I)=1.0
9010 C(5,I)=GAIN*XX/(1.0-2.0*XR+XX)

9020 10 TG=TG-XR*TS/XX
9030 IF(2*NH.EQ.N) GO TO 75
9040 50 GAIN=SQRT(1.0+PAR*PAR)
9050 C(1,NS)=(1.0-SP)/(1.0+SP)
9060 C(2,NS)=0.0
9070 C(3,NS)=1.0
9080 C(4,NS)=0.0
9090 C(5,NS)=SP*GAIN/(1.0+SP)
9100 TG=TG+0.5*TS/SP
9110 75 ITYPE=1
9120 PRINT 76, ITYPE,N,TG
9130 76 FORMAT(/,20X,"FILTRO CHEBYSHEV TIPO",I2,/,
9140 * 20X,"ORDEN DEL FILTRO",I2,/,
9150 * 20X,"RETRASO DE GRUPO",G15.6,/)
9160 CALL SEC(NS,C)
9170 RETURN
9180 100 CONTINUE
9190 GAMMA=(-PAR+SQRT(ABS(PAR*PAR-1.0)))**(1.0/FLOAT(N))
9200 SP=0.5*(GAMMA-1.0/GAMMA)
9210 CP=0.5*(GAMMA+1.0/GAMMA)
9220 TG=0.0
9230 IF(NH.EQ.0) GO TO 150
9240 DO 110 I=1,NH

9250 AL=-SP*SIN(ARG(I))
9260 BE=CP*COS(ARG(I))
9270 XR=AL*OMEGA/(AL*AL+BE*BE)
9280 XI=-BE*OMEGA/(AL*AL+BE*BE)
9290 USQ=(OMEGA/COS(ARG(I)))**2
9300 XX=XR*XR+XI*XI
9310 C(1,I)=2.0*(1.0-XX)/(1.0-2.0*XR+XX)
9320 C(2,I)=-((1.0+2.0*XR+XX)/(1.0-2.0*XR+XX))
9330 C(3,I)=2.0*(USQ-1.0)/(USQ+1.0)

```

0

```
9340      C(4,I)=1.0
9350      C(5,I)=XX*(USQ+1.0)/((1.0-2.0*XR+XX)*USQ)
9360 110   TG=TG-XR*TS/XX
9370      IF(2*NH.EQ.N) GO TO 175
9380 150   CONTINUE
9390      A=-OMEGA/SP
9400      C(1,NS)=(1.0+A)/(1.0-A)
9410      C(2,NS)=0.0
9420      C(3,NS)=1.0
9430      C(4,NS)=0.0
9440      C(5,NS)=-A/(1.0-A)
9450      TG=TG+0.5*TS/A
9460 175   ITYPE=2
9470      PRINT 76,ITYPE,N,TG
9480      CALL SEC(NS,C)
9490      RETURN
9500      END
```

*

```

0
9510 SUBROUTINE ELPTC(N,DB,TS,F11,F22,F33,CC)
9520 REAL CC(5,30)
9530 DOUBLE PRECISION A(41),ANG,BW,C,CANG,CGAM
9540 DOUBLE PRECISION DBD,DBFAC,DBR,DEN,F1,F2,F3,F,FNYQ,FS
9550 DOUBLE PRECISION P(41),PI,Q,SANG,TEST,TFO,WL(41),WR
9560 DOUBLE PRECISION X,ZDUM(82)
9570 COMMON A,P,WL,PI,DBFAC,TEST,ZDUM,FS,IP,JP
9580 DIMENSION LB(4,3)
9590 LB(1,1)="PASO B"
9600 LB(1,2)="AJAS"
9610 LB(2,1)="PASO B"
9620 LB(2,2)="ANIA"
9630 LB(3,1)="PASO A"
9640 LB(3,2)="LTAS"
9650 LB(4,1)="SUPRES"
9660 LB(4,2)="OR DE "
9670 LB(4,3)="BANDIA"
9680 IP=6
9690 DBR=DB
9700 F1=F11
9710 F2=F22
9720 F3=F33
9730 FS=1./TS

9740 PI=4.*DATAN(1.,D0)
9750 DBFAC=10./ILOG(10.,D0)
9760 TEST=1./16
9770 1 WRITE(6,35) N,DBR,FS,F1,F2,F3
9780 35 FORMAT(/,5X,"ORDEN = ",I2,/,5X,"RIZO = ",I2," DB",/,5X,
9790 *"FRECUENCIA DE MUESTREO = ",D12.5,/,5X,"BANDAS",/,15X,
9800 *3D12.5)
9810 DBD=-F3
9820 FNYQ=FS/2
9830 ICASE=2
9840 IF(N.LE.0) STOP
9850 IF(F2-F1) 50,63,60
9860 50 X=F2
9870 F2=F1
9880 F1=X
9890 ICASE=4
9900 60 BW=F2-F1
9910 IF(F1.GT.0) GO TO 65
9920 ICASE=1
9930 F1=3
9940 IF(DBD.GT.DB) GO TO 75
9950 IF((F3.LE.F2).OR.(F3.GE.FNYQ)) GO TO 63
9960 GO TO 75

9970 63 WRITE(6,64)
9980 64 FORMAT(5X,"EROR EN LOS DATOS INTENTE OTRA VEZ")
9990 GO TO 1
10000 65 IF(F2.LT.FNYQ) GO TO 70
10010 F2=FNYQ
10020 BW=F1
10030 ICASE=3
*
```

```

0
10040      IF(DBD.GT,DBR) GO TO 75
10050      IF((F3.LE.0).OR.(F3.GT.F1)) GO TO 63
10060      GO TO 75
10070 70    IF(DBD.GT,DBR) GO TO 75
10080      IF((F3.LT.F1).OR.(F3.GT.F2)) ICASE=2
10090      IF((F3.GE.FNYQ).OR.(F3.LE.0)) GO TO 63
10100      IF((F3.LT.F2).AND.(F3.GT.F1)) ICASE=4
10110 75    ANG=RW*PI/FS
10120      CANG=DCOS(ANG)
10130      C=DSIN(ANG)/CANG
10140      TFD=F1+F2
10150      CGAM=DCOS(TFD*PI/FS)/CANG
10160      IF(DBD.GT,DBR) CALL DBDOWN(F1,F2,F3,ICASE,C,CGAM,DBR,N)
10170      ANG=F3*PI/FS
10180      CANG=DCOS(ANG)
10190      SANG=DSIN(ANG)
10200      GO TO (80,90,80,90), ICASE
10210 80    WR=SANG/(CANG*C)
10220      GO TO 100
10230 90    Q=CANG**2-SANG**2
10240      SANG=2*CANG*SANG
10250      CANG=Q
10260      WR=(CGAM-CANG)/(SANG*C)

10270 100   IF((ICASE.EQ.3).OR.(ICASE.EQ.4)) WR=1/WR
10280      WR=DABS(WR)
10290      WL(1)=1
10300      WL(2)=WR
10310      WRITE(6,170) (LB(ICASE,LL),LL=1,3), DBR
10320      IF((ICASE.EQ.3).OR.(ICASE.EQ.4)) WL(2)=1/WL(2)
10330      GO TO (135,145,135,145), ICASE
10340 135   DO 140 J=1,2
10350 140   A(J)=DATAN(C*WL(J))*FS/PI
10360      WRITE(6,175) A(1)
10370      WRITE(6,180) A(2)
10380      GO TO 160
10390 145   DO 150 J=1,2
10400      DEN=DATAN(C*WL(J))
10410      Q=DSQRT(1+(C*WL(J))**2-CGAM**2)
10420      Q=DATAN2(Q,CGAM)
10430      A(J)=(Q+DEN)*FNYQ/PI
10440 150   P(J)=(Q-DEN)*FNYQ/PI
10450      WRITE(6,175) P(1),A(1)
10460      WRITE(6,180) P(2),A(2)
10470 160   WRITE(6,165) FS
10480 165   FORMAT(/,5X,'FRECUENCIA DE MUESTREO ',D13,6)
10490 170   FORMAT(/,5X,'FILTRO ',3A6,D13,6,' RIZO EN DB,')

10500 175   FORMAT(/,5X,'BORDE DE LA BANDA DE PASO ',2D13,6)
10510 180   FORMAT(/,5X,'BORDE DE LA BANDA DE RECHAZO ',2D13,6)
10520      CALL ELLIP(N,WR,DBR,ICASE,C,CGAM,CC)
10530      RETURN
10540      END

```

†

```

10550      SUBROUTINE ELLIP(N,WR,IBR,ICASE,C,CGAM,CC)
10560      REAL CC(5,30)
10570      DOUBLE PRECISION AK,AK1,AK1P,AKK,AKP,AS,ASN,C,CAY
10580      DOUBLE PRECISION CGAM,DISIN,DBD,DBFAC,DBR
10590      DOUBLE PRECISION EPSIL,EPSQ,PI,PSQ,Q,RHO,SCALE,T,TEST
10600      DOUBLE PRECISION THETA,U,UO,V,WC,WR,X,XDUM(123),Y,Z
10610      DOUBLE PRECISION ZDUM(83)
10620      COMMON XIUM,PI,DBFAC,TEST,ZDUM,IP,JP
10630      T=TEST
10640      WC=1
10650      EPSQ=DEXP( (IBR/DBFAC) )-1
10660      EPSIL=DSQRT(EPSQ)
10670      PSQ=1-1/(1+EPSQ)
10680      RHO=DSQRT(PSQ)
10690      AK=WC/WR
10700      AKP=DSQRT(1-AK**2)
10710      X=AKK(AK,AKP)
10720      Y=AKK(AKP,AK)
10730      Q=DEXP(-PI*FLOAT(N)*Y/X)
10740      SCALE=1
10750      NH=N/2
10760      NC=NH+NH
10770      IF(NC.EQ.N) SCALE=DSQRT(1+EPSQ)

10780      AK1=CAY(Q,T)
10790      AK1P=DSQRT(1-AK1**2)
10800      V=AKK(AK1P,AK1)
10810      AS=1+(EPSIL/AK1)**2
10820      DBD=-DBFAC*DLOG(AS)
10830      THETA=DISIN(T,WC/WR)*180/PI
10840      WRITE(6,500) THETA,RHO
10850      WRITE(6,510) DBD
10860 500  FORMAT(/,5X,'THETA = ',D13.6,' RHO = ',D13.6)
10870 510  FORMAT(/,5X,D13.6,' ATENUACION EN DB')
10880      Z=1/EPSIL
10890      UO=Y*ASN(Z)/V
10900      CALL SING(N,UO,AK,WC,U,X,ICASE,NP,NZ,JP)
10910      CALL ZPLN(NP,NZ,C,CGAM,ICASE,SCALE,CC)
10920      RETURN
10930      END

```

*

```

0
10940      DOUBLE PRECISION FUNCTION AKK(AK,AKP)
10950      DOUBLE PRECISION A(41),AK,AKP,B(41),C(41),DBFAC,PI
10960      DOUBLE PRECISION TEST,ZIUM(83)
10970      COMMON A,B,C,PI,DBFAC,TEST,ZIUM,IP,JP
10980      A(1)=1
10990      B(1)=AKP
11000      C(1)=AK
11010      DO 150 J=1,19
11020      A(J+1)=.5*(A(J)+B(J))
11030      B(J+1)=DSQRT(A(J)*B(J))
11040      C(J+1)=.5*(A(J)-B(J))
11050      IF(C(J+1)-TEST) 160, 160, 150
11060 150    CONTINUE
11070      WRITE(6,155)
11080      WRITE(6,157)
11090 155    FORMAT(5X,'EL VALOR DE LA VARIABLE DE PRUEBA ES MUY PEQUEÑO')
11100 157    FORMAT(5X,'O SU PRECISION ES INSUFICIENTE',/)
11110 160    JP=J+1
11120      AKK=.5*PI/A(JP)
11130 600    RETURN
11140      END

```

*

*

```

0
11150      DOUBLE PRECISION FUNCTION ASN(Z)
11160      DOUBLE PRECISION A(41),AK,B(41),C(41),DISIN,DBFAC
11170      DOUBLE PRECISION F(83),P,PI,Q,TEST,TT,TWO,U,Z
11180      COMMON A,B,C,PI,DBFAC,TEST,F,IP,JP
11190 210    P=DATAN(Z)
11200      TWO=1
11210      KQ=1
11220      DO 320 J=1,JP
11230      F(J)=P/(A(J)*TWO)
11240      TWO=TWO*2
11250      KQ=2*KQ-1
11260      Q=B(J)*DISIN(P)/(A(J)*ICOS(P))
11270      TT=DATAN(Q)
11280      IF(TT) 250,300,300
11290 250    KQ=KQ+1
11300 300    KH=KQ/2
11310 320    P=P+TT+PI*FLOAT(KH)
11320      ASN=F(JP)
11330      RETURN
11340      END

```

*

```

0
11350      SUBROUTINE SCN(U,SN,CN,IN,AK,JP)
11360      DOUBLE PRECISION A(41),AK,B(41),C(41),CN,DISIN
11370      DOUBLE PRECISION DBFAC,IN,P,PI,Q,SN,T,TEST,U,ZD(83)
11380      COMMON A,B,C,PI,DBFAC,TEST,IF
11390      T=TEST
11400      JPM=JP-1
11410 410    N=JPM-1
11420      P=(2**N)*A(JPM)*U
11430      DO 500 K=1,N
11440      JPMK=JPM+1-K
11450      Q=C(JPMK)*DISIN(P)/A(JPMK)
11460 500    P=0.5*(P+DISIN(T,Q))
11470      SN=DISIN(P)
11480      CN=DCOS(P)
11490      IN=DSQRT(1-(AK*SN)**2)
11500 600    RETURN
11510      END

```

*

*

```

11520      SUBROUTINE SING(N,UO,AK,WC,U,X,ICASE,NP,NZ,JP)
11530      DOUBLE PRECISION AK,AKK,AKP,C,C1,CN,D,D1,DBFAC,DEN,IN
11540      DOUBLE PRECISION PI,S,S1,SN,TEST,U,UO,WC
11550      DOUBLE PRECISION X,XDUM(123),Y,Z,ZS(83)
11560      COMMON XDUM,PI,DBFAC,TEST,ZS,IP
11570      AKP=DSQRT(1.0-AK**2.0)
11580      Y=AKK(AKP,AK)
11590      CALL SCN(UO,S1,C1,D1,AKP,JP)
11600      NZ=N/2
11610      NP=(N+1)/2
11620      X=AKK(AK,AKP)
11630      DO 400 LM=1,NZ
11640      L=N+1.0-LM-LM
11650      Z=FLOAT(L)*X/FLOAT(N)
11660      LR=2*NP+2*LM-1.0
11670      LI=LR+1
11680      CALL SCN(Z,SN,CN,IN,AK,JP)
11690      ZS(LR)=0.
11700 400    ZS(LI)=WC/(AK*SN)
11710      DO 500 LM=1,NP
11720      L=N+1-LM-LM
11730      Z=FLOAT(L)*X/FLOAT(N)
11740      LR=2*LM-1
11750      LI=LR+1
11760      CALL SCN(Z,S,C,I,AK,JP)
11770      DEN=C1*C1+(AK*S*S1)**2
11780      ZS(LR)=-WC*C*I*S1*C1/DEN
11790 500    ZS(LI)=WC*S*I1/DEN
11800      RETURN
11810      END

```

*

```

0
11820     DOUBLE PRECISION FUNCTION CAY(Q,TEST)
11830     DOUBLE PRECISION AD,AN,Q,QF,QP,TEST
11840     AN=1
11850     AD=1
11860     QF=1
11870     QP=Q
11880 300   QF=QF*QP
11890     AN=AN+2*QP
11900     IF(QF.LE.TEST) GO TO 350
11910     QF=QF*QP
11920     AD=AD+QP
11930     QP=QP*Q
11940     IF(QF.GT.TEST) GO TO 300
11950 350   CAY=4*DSQRT(Q)*((AD/AN)**2)
11960     RETURN
11970     END

```

```

*
0
11980     SUBROUTINE DBDWN(F1,F2,F3,ICASE,C,CGAM,DBR,N)
11990     DOUBLE PRECISION AK,AK1,AK1P,AKK,AS,C,CAY,CGAM,CPHI,AKP
12000     DOUBLE PRECISION DBR,DBFAC,EPSIL,EPSQ,F1,F2,F3,FS,PI,QP
12010     DOUBLE PRECISION RAD,T,TEST,U,V,WR,X,XDUM(123),ZDUM(82)
12020     COMMON XDUM,PI,DBFAC,TEST,ZDUM,FS,IP,JP
12030     T=TEST
12040     EPSQ=DEXP(DBR/DBFAC)-1
12050     EPSIL=DSQRT(EPSQ)
12060     AS=DEXP(-F3/DBFAC)
12070     AK1=EPSIL/DSQRT(AS-1)
12080     AK1P=DSQRT(1-AK1**2)
12090     U=AKK(AK1,AK1P)
12100     V=AKK(AK1P,AK1)
12110     QP=DEXP(-PI*FLOAT(N)*U/V)
12120     AKP=CAY(QP,T)
12130     AK=DSQRT(1-AKP**2)
12140     WR=1/AK
12150     IF((ICASE.EQ.3).OR.(ICASE.EQ.4)) WR=1/WR
12160     IF((ICASE.EQ.2).OR.(ICASE.EQ.4)) GO TO 200
12170     F3=FS*DATAN((C*WR))/PI
12180     GO TO 300
12190 200   X=(C*WR)**2
12200     RAD=X*(1-CGAM**2)+X**2

12210     CPHI=(CGAM+DSQRT(RAD))/(1+X)
12220     F3=DCOS(T,CPHI)*FS/(2*PI)
12230 300   RETURN
12240     END

```

```

*
```

```

0
12250 SUBROUTINE ZPLN(NP,NZ,C,CGAM,ICASE,SCALE,CC)
12260 REAL CC(5,30)
12270 DOUBLE PRECISION A(41),ALPHA(41),AI,AN,AR,BI,BR
12280 DOUBLE PRECISION C,CGAM,CNG,D(41),DICOS,DFAC,DEN,E(41)
12290 DOUBLE PRECISION FS,GAM,P(41),PII,PN,G,QA
12300 DOUBLE PRECISION QI,QR,QM,RI,RR,SCALE,SQI,SQR,SSIGN
12310 DOUBLE PRECISION T,TEST,WL(2),Y(41),Z(2,82),ZS(83)
12320 COMMON A,P,Y,PII,DFAC,TEST,ZS,FS,IP,JP
12330 DIMENSION IE(41),IS(41)
12340 T=TEST
12350 GO TO(30,30,10,10) ICASE
12360 10 NT=NP+NZ
12370 DO 15 J=1,NT
12380 NR=J*2-1
12390 NI=NR+1
12400 IEN=ZS(NR)**2+ZS(NI)**2
12410 ZS(NR)=ZS(NR)/IEN
12420 15 ZS(NI)=ZS(NI)/IEN
12430 18 IF(NP-NZ) 30,30,20
12440 20 NR=NI+1
12450 NI=NR+1
12460 NZ=NZ+1
12470 ZS(NR)=0.0

12480 ZS(NI)=0.
12490 GO TO 30
12500 30 CONTINUE
12510 NI=NP
12520 NN=-1
12530 JT=0
12540 NC=NI
12550 II=0
12560 90 IR=II+1
12570 II=IR+1
12580 RR=ZS(IR)
12590 RI=ZS(II)
12600 NC=NC-1
12610 IEN=(RI*C)**2+(1-RR*C)**2
12620 GO TO (100,120,100,120) ,ICASE
12630 100 JT=JT+1
12640 Z(1,JT)=(1-(RR*C)**2-(RI*C)**2)/IEN
12650 Z(2,JT)=-2*RI*C/IEN
12660 IF(RI) 110,200,110
12670 110 JT=JT+1
12680 Z(1,JT)=Z(1,JT-1)
12690 Z(2,JT)=-Z(2,JT-1)
12700 GO TO 200

```

0

```
12710 120 RR=0*RR
12720 RI=0*RI
12730 DEN=RI**2+(1-RR)**2
12740 AR=(1-RR)*CGAM/DEN
12750 AI=CGAM*RI/DEN
12760 BR=(1-RR**2-RI**2)/DEN
12770 BI=2*RI/DEN
12780 QR=AR*AR-AI*AI-BR
12790 QI=2*AR*AI-BI
12800 QM=DSQRT(QR**2+QI**2)
12810 QM=DSQRT(QM)
12820 QA=DATAN2(QI,QR)/2
12830 SQR=QM*DCOS(QA)
12840 SQI=QM*DSIN(QA)
12850 JT=JT+1
12860 Z(1,JT)=AR+SQR
12870 Z(2,JT)=AI+SQI
12880 JT=JT+1
12890 Z(1,JT)=AR-SQR
12900 Z(2,JT)=AI-SQI
12910 IF(RI) 200,200,130
12920 130 JT=JT+2
12930 DO 140 KK=1,2

12940 JJ=JT-2+KK
12950 Z(1,JJ)=Z(1,JJ-2)
12960 140 Z(2,JJ)=-Z(2,JJ-2)
12970 200 IF(NC) 220,220,90
12980 220 IF(NN) 230,250,250
12990 230 NN=NZ
13000 M=JT
13010 IF(NN) 250,250,240
13020 240 NC=NN
13030 GO TO 90
13040 250 IF(2*M-JT) 300,300,260
13050 260 JT=JT+1
13060 Z(1,JT)=-1
13070 Z(2,JT)=0,
13080 GO TO (250,270,250,270) ,ICASE
13090 270 JT=JT+1
13100 Z(1,JT)=1
13110 Z(2,JT)=0,
13120 GO TO 250
13130 300 CONTINUE
13140 WRITE(6,310) M
13150 310 FORMAT(5X,'ORDEN = ',I4)
13160 PRINT 11
```

0

```
13170 11  FORMAT(/,22X,'PARA CONTINUAR (1)')
13180      READ /,UND
13190      MP1=M+1
13200      ICNT=0
13210 510  DO 550 J=1,MP1
13220      P(J)=0
13230 550  Y(J)=0
13240      P(1)=1
13250      DO 600 J=1,M
13260      DO 600 KK=1,J
13270      K=J+1-KK
13280      JJ=J+M*ICNT
13290      P(K+1)=P(K+1)-Z(1,JJ)*P(K)+Z(2,JJ)*Y(K)
13300 600  Y(K+1)=Y(K+1)-Z(2,JJ)*P(K)-Z(1,JJ)*Y(K)
13310      IF(ICNT) 620,620,640
13320 620  ICNT=1
13330      DO 630 J=1,MP1
13340 630  A(J)=P(J)
13350      GO TO 510
13360 640  CONTINUE
13370      SSIGN=1.0
13380      GO TO (680,690,670,680) ,ICASE
13390 670  SSIGN=-1

13400 680  PN=1
13410      AN=1
13420      DO 685 J=2,MP1
13430      PN=SSIGN*PN+P(J)
13440 685  AN=SSIGN*AN+A(J)
13450 690  GAM=IICOS(T,CGAM)
13460      MH=M/2
13470      PN=P(MH+1)
13480      AN=A(MH+1)
13490      IIE=M/4
13500      AI=0.
13510      IF(MH-2*IIE) 694,694,692
13520 692  AI=1
13530      PN=0.
13540      AN=0.
13550 694  DO 695 J=1,MH
13560      J1=J
13570      CNG=ICOS(FLOAT(J1)*GAM-AI*PII/2)
13580      JH=MH+1+J
13590      JL=MH+1-J
13600      PN=PN+CNG*(P(JH)+(1-2*AI)*P(JL))
13610 695  AN=AN+CNG*(A(JH)+(1-2*AI)*A(JL))
13620 700  Q=AN/(PN*SCALE)
```

*

```

13630      DO 710 J=1,MP1
13640 710  P(J)=Q*P(J)
13650      WRITE(6,715)
13660 715  FORMAT(10X,4HA(J),14X,4HB(J))
13670      DO 725 J=1,MP1
13680 725  WRITE(6,730) J,A(J),P(J)
13690 730  FORMAT(13,2D17.9)
13700      PRINT 740
13710 740  FORMAT(/,22X,"PARA CONTINUAR (1)")
13720      READ /,UNO
13730      WRITE(6,900)
13740      II=0
13750      DO 877 J=1,M
13760      IF(Z(2,J),LT,0) GO TO 877
13770      CALL QUAD(T,Z(1,J),Z(2,J),QR,QM)
13780      WRITE(IP,800) Z(1,J),Z(2,J),QR,QM
13790 800  FORMAT(1X,4D17.8)
13800      II=II+1
13810      CC(1,II)=-QR
13820      CC(2,II)=-QM
13830 877  CONTINUE
13840      WRITE(6,910)
13850      II=0

13860      DO 888 J=1,M
13870      JJ=J+M
13880      IF(Z(2,JJ),LT,0,0) GO TO 888
13890      CALL QUAD(T,Z(1,JJ),Z(2,JJ),QR,QM)
13900      WRITE(6,800) Z(1,JJ),Z(2,JJ),QR,QM
13910      II=II+1
13920      CC(3,II)=QR
13930      CC(4,II)=QM
13940 888  CONTINUE
13950      DO 889 J=1,II
13960      CC(5,J)=DABS(P(1))**(1/FLOAT(II))
13970 889  CONTINUE
13980      P(1)=P(1)
13990      WRITE(6,920) P(1)
14000 900  FORMAT(15X,5HP0LOS,20X,20HFACTORES CUADRATICOS)
14010 910  FORMAT(/,15X,5HCEROS,20X,20HFACTORES CUADRATICOS)
14020 920  FORMAT(/,5X,"TERMINO DE GANANCIA PARA LA FORMA DE CASCAIDA B(I)=",
14030      *D13.6)
14040      CALL SEC(II,CC)
14050      RETURN
14060      END

```

*

```

0
14070      C
14070      DOUBLE PRECISION FUNCTION DISIN(TEST,X)
14080      DOUBLE PRECISION A,TEST,X,XD,Y
14090      XI=X
14100      A=DABS(X)
14110      IF(A.LT.TEST) XI=0.D0
14120      Y=DSQRT(1-XD**2)
14130      DISIN=DATAN2(XD,Y)
14140      RETURN
14150      END

```

```

*
```

```

*
```

```

0
14160      DOUBLE PRECISION FUNCTION DICOS(TEST,X)
14170      DOUBLE PRECISION A,TEST,X,XD,Y
14180      XD=X
14190      A=DABS(X)
14200      IF(A.LT.TEST) XD=0.D0
14210      Y=DSQRT(1-XD**2)
14220      DICOS=DATAN2(Y,XD)
14230      RETURN
14240      END

```

```

*
```

```

*
```

```

0
14250      SUBROUTINE QUAD(T,ZR,ZI,QR,QM)
14260      DOUBLE PRECISION T,QM,QR,ZI,ZR
14270      QR=-ZR-ZR
14280      QM=ZR**2+ZI**2
14290      IF(ZI.GT.T) GO TO 100
14300      QM=0.
14310      QR=-ZR
14320      RETURN
14330      END

```

```

*
```

```

0
14340      SUBROUTINE ELIPTI (E2,ATEN,OMEGA)
14350      DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4),CC(5,30)
14360      DOUBLE PRECISION PI,TEST,ENE1,ENE2,ENE
14370      DOUBLE PRECISION ENE3,ENE4,ENE5,ENE6
14380      DOUBLE PRECISION CK,BK,CCK1,BKK1,CK1,BK1,CCKK,BBKK
14390      COMMON PI,TEST
14400      PI=4.*IATAN(1.,I0)
14410      TEST=1.,I-16
14420      DB=ATEN(1)
14430      EPSI= SQRT(10**(0.1*ATEN(1))-1)
14440      CK1=EPSI/SQRT(ATEN(2)**2-1)
14450      CCK1=ISQRT(1-CK1**2)
14460      IF((E2.EQ.3).OR.(E2.EQ.4)) GO TO 10
14470      CK=OMEGA(1)/OMEGA(2)
14480      GO TO 30
14490 10     IF((OMEGA(2)-OMEGA(1)).LT.(OMEGA(4)-OMEGA(3))) GO TO 20
14500      CK=OMEGA(3)/OMEGA(4)
14510      GO TO 30
14520 20     CK=OMEGA(1)/OMEGA(2)
14530 30     CCKK=ISQRT(1-CK**2)
14540      IF((CK.EQ.1).OR.(CK1.EQ.1)) GO TO 150
14550      BK=1-CK
14560      BKK1=1-CCK1

14570      ENE1=FDK(CK,BK)
14580      ENE2=FDK(CCK1,BKK1)
14590      ENE3=ENE1*ENE2
14600      BK1=1-CK1
14610      BBKK=1-CCKK
14620      ENE4=FDK(CK1,BK1)
14630      ENE5=FDK(CCKK,BBKK)
14640      ENE6=ENE4*ENE5
14650      ENE=ENE3/ENE6
14660      N=ENE
14670      PRINT 40
14680 40     FORMAT(/./././10X,"PARA FILTROS ELIPTICOS ES NECESARIA")
14690      PRINT 50
14700 50     FORMAT(10X,"UNA FRECUENCIA DE MUESTREO.")
14710      PRINT 60
14720 60     FORMAT(10X,"ANOTELA A CONTINUACION:")
14730      READ /,FS
14740      IF(E2.LE.2) GO TO 70
14750      IF(E2.LE.4) GO TO 80
14760 70     IF((FS/2).GT.OMEGA(2)) GO TO 90
14770      CALL CHECA(FS)
14780      GO TO 70
14790 80     IF((FS/2).GT.OMEGA(4)) GO TO 90

14800      CALL CHECA(FS)
14810      GO TO 80
14820 90     TS=1/FS
14830      IF(E2.EQ.1) GO TO 100
14840      IF(E2.EQ.2) GO TO 110
14850      IF(E2.EQ.3) GO TO 120
14860      IF(E2.EQ.4) GO TO 130
14870 100    F11=0
14880      F22=OMEGA(1)
14890      F33=OMEGA(2)
14900      GO TO 140

```

```

0
14910 110 F11=OMEGA(2)
14920 F22=1/(2*TS)
14930 F33=OMEGA(1)
14940 GO TO 140
14950 120 F11=OMEGA(2)
14960 F22=OMEGA(3)
14970 F33=OMEGA(4)
14980 GO TO 140
14990 130 F11=OMEGA(4)
15000 F22=OMEGA(1)
15010 F33=(OMEGA(2)*OMEGA(3))*0.5
15020 140 CALL ELPTC(N,IB,TS,F11,F22,F33,CC)
15030 RETURN
15040 150 CALL ERRORR
15050 RETURN
15060 END

```

```

*
0
15070 DOUBLE PRECISION FUNCTION FDK(X,Y)
15080 DOUBLE PRECISION A(41),X,Y,B(41),C(41),PI,TEST
15090 COMMON PI,TEST
15100 A(1)=1
15110 B(1)=Y
15120 C(1)=X
15130 DO 150 J=1,19
15140 A(J+1)=.5*(A(J)+B(J))
15150 B(J+1)=DSQRT(A(J)*B(J))
15160 C(J+1)=.5*(A(J)-B(J))
15170 IF(C(J+1)-TEST) 160,160,150
15180 150 CONTINUE
15190 WRITE(6,155)
15200 WRITE(6,157)
15210 155 FORMAT(10X,'EL VALOR DE LA VARIABLE DE PRUEBA ES MUY PEQUE#0')
15220 157 FORMAT(10X,'0 SU PRECISION ES INSUFICIENTE')
15230 160 JP=J+1
15240 FDK=.5*PI/A(JP)
15250 RETURN
15260 END

```



```

0
15800 110  FORMAT(22X,'ANOTE LA A CONTINUACION:'-//)
15810      READ /,FS
15820 120  IF((FS/2).GT,OMEGA(2)) GO TO 130
15830      CALL CHECA(FS)
15840      GO TO 120
15850 130  IF(N.NE,1) GO TO 140
15860      CALL BUTTER(ATEN,OMEGA,FS)
15870      RETURN
15880 140  IF(N.EQ,3) GO TO 150
15890      PAR=(ABS(1/(10**((ATEN(1)/20)**2)-1)))
15900      PAR=SQRT(PAR)
15910      CALL CHEBYS(ATEN,OMEGA,PAR,FS)
15920      RETURN
15930 150  PAR=-1/(10**((ATEN(2)/20)))
15940      CALL CHEBYS(ATEN,OMEGA,PAR,FS)
15950      RETURN
15960 160  CALL ELIPTI(E2,ATEN,OMEGA)
15970      RETURN
15980 170  PRINT 180
15990 180  FORMAT(////,10X,43(1H*))
16000      PRINT 180
16010      PRINT 180
16020      PRINT 180

16030      PRINT 190
16040 190  FORMAT(10X,18(1H*),' ERROR ',18(1H*))
16050      PRINT 200
16060 200  FORMAT(//,19X,'EL METODO DE TRANSFORMACION')
16070      PRINT 210
16080 210  FORMAT(19X,'BILINEAL POR LA APROXIMACI-')
16090      PRINT 220
16100 220  FORMAT(19X,'ON BUTTERWORTH O CHEBYSHEV,')
16110      PRINT 230
16120 230  FORMAT(19X,'SOLO ESTA IMPLEMENTADA PARA')
16130      PRINT 240
16140 240  FORMAT(19X,'FILTROS PASO BAJAS. INTENTE')
16150      PRINT 250
16160 250  FORMAT(19X,'CON UNA APROXIMACION ELIPTI')
16170      PRINT 260
16180 260  FORMAT(19X,'CA.',////,19X,'PARA CONTINUAR (1)')
16190      READ /, UNO
16200      GO TO 5
16210 270  RETURN
16220      END

```

```

0
16230 SUBROUTINE BUTTER(ATEN,OMEGA,FS)
16240 DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4),C(5,20)
16250 EPSI=SQRT(10**(0.1*ATEN(1))-1)
16260 A=ALOG10(10**(0.1*ATEN(2))/EPSI**2)
16270 B=2*ALOG10(OMEGA(2)/OMEGA(1))
16280 ENE=A/B
16290 N=AINT(ENE+0.5)
16300 FC=FS/OMEGA(1)
16310 TS=1/FS
16320 CALL BUTWTH(FC,TS,N,C,TG)
16330 RETURN
16340 END
*

*
0
16350 SUBROUTINE CHEKYS(ATEN,OMEGA,PAR,FS)
16360 DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4),C(5,20)
16370 EPSI=SQRT(10**(0.1*ATEN(1))-1)
16380 A=FNA((1/EPSI)*SQRT(10**(0.1*ATEN(2))-1))
16390 B=FNA(OMEGA(2)/OMEGA(1))
16400 ENE=A/B
16410 N=AINT(ENE+0.5)
16420 FC=FS/OMEGA(2)
16430 TS=1/FS
16440 CALL CHEB(FC,TS,N,PAR,C,TG)
16450 RETURN
16460 END
*

*
0
16470 FUNCTION FNA(X)
16480 FNA=ALOG(X+SQRT(X**2-1))
16490 RETURN
16500 END
*

*
0
16510 SUBROUTINE SEC(NSECTS,C)
16520 DIMENSION C(5,30)
16530 PRINT 5
16540 5 FORMAT(/,22X,"PARA CONTINUAR (1)")
16550 READ /,UNO
16560 PRINT 4,NSECTS
16570 4 FORMAT(/,3X,I3," SECCIONES EN CASCADA DE SEGUNDO ORDEN")
16580 PRINT 10
16590 10 FORMAT(/,5X,"COEFICIENTES DE LAS SECCIONES EN CASCADA",/,
16600 *12X,"DE SEGUNIO ORDEN",/)
16610 DO 30 LL=1,NSECTS
16620 PRINT 20,LL
16630 20 FORMAT(/,5X,"SECCION ",I3)
16640 DO 35 NN=1,5
16650 35 PRINT 40,NN,LL,C(NN,LL)
16660 40 FORMAT(/,10X,"C(",I3," ",I3,")=" ,E15.8)
16670 PRINT 6
16680 6 FORMAT(/,22X,"PARA CONTINUAR (1)")
16690 READ /,UNO
16700 30 CONTINUE
16710 RETURN
*

```

```

16720      END
0
16730      SUBROUTINE VENT(ATEN,OMEGA,E2)
16740      DIMENSION ATEN(2),OMEGA(4)
16750      N=0
16760      NFILT=0
16770      DEL=0
16780      PRINT 2
16790 2      FORMAT(///,22X,'PARA VENTANAS ES NECESARIA UNA',/,
16800 *22X,'FRECUENCIA DE MUESTREO',/,22X,'ANOTE LA A CONTINUACION')
16810      READ /,FS
16820 3      IF(E2.GT.2) GO TO 7
16830      IF(FS/2.GT.OMEGA(2)) GO TO 4
16840      GO TO 6
16850 7      IF(FS/2.GT.OMEGA(4)) GO TO 4
16860 6      CALL CHECA(FS)
16870      GO TO 3
16880 4      OMEGA(1)=OMEGA(1)/FS
16890      OMEGA(2)=OMEGA(2)/FS
16900      F1=0.0
16910      BW=2*OMEGA(1)
16920      IF(E2.LE.2) GO TO 5
16930      OMEGA(3)=OMEGA(3)/FS
16940      OMEGA(4)=OMEGA(4)/FS
16950      F1=SQRT(OMEGA(2)*OMEGA(3))

16960      BW=OMEGA(3)-OMEGA(2)
16970 5      IF(ATEN(2).LE.21) GO TO 10
16980      IF(ATEN(2).LE.25) GO TO 20
16990      IF(ATEN(2).LE.44) GO TO 30
17000      IF(ATEN(2).LE.53) GO TO 40
17010      IF(ATEN(2).LE.74) GO TO 50
17020      A=6
17030      B=8.96
17040      GO TO 60
17050      A=1
17060      B=2.12
17070      GO TO 60
17080 20      A=2
17090      B=2.12
17100      GO TO 60
17110 30      A=3
17120      B=4.54
17130      GO TO 60
17140 40      A=4
17150      B=4.54
17160      GO TO 60
17170 50      A=5
17180      B=7.76

17190 60      PRINT 70
17200 70      FORMAT(///// ,22X,'VENTANAS',/)
17210      IF(A.NE.1) GO TO 100
17220      PRINT 80
17230 80      FORMAT(32X,'1.- RECTANGULAR',/)
17240      WRITE(6,90)B
17250 90      FORMAT(32X,'6.- KAISER (BETA = ',F4.2,')')
17260      GO TO 190
17270 100     IF(A.NE.2) GO TO 120

```

*

```

0
17280          PRINT 110
17290 110      FORMAT(32X,'2.- BARTLETT',/)
17300          WRITE(6,90)B
17310          GO TO 190
17320 120      IF(A.NE.3) GO TO 140
17330          PRINT 130
17340 130      FORMAT(32X,'3.- HANNING',/)
17350          WRITE(6,90)B
17360          GO TO 190
17370 140      IF(A.NE.4) GO TO 160
17380          PRINT 150
17390 150      FORMAT(32X,'4.- HAMMING',/)
17400          WRITE(6,90)B
17410          GO TO 190
17420 160      IF(A.NE.5) GO TO 180
17430          PRINT 170
17440 170      FORMAT(32X,'5.- BLACKMAN',/)
17450          WRITE(6,90)B
17460          GO TO 190
17470 180      WRITE(6,90)B
17480 190      PRINT 200
17490 200      FORMAT(///,22X,'TECLEE EL NUMERO DE SU ELECCION',/////))
17500          READ /,EL

17510          IF(E2.GT.2) GO TO 210
17520          DEL=OMEGA(2)-OMEGA(1)
17530          GO TO 230
17540 210      IF((OMEGA(2)-OMEGA(1)).LT.(OMEGA(4)-OMEGA(3))) GO TO 220
17550          DEL=OMEGA(4)-OMEGA(3)
17560          GO TO 230
17570 220      DEL=OMEGA(2)-OMEGA(1)
17580 230      GO TO (240,250,250,250,260,270),EL
17590 240      N=2/DEL
17600          GO TO 280
17610 250      N=4/DEL
17620          GO TO 280
17630 260      N=6/DEL
17640          GO TO 280
17650 270      IF(A.EQ.6) N=5.7/DEL
17660          IF(A.EQ.5) N=4.32/DEL
17670          IF(A.EQ.4.OR.A.EQ.3) N=2.93/DEL
17680          IF(A.EQ.2.OR.A.EQ.1) N=1.54/DEL
17690 280      NFILT=N
17700          JTYPE=E2
17710          CALL FILT(NFILT,JTYPE,F1,BW,A,EL)
17720          OMEGA(1)=OMEGA(1)*FS
17730          OMEGA(2)=OMEGA(2)*FS

17740          OMEGA(3)=OMEGA(3)*FS
17750          OMEGA(4)=OMEGA(4)*FS
17760          A=0
17770          EL=0
17780          NFILT=0
17790          JTYPE=0
17800          BW=0
17810          RETURN
17820          ENI

```

*

```

0
17830      SUBROUTINE FILT(NFILT,JTYPE,F1,BW,A,EL)
17840      REALH(66),TITLE(4)
17850      DATA TITLE(1)/6HP,BAJA/,TITLE(2)/6HP,ALTA/,
17860      *TITLE(3)/6HP,BAND/,TITLE(4)/6HSUPRE,/
17870      PI=3.141592653589
17880      NH=NFILT/2
17890      N=-NH
17900      SCALE=1.0
17910      WRITE(6,20) TITLE(JTYPE),NFILT
17920      IF(JTYPE.EQ.2.OR.JTYPE.EQ.4) SCALE=-SCALE
17930      IF(JTYPE.GE.3) SACLE=2.*SCALE
17940      DO 10 I=1,NFILT
17950      CALL VENTAN(A,W,N,NFILT,EL)
17960      H(I)=W*COS(2.*PI*F1*FLOAT(N))*SINC(N,BW)*SCALE
17970 10      N=N+1
17980      IF(2*NH.EQ.NFILT) NH=NH+1
17990      IF(SCALE.LT.0.0) H(NH+1)=1.+H(NH+1)
18000 20      FORMAT(1X,70(1H*),///,22X,'RISE#0 DE UN FILTRO ',A6,
18010      */,22X,'ORDEN = ',I2,/,1X,70(1H*),//)
18020      PRINT 30
18030 30      FORMAT(22X,'COEFICIENTES DEL FILTRO',/)
18040      AFILT=NFILT
18050      A=AFILT/2

18060      B=A+0.5
18070      N=AINT(B)
18080      IF(A.EQ.N) GO TO 80
18090      M=10
18100      DO 60 I=1,N
18110      NN=2*N-I
18120      PRINT 40,I,H(I),NN
18130 40      FORMAT(22X,'H(',I3,') = ',E15.8,' = (',I3,')H')
18140      IF(I.NE.M) GO TO 60
18150      PRINT 50
18160 50      FORMAT(/,22X,'PARA CONTINUAR (1)')
18170      READ /, UNO
18180      M=M+10
18190 60      CONTINUE
18200      GO TO 65
18210 80      M=10

```

†

```

0
18220      DO 110 I=0,N-1
18230      NN=2*N-I
18240      PRINT 90,I+1,H(I+1),NN
18250 90    FORMAT(22X,"H('I3,") = ".E15,B." = ('I3,")H")
18260      IF((I+1).NE.N) GO TO 110
18270      PRINT 100
18280 100   FORMAT(/,22X,"PARA CONTINUAR (1)")
18290      READ /,UND
18300      M=M+10
18310 110   CONTINUE
18320 65    PRINT 70
18330 70    FORMAT(/,22X,"PARA CONTINUAR (1)")
18340      NFILT=0
18350      A=0
18360      EL=0
18370      READ /,UND
18380      RETURN
18390      END
*
*
0
18400      SUBROUTINE VENTAN(A,W,N,NFILT,EL)
18410      PI=3.141592653589793
18420      GO TO (10,20,30,40,50,60),EL
18430 10    W=1
18440      RETURN
18450 20    W=1-2*ABS(N)/NFILT
18460      RETURN
18470 30    W=0.5+0.5*COS(2*PI*N/NFILT)
18480      RETURN
18490 40    W=0.54+0.46*COS(2*PI*N/NFILT)
18500      RETURN
18510 50    W=0.42+0.5*COS(2*PI*N/NFILT)-0.08*COS(4*PI*N/NFILT)
18520      RETURN
18530 60    GO TO (70,70,80,80,90,100),A
18540 70    B=2.12
18550      GO TO 110
18560 80    B=4.54
18570      GO TO 110
18580 90    B=7.76
18590      GO TO 110
18600 100   B=8.96
18610 110   FMB=B*SQRT(1-(2*N/(NFILT-1))**2)
18620      W=FIO(FMB)/FIO(B)

18630      RETURN
18640      END
*

```

0

```
18650 FUNCTION FIO(X)
18660 T=X/3.75
18670 IF((X.GE.-3.75).AND.(X.LE.3.75)) GO TO 10
18680 X1=0.39894228+0.01328592/T+0.00225319/(T**2)
18690 X2=-0.00157565/(T**3)+0.00916281/(T**4)
18700 X3=-0.02057706/(T**5)+0.00392377/(T**6)+1.9E-7
18710 FIO=(X1+X2+X3)/(SQRT(X)*EXP(-X))
18720 RETURN
18730 10 X1=1+3.5156229*(T**2)+3.0899424*(T**4)
18740 X2=1.2067492*(T**6)+0.2659732*(T**8)
18750 X3=0.0360768*(T**10)+0.0045813*(T**12)+1.6E-7
18760 FIO=X1+X2+X3
18770 RETURN
18780 END
```

‡

‡

```
18790 FUNCTION SINC(N,RW)
18800 PI=3.141592653589793
18810 SINC=SIN(PI*RW*(FLOAT(N)+1.E-8))/(PI*(FLOAT(N)+1.E-8))
18820 RETURN
18830 END
```

‡

B I B L I O G R A F I A .

NOTAS DEL CURSO "DIGITAL FILTER AND SPECTRAL ANALYSIS"
INTEGRATED COMPUTER SYSTEMS. WILLIAM E. SCHAFF
SANTA MONICA CALIFORNIA 90405 USA

" A COMPUTER PROGRAM FOR DESIGNING OPTIMUM FIR LINEAR
PHASE DIGITAL FILTERS "
MC.CLELLAN, PARKS, RABINER
IEEE AU-21 No. 5, 1973

" A SIMPLIFIED COMPUTATIONAL ALGORITHM FOR IMPLEMENTING
FIR DIGITAL FILTERS"
L.R. RABINER
IEEE T-ASSP JUNIO 1977

" A COMPUTER PROGRAM FOR DESIGNING DIGITAL ELLIPTIC FILTERS "
GRAY AND MARKET
IEEE T-ASPP-24 DICIEMBRE 1976

FORTRAN REFERENCE MANUAL
BURROUGHS B-6700 / B-7700
CENTRO DE SERVICIOS DE COMPUTO, UNAM

TECNI NOTAS "INTRODUCCION AL SISTEMA DE TIEMPO COMPARTIDO VIA CANDE"
CARMEN BRAVO DE CARIO
EUMELIA MENDOZA DE BASAVE
CENTRO DE SERVICIOS DE COMPUTO, UNAM