

66
24.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

CAMPUS
ARAGÓN

"PROCESAMIENTO DIGITAL DEL SONIDO."

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO EN COMPUTACIÓN

P R E S E N T A N :

RAUL FORTINO SERVIN HERNANDEZ

ENEP ARAGÓN

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

MÉXICO, 1997.



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

PROCESAMIENTO DIGITAL DEL SONIDO.**INDICE**

	Pág.
INTRODUCCIÓN.	1
 CAPÍTULO I. PROCESAMIENTO DE SEÑALES.	
1.1. TIPOS DE SEÑALES.	2
1.1.1. TIEMPO CONTINUO Y AMPLITUD CONTINUA.	3
1.1.2. TIEMPO DISCRETO Y AMPLITUD CONTINUA.	4
1.1.3. TIEMPO DISCRETO Y AMPLITUD DISCRETA.	4
1.1.4. TIEMPO CONTINUO Y AMPLITUD CONTINUA CON PASOS DE TIEMPO UNIFORME.	5
1.1.5. TIEMPO CONTINUO Y AMPLITUD DISCRETA CON PASOS DE TIEMPO UNIFORME.	6
1.2. PROCESAMIENTO DE SEÑALES.	8
1.2.1. PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE AUDIO.	8
1.2.2. PROCESAMIENTO DE SEÑALES SÍSMICAS.	12
1.2.3. PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE RADAR.	13
1.2.4. PROCESAMIENTO DE IMÁGENES.	15
1.2.5. SEÑALES DEL SISTEMA.	17

CAPÍTULO II. EL SONIDO.

2.1. SONIDO.	19
2.1.1. CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DEL SONIDO.	19
2.1.2. MÚSICA.	21
2.2. FUNCIONES EN TIEMPO Y FRECUENCIA.	29
2.3. TRANSFORMADA DE FOURIER.	30
2.4. EL TEOREMA DEL MUESTREO.	31
2.5. TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER.	32
2.5.1. DESARROLLO DE LA TRANSFORMACIÓN DISCRETA DE FOURIER.	35
2.6. LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER.	44
2.6.1. FORMULACIÓN DE LA MATRIZ.	44

CAPÍTULO III. FILTROS.

3.1. RESPUESTA AL IMPULSO INFINITO (RII).	58
3.1.1. FILTRO POR IMPULSO INVARIANZA.	60
3.1.2. TRANSFORMACIÓN BILINEAL.	62
3.1.3. TRANSFORMACIONES DE FRECUENCIA DE UN FILTRO RII PASA BAJAS.	68
3.2. RESPUESTA AL IMPULSO FINITO (FIR).	73
3.2.1. PROPIEDADES DE LOS FILTROS FIR.	74

3.2.2. FILTROS FIR DISEÑADOS POR EL MÉTODO DE SERIES DE FOURIER.	77
3.2.2.1. FUNCIÓN VENTANA.	79
 CAPITULO IV. TARJETA DE AUDIO DIGITAL.	
4.1. DIAGRAMA A BLOQUES DE LA TARJETA DE AUDIO.	81
4.2. DIAGRAMA GENERAL DE UNA TARJETA DE AUDIO.	86
4.2.1. CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL (A/D).	86
4.2.2. DESCRIPCIÓN FUNCIONAL DEL ADC0820.	89
4.3. CONVERTIDOR DIGITAL/ANALÓGICO MC1408.	90
4.4. CONTROLADOR DE PUERTO 8255A.	92
4.5. PUERTOS A, B Y C.	95
4.5.1. MODOS OPERATIVOS.	99
4.5.2. APLICACIONES DEL 8255A.	103
4.6. SOFTWARE.	104
4.6.1. OPCIONES LÓGICO-OPERACIONAL	105
4.6.2. OPCIONES DE MANEJO DE SEÑAL.	105
4.6.3. AYUDA.	107
4.6.4. SUBSISTEMA DE ARCHIVOS.	107
 CONCLUSIONES.	 109
 BIBLIOGRAFÍA.	 110

PROCESAMIENTO DIGITAL DEL SONIDO.

Objetivo:

Mostrar de manera general el proceso que se sigue al momento de manipular una señal de audio analógica y transformarla en digital mediante una tarjeta de audio para PC.

INTRODUCCION.

La estructura de este trabajo se divide en cuatro capítulos. El primero "Procesamiento de Señales" comienza con una descripción de los tipos de señales que intervienen durante el proceso de digitalización, que junto con el siguiente tema en donde se describen diferentes procesos de digitalización, da un panorama general de las necesidades de un proceso de digitalización.

El capítulo II "Sonido" contienen un estudio detallado de las señales sonoras dado que son las que se manejan en el sistema de digitalización, en seguida para el análisis de las mismas en el dominio de la frecuencia se detallaron temas de la transformada de Fourier (discreta y rápida).

En el capítulo III se describen los filtros digitales para su implementación en una tarjeta de Sonido realizando la labor de mejorar la información sonora.

En el siguiente capítulo se recopila la información más importante para el manejo e instalación de una tarjeta de sonido así como el software.

CAPÍTULO I. PROCESAMIENTO DE SEÑALES.

Objetivo:

Describir los fundamentos y normas que rigen el procesamiento de los diferentes tipos de señales.

CAPITULO I. PROCESAMIENTO DE SEÑALES.

1.1. TIPOS DE SEÑALES.

Durante las últimas décadas ha existido un notable incremento en el uso de computadoras, de igual manera se han incrementado las aplicaciones de procesamiento digital de señales. Esta tendencia ha sido reforzada por el continuo diseño de procedimientos (Algoritmos) numéricos eficientes para el procesamiento digital de una señal.

El procesamiento digital de señales ha llegado a ser una de las primeras aplicaciones para tecnología de circuitos integrados modernos con chips de alta velocidad de programación capaces de ejecutar grandes operaciones complejas. En consecuencia es natural encontrar aplicaciones de procesamiento digital de señales, en diversas áreas. Para ellos se requiere el estudio de las señales que intervienen durante un proceso de digitalización y en el análisis de algunos sistemas.

Existen básicamente 5 variantes de señales que a menudo aparecen en los sistemas de procesamiento digital.

- Tiempo continuo y amplitud continua.
- Tiempo discreto y amplitud continua.

- Tiempo discreto y amplitud discreta.
- Tiempo continuo y amplitud continua con pasos de tiempo uniforme.
- Tiempo continuo y amplitud discreta con pasos de tiempo uniforme.

1.1.1 TIEMPO CONTINUO Y AMPLITUD CONTINUA.

Esta es usualmente llamada una señal analógica y su concepto es intuitivo por que normalmente encontramos asociada a un fenómeno físico que puede asumir entre un rango continuo de valores en tiempo y amplitud como la mostrada en la figura 1.1. señales analógicas ocurren en diversos campos como ingeniería, medicina, economía, por nombrar algunas.

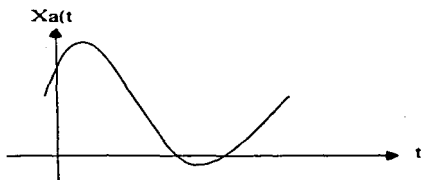


Figura 1.1. Señal analógica (Tiempo continuo)

1.1.2. TIEMPO DISCRETO Y AMPLITUD CONTINUA.

Esta es normalmente llamada una señal muestreada. El tiempo de paso es uniformemente espaciado, pero la señal puede tener un nivel. La figura 1.2. ilustra esto donde el muestreo interno de T segundos es indicado.

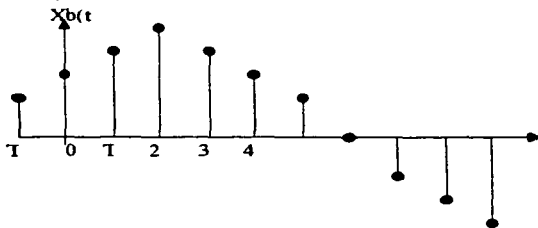


Figura 1.2. Señal muestreada (Tiempo discreto)

1.1.3. TIEMPO DISCRETO Y AMPLITUD DISCRETA.

Cuando una señal es cuantizada en amplitud con pasos de tiempo uniforme, ambas amplitud y tiempo son cuantizados. Un convertidor Analógico - Digital (A/D) genera este tipo de señal el cual

es conocido como una señal digital y es mostrada en la figura 1.3. con un nivel de cuantización de amplitud de $\frac{1}{4}$ de una unidad.

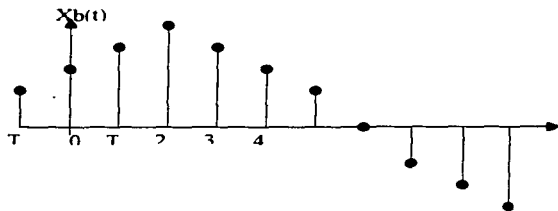


Figura 1.3. Señal digital (Tiempo discreto)

1.1.4. TIEMPO CONTINUO Y AMPLITUD CONTINUA CON PASOS DE TIEMPO UNIFORME.

Esta conocida como una analógica de datos muestreados con características de salida de un dispositivo de muestreo y retención (M/R). esta señal puede tener un rango continuo de amplitudes que resultan de muestrear una señal analógica. Cada T segundos es muestreada la señal como se observa en la figura 1.4. este valor muestreado, es una constante de retención.

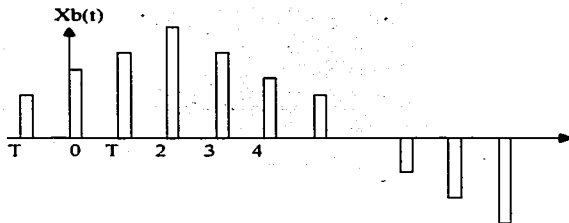


Figura 1.4. Señal de información muestreada (Tiempo continuo)

Durante los intervalos cuando la señal es cero, el dispositivo S/H esta rastreando la entrada analógica en preparación para el siguiente instante de muestreo.

1.1.5. TIEMPO CONTINUO Y AMPLITUD DISCRETA CON PASOS DE TIEMPO UNIFORME.

Esta es similar a la señal digital descrita en la figura 1.1.3-1 pero aquí la señal retenida es un valor entre tiempos muestreados, esta señal mostrada en la figura 1.5. es característica de la salida de un convertidor Digital-Analógico (D/A).

En la figura 1.2 se muestra una configuración de un sistema donde entra una señal analógica, $X_a(t)$ como en la figura 1.1. es convertida a forma digital para proveer una entrada digital para un procesador de señales digitales.

La salida digital del procesador puede ser convertida a tiempo continuo, amplitud discreta, la cual cambia a intervalos de tiempo espaciados uniformemente. Este proceso de convertir una señal analógica a una apropiada señal digital para la entrada a un procesador de señales, o computadora es lograda por un convertidor analógico a digital (A/D).

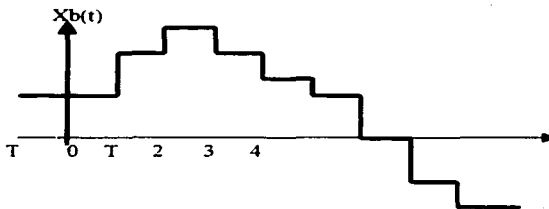


Figura 1.5. Señal de salida de un D/A.

1.2. PROCESAMIENTO DE SEÑALES.

1.2.1. PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE AUDIO.

El procesamiento digital de señales de audio se enfoca a los siguientes objetivos:

- Almacenamiento y transmisión de señales de audio.
- Adecuación de señales de audio para mejoramiento de calidad.
- Generar o sintetizar formas de onda semejantes a la voz humana.
- Verificar la identidad de un usuario como una señal de voz de entrada.
- Reconocimiento de palabras de voz, además del establecimiento del equivalente de una versión escrita de dichas palabras.

Sistema de transmisión de voz digital

El objetivo es bajar de una cantidad de datos que se necesiten enviar o transmitir para reconstruir la forma de onda de voz original en el receptor, una posible técnica es muestrear la señal original de voz en un apropiado porcentaje y entonces transmitir información, la cual puede ser reconstruida en el receptor.

Una alternativa, es cuando se requiere la transmisión de menos información, para lo cual hay que determinar un conjunto de parámetros usando un sistema analizador de voz que caracteriza el proceso de la misma, mejor que las muestras.

Sistemas de adecuación

Tiene el objetivo de mejorar la calidad de voz que ha sido disminuido por el ruido de fondo, por ejemplo; la voz de un piloto se puede mezclar con ruido del copiloto de un avión. Esta combinación de señales puede ser difícil de entender sin un diseño de procesamiento de señal para eliminar el ruido y evitar la confusión con el copiloto.

Sistemas sintetizados de voz

Generan ondas que encierran una semejanza a la voz humana, esto es logrado por la activación de un modelo del mecanismo de voz humana, teniendo parámetros que producen las señales de voz deseadas. Estas aplicaciones incluyen sistemas responsables de la información automática, los cuales son ya familiares para varios de nosotros quienes usamos marcación directa para llamadas de larga distancia y recibir respuestas, por ejemplo, al introducir unos números de tarjeta de crédito o hacer un depósito.

Sistema de verificación e identificación

El objetivo es intentar verificar la identidad de una voz humana que sirve de entrada, esto podría ser usado para controlar el acceso del usuario a una base de datos, lo cual podríamos esperar en un barco automático hablando del futuro.

Sistemas de reconocimiento de voz

El propósito es obtener el equivalente de la voz en una versión escrita de las palabras de un usuario. Esta capacidad es necesaria en sistemas por voz de entrada a una computadora, donde un vocabulario limitado de palabras es usado con el propósito de entrenar al sistema por un periodo de tiempo establecido en el cual este se adapte a las características habladas de un usuario.

Sistemas de modificación de voz

Tienen el objetivo de presentar información audible de modo que sea mejor que la permisible sin procesamiento. Si establecemos una aplicación de análisis de voz y sistemas sintetizadores de voz, conjuntamente pueden ser usados en un codificador de voz.

Este modelo es estimulado por valores apropiados para el periodo de tono, la posición del interruptor de Voz/No voz, los

parámetros vías vocales y los valores de amplitud AV y AN, generalmente producen una buena aproximación a la actual presión de los labios de una persona. En esta configuración el generador de tren de impulsos y las señales generadas de un modelo de pulso de las cuerdas vocales pueden representar sonidos de voz. Los parámetros del área bucal son cambiados a intervalos de aproximadamente 10-20 milisegundos.

Este sería básico para un sistema sintetizador de voz el cual se encuentra en la parte de recepción en un decodificador.

Al término de la transmisión está presente un analizador de voz que es la señal que entra del usuario y estima los parámetros del modelo que son modificados cada 10 a 20 ms. y son transmitidos. El receptor recibe estos parámetros y los usa para ejecutar el modelo de la figura 1.6. esto para una reconstrucción de la voz del receptor, un diagrama a bloques simplificado de este proceso se muestra en la figura 1.6.

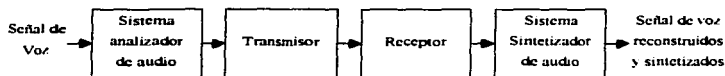


Figura 1.6. Representación en diagrama de bloques de un decodificador de voz

1.2.2. PROCESAMIENTO DE SEÑALES SÍSMICAS.

Si ponemos como ejemplo la tarea de barrenar la tierra para buscar petróleo, este proceso es muy costoso además que se consume demasiado tiempo, esto es natural debido al gran interés por maximizar el potencial de las operaciones de barrenado.

Una manera para realizar esto, es usar el procesamiento de señales para recabar información acerca de la estructura de la roca y el suelo y las áreas potenciales que pueden ser barrenables. Un procedimiento efectivo es usar datos de sonidos acústicos en conjunción con otra información para descubrir y definir las áreas que pueden retener petróleo y gas. Un arreglo o secuencia de lugares para medir y reflejar la energía en varias locaciones, y una cinta que vaya grabando las señales recogidas.

Se pueden representar la relación entre la fuente sísmica transmitida y la señal recibida por el diagrama de la figura 1.7. el objetivo de ejecutar la señal procesada en $S(t)$ es obtener una estimación de las características de reflexión de las capas de la superficie.

La señal sintetizada es como el estándar permitido y si el dato medido actual difiere significativamente, la diferencia es usada para computar una perturbación de cambio en el modelo geológico, el

proceso es repetido y este continua hasta que una medida aceptable es encontrada entre la sintetizada y el dato medido.

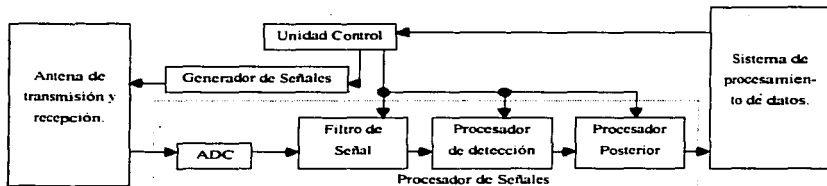


Figura 1.7. Modelo de la relación entre la fuente y la señal recibida.

1.2.3. PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE RADAR.

Muchos de los recientes avances hechos en detección por radar es el poder inmenso del procesamiento digital de señales. Un ejemplo se muestra en la figura 1.8. en donde se puede apreciar una idea básica. Un pulso de energía electromagnético es transmitido y dirigido a una antena a través del espacio y una porción de esta energía choca con un objeto, parte de esta energía es reflejada a la antena, la cual puede recibir señales al igual que transmitir.

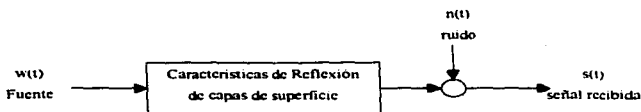


Figura 1.8. Diagrama a bloques de un sistema de radar

El tiempo (Δt) tomado de regreso de la onda electromagnética es relacionada a una distancia (R) de la fuente de la antena transmisora por

$$R = c\Delta t/2$$

R = rango en metros.

C = Velocidad de la luz = 3×10^8 metros/seg.

Δt = tiempo que tarda la energía electromagnética en viajar.

Este rango es computado y se pueden conocer ángulos de elevación y horizontal de la antena, y de este modo estimar la localización del objeto reflejado y extraer la velocidad de información.

Una forma ideal de la señal reflejada en el radar receptor sería simplemente un retardo y una replica atenuada de la señal transmitida, desafortunadamente, los efectos ruidosos de la atmósfera, fuentes de radiación y el propio equipo electrónico degrada el cuerpo del pulso,

así que no basta con recibir la señal transmitida, se tiene que hacer un procedimiento más: que es el separar pulsos bajos o pulsos altos de la señal recibida y saber por rangos cual es la que nos interesa, el procedimiento digital de señales que puede resolver estos conflictos es la comprensión de pulsos llamado filtrado de señales.

1.2.4. PROCESAMIENTO DE IMÁGENES.

Algunos ejemplos de procesamiento de imágenes son familiares para nosotros, viendo reproducciones de imágenes de la tierra, la luna, y las distancias de planetas obtenidas por naves espaciales y fotos de satélites que servían los patrones del estado del tiempo que vemos en televisión.

Imágenes obtenidas de rayos X ultrasonido en el diagnóstico y tratamiento de enfermedades, las imágenes de satélites son comúnmente usadas para exploración mineral, monitoreo de campos agrícolas y explotación de la superficie del océano.

Antes de procesar una imagen de una fuente visual, debe ser convertida a forma digital para después ser procesada o almacenada en la computadora. Este proceso es logrado por un sistema de adquisición de imágenes el cual introduce distorsiones. Existe una gran variedad

de algoritmos procesadores de imágenes que pueden ser aplicados con el propósito de mejorar la utilidad de la información en la imagen.

Una clase general de algoritmos busca la reconstrucción de la imagen esto es, recobrar la original por el removimiento de distorsiones introducidas por el proceso de adquisición, de este modo la salida esperada del procesamiento de reconstrucción es una imagen que tendrá una mejor resolución que la de entrada y así esta es grabada. Se puede ejemplificar este proceso en la figura 1.9. donde X y Y denotan las coordenadas espaciales del plano de la misma. Nótese que el conjunto de puntos discretos X_i, Y_j , varían de 1 a N, teniendo por objeto la reconstrucción de una función $f(x_i, y_j)$ más exacta de $f(x, y)$ que $g(x_i, y_j)$.

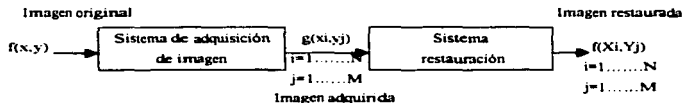


Figura 1.9. Proceso de restauración de la imagen

Usar las computadoras para extraer información acerca de objetos en una imagen para un análisis automático de una fuente y un reconocimiento de patrones requiere otro grupo de algoritmos procesadores. Muchos de estos son segmentación, determinación de

renglones y descripciones relacionales, un establecimiento de medidas de similitud entre diferentes renglones en diferentes imágenes.

Otra categoría de las técnicas de procesamiento de imágenes son concernientes a la reconstrucción de imágenes de proyección. Un campo donde esto ha sido extensivamente usado es en medicina, donde el objetivo es obtener una estructura interna de porciones de un cuerpo humano por varias proyecciones de radiaciones de ultrasonido, o rayos-X.

1.2.5. SEÑALES DEL SISTEMA.

Otro tipo de problemas de procesamiento requiere una estimación de valores de señales del sistema, las cuales generalmente varían con el tiempo o parámetros del mismo que son normalmente constantes. En muchas situaciones se podrá usar un modelo de sistema como el mostrado en la figura 1.10. donde $x(n)$ es un vector (matriz, columna) que representa el estado del sistema en el tiempo $t=nT$ (T es el periodo de entrada de valores muestreados), $W(n)$ es un vector de entradas aleatorias al sistema, $v(n)$ representa errores medidos aleatorios, y $y(n)$ es un vector que representa ruido, o medidas imprecisas.

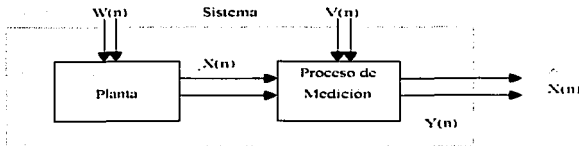


Figura 1.10. Modelo de un sistema

Las ecuaciones que caracterizan a la planta y el proceso de medición son conocidos y el objetivo es obtener una estimación precisa, una forma de lograrlo es usar filtros. Dentro de estas suspensiones concernientes a la planta y al proceso de medición y los estáticos de procesos aleatorios $v(n)$ se implementaría un filtro como la estimación óptima.

CAPÍTULO II. EL SONIDO.

Objetivo:

Enumerar las características y diversidad en los tipos de señales de audio ó sonido que existen, así como sus características.

CAPÍTULO II. EL SONIDO.

2.1. SONIDO.

Cuando un cuerpo vibra, bajo la acción de un estímulo mecánico, eléctrico o acústico se dice que emite un sonido. Tales vibraciones desplazan moléculas de aire que se encuentran a su alrededor, y estas a las que están un poco más alejadas, y así sucesivamente hasta alcanzar el oído, y producir la sensación auditiva que conocemos como sonido. Esta sensación producida en el oído humano y de algunos animales, se transmite a través de un medio elástico como el aire, los gases, los líquidos, e incluso los sólidos.

2.1.1. CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DEL SONIDO.

así como el sonido tiene una velocidad de propagación, también tiene una frecuencia, un periodo, amplitud, intensidad, longitud de onda, etc.

Frecuencia

Es el número de oscilaciones por segundo, a la que se ve sometida una molécula de aire y es expresa en Hertz (Hz), o también

en períodos por segundo (PPS) o mejor conocidos como ciclos por segundo (c/s).

Se dice que cuanto más baja es la frecuencia, el sonido es más grave, y de manera similar, cuanto más elevada es la frecuencia, más aguda o alto es el sonido.

Periodo

Es el tiempo que tarda en ocurrir una oscilación completa. El periodo es una constante, y es el inverso de la frecuencia, sea un sonido constante cuya frecuencia es de 30 Hz, entonces su periodo será de $1/30$ de segundos, es decir

$$F=1/T$$

Donde:

F : es la frecuencia en Hertz, y

T : es el periodo en segundos.

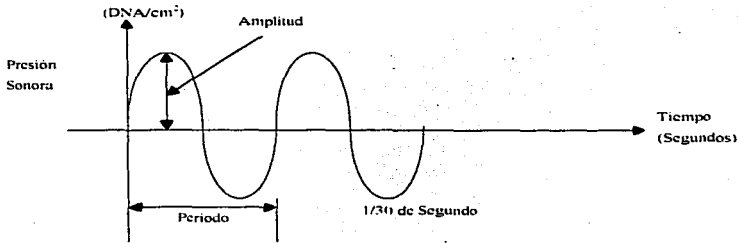


Figura 2.1. Características físicas del sonido

Presión sonora

Las oscilaciones alternativas de la fuente sonora, por ejemplo de las membranas de un alto voz, provocan compresión y expansión de las moléculas de aire, según el sentido de sus movimientos, dichas características de presión sonora, también llamadas presión acústica se expresan en dinas por centímetro cuadrado (W/cm^2).

Amplitud

La amplitud es el valor máximo que alcanza la presión sonora de un tiempo determinado.

Intensidad

Es la fuerza de la potencia sonora que incide de una superficie de un centímetro cuadrado.

2.1.2. MÚSICA.

se ha examinado el sonido en general, veamos ahora los sonidos musicales que interesan particularmente, se dice que un ruido esta compuesto de sonidos cuyas frecuencias varían sin una ley bien definida.

Un sonido musical esta formado por notas, las cuales son siempre constantes en lo que se refiere a su frecuencia fundamental y compuesta por más ó menos armónicos.

Armónicos

Los instrumentos musicales no producen sonidos puros sino compuestos, constituidos por la superposición o suma de varias frecuencias llamadas armónicos.

Las magnitudes y amplitud de cada armónico es variable, pero sus frecuencias son siempre múltiplos enteros de la fundamental, la frecuencia fundamental de un tono es el primer armónico, la frecuencia del segundo armónico es el doble de la fundamental, la del tercer armónico es el triple de la fundamental, y así sucesivamente a la curva resultante de la superposición de los armónicos se llama oscilograma del sonido.

Ahora bien por que suena diferente una nota DO tocada en un piano y en una trompeta, esto se debe a que la nota tocada en la trompeta es más rica en armónicos que la misma nota tocada en el piano. Sin embargo para que un sonido se pueda percibir sin distorsión, máximo se tolera hasta el octavo armónico.

Timbre

El timbre es una característica del sonido que nos permite reconocer una nota interpretada por diferentes instrumentos de música, o la voz de una persona conocida que habla o canta, es decir el timbre de los sonidos dependerá tanto de la intensidad como del número de armónicos que acompañan a la frecuencia fundamental.

Intensidad

Se refiere a la amplitud de la señal senoidal es decir a la magnitud de la presión sonora, que puede medirse en watts por centímetro cuadrado (w/cm^2).

Tono a altura

Esta característica se refiere a la frecuencia de los sonidos, aquellos que poseen una frecuencia fundamental baja, se llaman tonos graves, y los de frecuencia fundamental alta, se le llama tonos agudos, existen también aquellas que no son ni bajas ni altas, las llamadas frecuencias medias.

El espectro sonoro audible esta arbitrariamente dividido en octavas, la octava es el intervalo entre 2 vibraciones, una de ellas con frecuencia del doble de la otra, por ejemplo, la octava superior de una nota cuya frecuencia fundamental es de 30 Hz, será aquella que tiene como frecuencia fundamental 60 Hz.

Espectro sonoro

el oído percibe los sonidos cuyas frecuencias van de 16 a 20000 Hz aproximadamente, a lo que se llama espectro de frecuencias audibles, ó espectro audible, estas frecuencias será lo que percibe una persona joven, ya que, conforme la edad avanza, el estado de salud decae, las frecuencias elevadas se perciben cada vez menos, a los 30 años el límite superior del espectro sonoro se sitúa aproximadamente

en los 16000 Hz para una persona mayor, con relativa buena salud, de 10000 a 12000 Hz sería el límite de audición.

Existen sonidos que son inaudibles para el oído humano.

- Los infrasonidos, cuyas frecuencias son interiores a los 16 Hz.
- Los ultrasonidos, que poseen frecuencias que están por encima de los 20000 Hz.

Algunos seres pueden percibir estos sonidos por sus capacidades auditivas superiores a las nuestras como el gato hasta 40000 Hz, el perro hasta 80000 Hz pero el murciélago percibe hasta 120000 Hz. la voz humana comprende una gama de frecuencia que van desde los 80 hasta 1200 Hz, es decir 4 octavas.

El oído humano no percibe todo espectro sonoro con la misma facilidad, la sensibilidad varía conforme aumenta la frecuencia y la presión sonora.

Si se aumenta la presión sonora hasta el nivel que se alcance la curva B, la capacidad auditiva del oído se satura, apareciendo dolor, esta curva representa el umbral de dolor. En las proximidades de los 1000 Hz se requiere de presiones sonoras hasta de 2000 Din/cm². para hacer daño al aparato auditivo.

Cuando se trata de evaluar la intensidad de dos sonidos según los percibe el oído, por ejemplo al escuchar con los ojos cerrados una orquesta compuesta por 10 violines, y posteriormente se introducen 10 violines más, la sensación producida por los sonidos no es el doble, sino que varía según una relación logarítmica. "la sensación crece conforme al algoritmo de excitación". Esto es que las características físicas de la presión sonora expresada en Watts/ cm², no definen netamente los valores subjetivos de los sonidos que percibimos, para esto se emplean unidades tal como el Decibelio (dB), que es submúltiplo del Belio, como unidad práctica de nivel sonoro.

Las unidades que resultan de calcular el logaritmo de dos potencias, que se deseen comparar, una de ellas tomadas como referencia, reciben el nombre de Belios, en honor al inventor del teléfono Graham Bell.

$$\text{Belios} = \log P_1/P_0$$

Si comparamos una potencia de 50 W, respecto a una de 5 W, podemos observar que un belio equivale a comparar una potencia 10 veces más grande que otra menor tomada como referencia.

$$1 \text{ Belio} = \log 50/5$$

Para que la intensidad subjetiva percibida por el oído aumente un belio, es necesario aumentar la potencia 10 veces. Sin embargo el belio es una unidad muy grande para efectuar cálculos acústicos, por lo que se ve en la necesidad de convertir en una unidad que compare potencias con magnitud diez veces menor, a la cual se le designo como Decibelio ó Decibel (dB), es decir

$$1\text{dB} = 1 \text{ belio}/10$$

la forma de obtener dB's es, comparando dos potencias de audio, una de ellas más pequeña formada como referencia, según convención internacional, para un tono simple de 10 Hz en su umbral de audibilidad es de $0.0002 \text{ dinas/cm}^2 = 2 \times 10^{-4} \text{ dinas/cm}^2$.

$$\text{dB} = 10 \log P1/2 \times 10^4 \text{ dina/cm}^2.$$

Un decibel representa el mínimo de potencia acústica que se incrementa, para que el oído humano pueda diferenciar y percibir subjetivamente como incremento, en la práctica es posible escuchar un aumento, solo si se incrementa en 3 dB la potencia musical.

La gama de niveles sonoros se extiende desde 0 dB, umbral de audibilidad, hasta 120 dB, umbral de dolor.

Zona de silencio casi perfecto.	0 dB	Umbral de audibilidad
	10 dB	Murmullo de hojas por el viento.
	20 dB	Dormitorio
Zona de ruidos tolerables.	30 dB	Ruido normal de una habitación, violín a una distancia de 3.5 metros.
	50 dB	Oficina, restaurante relativamente tranquilo.
	60 dB	Conversación animada, música ambiental.
Ruidos molestos	70 dB	Sala de mecanógrafos.
	80 dB	Calle muy animada, aparato radiofónico a volumen alto.
	90 dB	Fábrica, instrumentos de metal, y tambor a 10 m.
	100 dB	Alrededor de un aeropuerto.

Las frecuencias comprendidas entre 1000 Hz y 6000 Hz aproximadamente, son las que percibimos con mayor regularidad, cualquiera que sea la intensidad. El oído favorece particularmente esta gama, a las que se denominan frecuencias medidas.

La gama de frecuencias medidas cubre la voz humana y una gran parte del espectro sonoro de los instrumentos musicales. Las emisoras radiofónicas ordinarias apenas sobrepasan los 5000 Hz.

2.2. FUNCIONES EN TIEMPO Y FRECUENCIA.

Las señales senoidales son importantes en el análisis de los sistemas de comunicación, tales señales $f(t)$ pueden representarse con una función en el tiempo por la ecuación.

$$f(t) = A \cos(\omega t + \theta)$$

Ecuación 2.1.

Donde:

A = es la amplitud

θ = es la fase

ω = es la rapidez del cambio de fase o frecuencia de la sinusoides en radianes por segundo.

f = también se puede expresar en ciclos por segundo (Hz), donde $\omega = 2\pi f$.

El principio de los métodos de Fourier para el análisis de señales es descomponerlas todas en sumatorias de componentes senoidales. Esto proporciona la descripción de una señal dada, en términos de frecuencias senoidales.

En el espectro de Fourier intervienen los parámetros τ y T. Se tienen que fijar τ y variar el periodo T. Al crecer T ocurren dos cosas: (1) la amplitud del espectro decrece como $1/T$ y (2) el espaciamiento de las líneas decrece como $2\pi/T$. A medida que el periodo T crece, la frecuencia fundamental se hace menor y el espectro de frecuencias más denso, mientras la amplitud de cada componente de frecuencias decrece. Sin embargo, la forma del espectro no cambia al variar T.

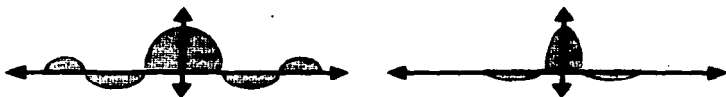


Figura 2.3. (a) Espectros de amplitud para valores de τ/T , con τ fija.

(b) Espectros de amplitud para valores de τ/T , con T fija.

2.3. TRANSFORMADA DE FOURIER.

La Transformada de Fourier es la presentación en el dominio de la frecuencia de una determinada función, la transformada de Fourier en el dominio de frecuencia contiene exactamente la misma información que la representación en el dominio del tiempo.

La transformada de Fourier esta definida por la expresión:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad \text{Ecuación 2.2.}$$

Si existe la integral para cada valor del parámetro f , entonces la ecuación 2.2. define $H(f)$ la transformada de Fourier de $h(t)$ nombra una variable del tiempo y $H(f)$ nombra una variable de frecuencia, t es tiempo y f es frecuencia.

De igual manera se tiene la Transformada de Fourier Inversa que hace el cambio de representación del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo con la siguiente expresión:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{-j2\pi ft} df \quad \text{Ecuación 2.3.}$$

2.4 EL TEOREMA DEL MUESTREO.

Las señales que aportan información se deben conseguir, ya sea en forma analógica o en forma digital o discreta. Se tienen que determinar que condiciones influyen para convertir una señal analógica en discreta, o viceversa, sin perder información. En enlace entre la señal analógica y la correspondiente señal discreta lo proporciona el teorema del muestreo que dice:

Una señal de banda limitada sin componentes espectrales por encima de una frecuencia de B Hz se determina unívocamente por sus valores equidistantes a intervalos no mayores de $1/(2B)$ segundos. Esta es una condición suficiente para que una señal analógica pueda ser totalmente reconstruida a partir de un conjunto de muestras discretas uniformemente espaciadas.

Para muestrear se necesita un intervalo T dado por:

$$T = \frac{1}{28}$$

Ecuación 2.4.

Sin embargo, si el intervalo de muestreo T se hace ligeramente mayor al de la ecuación 2.4. las densidades espectrales se solapan y la señal original no puede restaurarse filtrándola muestreada. Para intervalo, debe procurarse que

$$T < \frac{1}{28}$$

Ecuación 2.5.

El intervalo de muestreo T dado en la ecuación 2.5, se llama *intervalo de Nyquist*

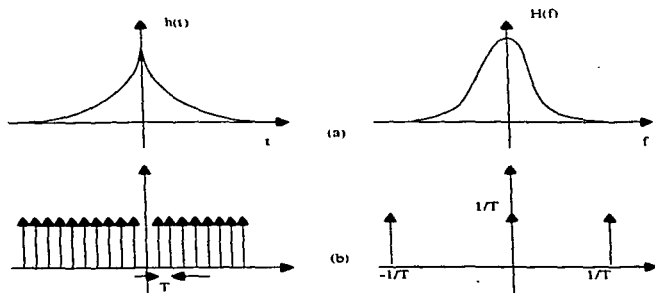
2.5. TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER.

Análisis gráfico de la transformada discreta de Fourier

Interpretando la figura 2.4. se tiene que para determinar la transformada de Fourier de $h(t)$ por técnicas de análisis digital, es necesario muestrear $h(t)$, el muestreo se consigue por la multiplicación de $h(t)$ por la función del tren de pulsos ilustrado en (b), el intervalo de muestreo es T , la función muestreada $h(t)$ y su transformada de Fourier

es ilustrada en (c). Este par de transformadas de Fourier representa la primera modificación del primer par, la cual es necesario definir en la transformada discreta. Note que en este punto la transformada modificada difiere de la original únicamente por el efecto que resulta del muestreo. Si la señal $h(t)$ es muestreada a una frecuencia de por lo menos 2 veces la frecuencia máxima de $h(t)$, de modo que no se pierda información, para reducir este error se tiene el recurso con muestreo rápido con T más pequeña.

En (c) como se puede apreciar no se puede trabajar con la computadora por la infinidad de muestras de $h(t)$ es considerable, es necesario truncar la función $h(t)$ muestreada para que se tenga únicamente un número finito de puntos N .



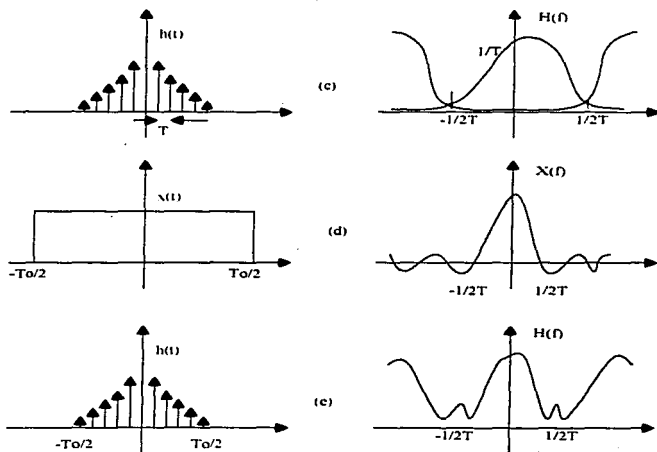


Figura 2.4. Justificación gráfica de la Transformada Discreta de Fourier

El producto de la secuencia infinita de impulsos de $h(t)$ y la función de truncación da una longitud en tiempo ilustrada en (e) dando como resultado la segunda modificación a la señal obteniendo un intervalo de muestras.

El par de transformadas modificadas en (e) no se acepta como la transformada discreta de Fourier porque la transformada en frecuencias es una función continua, en la que solo los valores

muestreados pueden ser computados, es necesario modificar el resultado en frecuencia por medio de una función de muestreo donde el intervalo de frecuencia de muestreo es $1/T$.

La transformada Discreta de Fourier es aceptable para propósitos computacionales debido a que ambos dominios, tiempo y frecuencia, son representados por valores discretos. La función de tiempo original es aproximada por N muestras, la transformada de Fourier original $H(f)$ en frecuencia es también aproximada en N muestras.

2.5.1. DESARROLLO DE LA TRANSFORMACIÓN DISCRETA DE FOURIER.

El incremento del uso de métodos digitales para computadoras y para aplicaciones de procesamiento de señales ha resultado en un incremento del uso de esta versión de la transformada de Fourier.

Permitir una secuencia de N muestras equidistantes sobre el intervalo $(0,NT)$ será representada por:

$$F(kT) = f(0), f(T), f(2T), \dots, f[(N - 1)T]$$

La transformada discreta de Fourier (T_{DF}) es definida como la secuencia de N muestras complejas en el dominio de la frecuencia dado por

$$F_D(n\Omega) = \sum_{k=0}^{N-1} f(kT) e^{jn\Omega kT} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad \text{Ecuación 2.6.}$$

Donde:

$$\Omega = 2\pi/(NT)$$

Nótese que $\Omega T = 2\pi/n$ y que Ω y T no aparecen explícitos en la TDF. Estos parámetros entran sólo como factores de escala para interpretar los resultados y no son necesarios en los pasos de la computación.

Al hacer la aproximación numérica de la transformada de Fourier. Es necesario restringir el intervalo de observación para una longitud finita. Por lo tanto nos permite definir la función truncada $f(t)$ en términos de $f(t)$ por

$$f(t) = \begin{cases} f(t) & 0 \leq t \leq NT \\ 0 & \text{otro} \end{cases} \quad \text{Ecuación 2.7.}$$

La transformada de Fourier, $F(\omega)$, de esta función truncada es

$$\tilde{f}(t) = \int_0^{NT} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{Ecuación 2.8.}$$

Haciendo los cambios de variables $\omega \rightarrow n\Omega, t \rightarrow kT, dt \rightarrow T$, podemos aproximar la ecuación 2.8. por

$$F(n\Omega) \cong \sum_{k=0}^{N-1} f(kT) e^{-i\Omega T n k} T. \quad \text{Ecuación 2.9.}$$

Las ecuaciones 2.6. y 2.9. muestran que

$$F(\omega) \Big|_{\omega=n\Omega} \cong FT_p(n\Omega) \quad \text{Ecuación 2.10.}$$

De la comparación con la transformada continua de Fourier, muestra que las dos son análogas si:

- La señal $f(t)$ se trunca para el intervalo $(0, NT)$
- Dentro de este intervalo la señal $f(t)$ aparece como una secuencia de V valores equidistantes; y
- El intervalo es extendido periódicamente produciendo las frecuencias armónicas $n\Omega = 2\pi n / (NT)$.

Nótese que la segunda condición implica que los espectros de frecuencia calculados son períodos con período de $N\Omega$. Para demostrar esto, considérese el cálculo de $F_p(n\Omega)$ para $n > rN$, siendo r un entero, tal que $n = rN + n_1$, $n_1 < N$. Aplicando esto a la ecuación 2.6., obtenemos

$$F_D[(rN+n_1)\Omega] = \sum_{k=0}^{N-1} f(kT) e^{-j\Omega T(rN+n_1)k}$$

Pero podemos hacer $e^{-j\Omega T r N} = e^{-j2\pi n_1} = 1$ de forma que

$$F_D[(rN+n_1)\Omega] = \sum_{k=0}^{N-1} f(kT) e^{-j\Omega T n_1 k} = F_D(n_1\Omega) \quad \text{Ecuación 2.11.}$$

O sea que cualquier valor de F para $n > N$ puede ser expresado en términos de un argumento menor n_1 , donde $n_1 = n \text{ módulo de } N$. En otras palabras, $F_D(n\Omega)$ es periódica con periodo $n\Omega$.

Debido a la periodicidad de $F_D(n\Omega)$, la exactitud del cálculo de la transformada continua de Fourier es afectada por la superposición al usar la FDT. Estos efectos análogos pueden ser minimizados mediante una razón de muestreo alta.

Los coeficientes de la serie exponencial de Fourier pueden calcularse usando la TDF multiplicando después por $1/N$. El coeficiente de mayor frecuencia que puede determinarse corresponde a $n=N/2$, o $(N/2)\Omega = (2T)^{-1} \text{Hz}$. Esto concuerda con el teorema del muestreo.

Por analogía, la transformada inversa de Fourier discreta, TIDF es

$$F(KT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} FD(n\Omega) e^{j2\pi kn} \quad \text{Ecuación 2.12.}$$

Las propiedades de la TDF son análogas a las de la transformada de Fourier continua con ciertas restricciones. Por ejemplo, la TDF del producto da las TDF's de dos secuencias, las cuales son las convoluciones de las mismas. Sin embargo. El resultado de la convolución es periódica. De hecho, debido a que la TIDF es básicamente de la misma forma de la TDF, todas las funciones que tienen una TDF se extienden conveniente de reducir los efectos de la periodicidad es agregar ceros como puntos adicionales de muestreo a la secuencia. Estos ceros son llamados "ceros de aumento" y se colocan al final de la secuencia. Esto reduce el espaciamiento de las frecuencias armónicas y los efectos de superposición en una forma de onda determinada a expensas de mayor tiempo de computo.

Si asumimos que los datos son muestreados con los enteros $k=0, 1, 2, \dots (N-1)$, cuando una transformada continua se aproxima por la TDF, pueden asignarse muestras para valores negativos del tiempo al intervalo $(N/2, N)$. las relaciones de simetría resultantes aparecen en la figura 2.5.

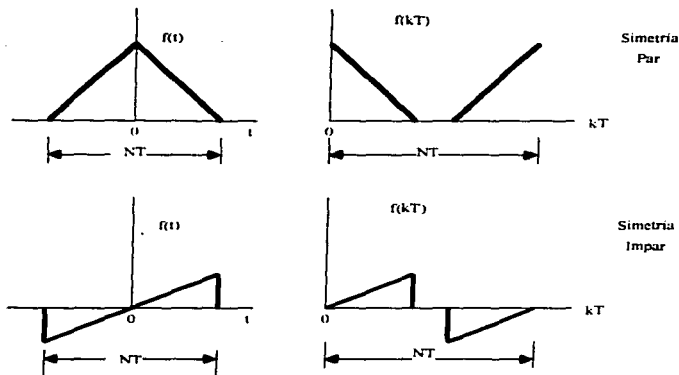


Figura 2.5. Relaciones de simetría

Si se usan ceros de aumento, pueden agregarse simétricamente con respecto a $k = N/2$. En el dominio de las frecuencias discretas rigen relaciones de simetría análogas, salvo que los componentes de frecuencia negativa y positiva, son conjugados complejos para valores $f(t)$ reales.

Con frecuencia nos interesamos en hacer una estimación lo mejor posible de los componentes de la frecuencia de $F(\omega)$ basándonos en los datos del intervalo $(0, NT)$. Para funciones de duración finita, es posible escoger el intervalo de computación de forma que corresponda

a (o sea mayor) la duración de la función $f(t)$, otro caso de interés es cuando el intervalo de computación es sólo una porción de la duración de $f(t)$. para investigar algunos efectos de este truncamiento de $f(t)$, la ecuación 2.6. se escribe como

$$F(\omega) = \int_{-NT/2}^{NT/2} f(t) \text{rect}[t/NT] dt \quad \text{Ecuación 2.13.}$$

Escrita de esta forma, el truncamiento puede verse como una ventana que permite observar sólo un intervalo finito de $f(t)$. De ahí que estas funciones, como la segunda en la integral de la ecuación 2.13. se llaman *funciones ventana*.

La ecuación 2.13. también puede ser expresada como una convolución en frecuencias.

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} [F(\omega)] \otimes [NT \text{Sa}(\omega NT/2) e^{-j\omega NT/2}] \quad \text{Ecuación 2.14.}$$

Idealmente el segundo término entre corchetes en la ecuación 2.14. debe ser una función impulso para dar una medida correcta de $F(\omega)$. Sin embargo, esto requiere que $(NT) \rightarrow \infty$ por lo que no es una alternativa práctica.

Para una longitud finita definida NT , una cantidad de interés mínima separación medible entre componentes de frecuencia. Esta

separación mínima es llamada resolución de las frecuencias en la estimación de $F(\omega)$ en $T(\omega)$. Si dos componentes de frecuencia adyacentes tienen amplitudes iguales, la resolución de frecuencias se fija simplemente por la longitud definida NT.

$$\Delta\Omega = 2\pi/(NT)$$

Ecuación 2.15.

Si los dos componentes tienen amplitudes, también es necesario que la transformada de Fourier de la función ventana decrezca rápidamente para $\omega \neq 0$. El $\text{sen}x/x$ correspondiente a la ventana rectangular es relativamente pobre a este respecto dado que la cresta principal (esto es, cerca de $\omega = 0$) tiene magnitud unitaria y la siguiente tiene una magnitud pico de 0.217 (esto es, -13 dB). Por lo tanto, los componentes de frecuencia adyacentes cuyas magnitudes difieran aproximadamente en más de cinco, pueden ser indistinguibles aún cuando se satisfaga la ecuación 2.15.

Una solución es escoger una función ventana que trunque a $f(t)$ y cuya transformada de Fourier tenga crestas laterales bajas. Esto ha sido objeto de muchas investigaciones y no existe una solución ideal. Una simple aunque efectiva función ventana es la de Hamming.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{2\pi}{NT} \right) & |f| < NT/2 \\ 0 & |f| > NT/2 \end{bmatrix}$$

Ecuación 16

Su transformada de Fourier de la ventana Hamming tiene crestas laterales más bajas que las de la ventana rectangular, a cambio de una cresta principal más amplia y alguna atenuación. Estos compromisos son típicos, en grados diferentes, de las diferentes funciones ventana comúnmente usadas en la práctica.

La transformada Discreta de Fourier definida como:

$$G\left(\frac{n}{NT}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} g(kT) e^{j2\pi k n / N}$$

$$n=0, 1, \dots, N-1$$

La expresión relaciona N muestras de tiempo y N muestras de frecuencia. Si se asume que las N muestras de la función original $h(t)$ es un periodo de la onda periódica, la Transformada de Fourier de esta función periódica es dada por las N muestras.

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{j2\pi k n / N}$$

La transformada Inversa Discreta de Fourier esta definida como:

Para el par de transformadas discretas se tiene que cumplir con

- La función en el tiempo $h(t)$ debe ser periódica.
- $h(t)$ debe ser de banda limitada.
- El intervalo de muestreo debe ser al menos 2 veces la componente de frecuencias máxima.
- La función de trincar $x(t)$ debe ser no-cero exactamente un periodo (o un entero múltiple del período) de $h(t)$.

2.6. LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER.

La transformada rápida de Fourier (FFT) es simplemente un algoritmo que puede computar la transformada discreta de Fourier mucho más rápido que otros algoritmos.

2.6.1. FORMULACIÓN DE LA MATRIZ.

Considerando la transformada de Fourier

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_0(k) e^{-j2\pi k n / N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad \text{Ecuación 2.17.}$$

Donde representamos kT por k y n/NT por n , debido a la conveniencia de notación. Notamos que la ecuación 2.17. describe el

cálculo computacional de N ecuaciones. Por ejemplo, si $N=4$ y si dejamos.

$$W = e^{-j2\pi/N}$$

Ecuación 2.18.

Entonces 2.17. puede escribirse como:

$$X(0) = X_0(0)W^0 + X_0(1)W^0 + X_0(2)W^0 + X_0(3)W^0$$

$$X(1) = X_0(0)W^0 + X_0(1)W^1 + X_0(2)W^2 + X_0(3)W^3 \quad \text{Ecuación 2.19.}$$

$$X(2) = X_0(0)W^0 + X_0(1)W^2 + X_0(2)W^4 + X_0(3)W^6$$

$$X(3) = X_0(0)W^0 + X_0(1)W^3 + X_0(2)W^6 + X_0(3)W^9$$

Las ecuaciones 2.19. pueden ser representadas en forma matricial

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0(0) \\ X_0(1) \\ X_0(2) \\ X_0(3) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.20.}$$

O más compactamente

$$X(n) = W^{nk} X_0(k)$$

Ecuación 2. 21.

Examinando 2.21. revela que W y $X_0(k)$ posiblemente con complejos, entonces N^2 multiplicaciones complejas y $(N)(N-1)$ sumas complejas, son necesarias para el cálculo de la matriz requerida. El

éxito del algoritmo FFT es el hecho que reduce el número de multiplicaciones y sumas necesarias para el cálculo de 2.20.

Para ilustrar el algoritmo de la FFT. Es conveniente escoger el número de puntos de muestreo de $X_0(k)$, de acuerdo a la relación $N=2^\gamma$, donde γ es un entero. Desarrollos posteriores han hecho a un lado esta restricción. Retomando la ecuación 2.6.1-4 los resultados posteriores a escoger $N=4=2^2=2^2$, por lo tanto podemos aplicar la FFT para el cálculo de 2.20.

El primer paso en el desarrollo del algoritmo FFT es escribir 2.20. como:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^1 & W^2 & W^3 \\ 1 & W^2 & W^0 & W^2 \\ 1 & W^3 & W^2 & W^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0(0) \\ X_0(1) \\ X_0(2) \\ X_0(3) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.22.}$$

La matriz 2.22. es derivada de la 2.20. al usar la relación $W^{nk \bmod(N)}$. En el que $[nk \bmod(N)]$ es el residuo de la división de nk por N ; si $N=4$, $n=2$ y $k=3$ entonces

$$W^6 = W^2$$

$$\text{Ecuación 2.23.}$$

ya que

$$w^{nt} = w^o = \exp\left[\left(\frac{-j2\pi}{4}\right)(6)\right] = \exp[-j3\pi] = \exp[-j\pi] = \exp\left[\left(\frac{-j2\pi}{4}\right)(2)\right] = w^2 w^{nt \bmod 4}$$

Ecuación 2.24.

El segundo paso en el desarrollo es factorizar la matriz cuadrada 2.24. como sigue:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(2) \\ X(1) \\ X(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & W^0 & 0 & 0 \\ 1 & W^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & W^1 \\ 0 & 0 & 1 & W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & W^0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^0 \\ 1 & 0 & W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_o(0) \\ X_o(1) \\ X_o(2) \\ X_o(3) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.25.}$$

El método de factorización esta basado en la teoría del algoritmo FFT, el cual muestra que las multiplicaciones de las dos matrices cuadradas de 2.25. dan como resultado la matriz cuadrada 2.22., con excepción de que las filas 1 y 2 han sido intercambiadas (las filas son numeradas 0, 1, 2, 3). Nótese que el intercambio ha sido tomado en cuenta en la ecuación 2.25., para reescribir el vector columna $X(n)$; permitiendo el intercambio de filas en el vector que será denotado por:

$$\overline{X(n)} = \begin{bmatrix} X(0) \\ X(2) \\ X(1) \\ X(3) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.26.}$$

Esta factorización es la llave para la eficacia del algoritmo FFT. Habiendo aceptado el hecho de que 2.25. es correcto, aunque los resultados están desacomodados, debemos examinar el número de multiplicaciones requeridas para el cálculo de la ecuación. Primero ponemos

$$\begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ x_1(2) \\ x_1(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & W^0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^0 \\ 1 & 0 & W^{-2} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^{-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_o(0) \\ X_o(1) \\ X_o(2) \\ X_o(3) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.27.}$$

Esto es, el vector columna $x_1(k)$ es igual al producto de las dos matrices a la derecha de la ecuación 2.25.

El elemento $x_1(0)$, es calculado por una multiplicación compleja y una suma compleja (W^0 no esta reducido a la unidad para desarrollar un resultado generalizado).

$$x_1(0) = x_o(0) + W^0 x_o(2) \quad \text{Ecuación 2.28.}$$

El elemento $x_1(1)$, también esta determinado por una multiplicación y una suma complejas. Solo una suma compleja es requerida para calcular $x_1(2)$. Esto se debe al hecho que $W^0 = W^2$, de ahí.

$$\begin{aligned}x_1(2) &= x_0(0) + W^2 x_0(2) \\ &= x_0(0) - W^0 x_0(2)\end{aligned}$$

Ecuación 2.29.

Donde la multiplicación compleja $W^0 x_0(2)$ ya ha sido calculada en la determinación de $x_1(0)$ (ecuación 2.28.). Por el mismo razonamiento, $x_1(3)$ es calculado por solo una suma compleja y sin multiplicaciones. El vector intermedio $x_1(k)$ es determinado entonces por 4 sumas complejas y 2 multiplicaciones complejas. Completando el cálculo de 2.24.

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(2) \\ X(1) \\ X(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_2(0) \\ X_2(1) \\ X_2(2) \\ X_2(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & W^0 & 0 & 0 \\ 1 & W^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & W^1 \\ 0 & 0 & 1 & W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(0) \\ X_1(1) \\ X_1(2) \\ X_1(3) \end{bmatrix}$$

Ecuación 2.30.

El término $X_2(0)$ esta determinado por una multiplicación y una suma complejas.

$$x_2(0) = x_1(0) + W^0 x_1(1)$$

Ecuación 2.31.

El elemento $x_2(1)$ es calculado por una suma debido a que $W^0 = W_2$. Por razones similares, $x_2(2)$ es determinada por una multiplicación y una suma compleja y $x_2(3)$ por una sola suma.

El computo de $X(n)$, por definición de la ecuación 2.25. requiere un total de 4 multiplicaciones y de 8 sumas complejas, el cálculo de $X(n)$ por 2.25. necesita de 60 multiplicaciones y 12 sumas complejas. Note que el proceso de factorización de la matriz, introduce ceros dentro de los factores de las matrices y, como resultado, reduce el número de multiplicaciones. Para este ejemplo, el proceso de factorización reduce el número de multiplicaciones en un factor de dos. El tiempo de cálculo computacional esta gobernado por el número de multiplicaciones.

Para $N=2^y$ el algoritmo FFT es entonces simplemente un procedimiento para factorizar una matriz $N \times N$ en y matrices tales que cada uno de los factores de las matrices, tienen la propiedad especial de minimizar el número de sumas y multiplicaciones complejas. Si extendemos los resultados del ejemplo anterior, notamos que la FFT necesita $Ny/2=4$ multiplicaciones complejas y $Ny=8$ sumas complejas, mientras que el método directo (ecuación 2.25.) requiere N^2 multiplicaciones complejas y $N(N-1)$ sumas complejas. Si asumimos que el tiempo de computo es proporcional al número de multiplicaciones, entonces la taza aproximada del método directo a la FFT en tiempo de computo, esta dada por.

$$\frac{N^2}{Ny/2} = \frac{2N}{y}$$

Ecuación 2.32.

En la cual para $N=1024=2^{10}$ es una reducción de tiempo de computo de más de 200 a 1.

El procedimiento de factorización de la matriz introduce una discrepancia retomando que el cálculo de la ecuación 2.6.25 produce $X(n)$ en vez de $X(n)$; esto es

$$\overline{X(n)} = \begin{bmatrix} X(0) \\ X(2) \\ X(1) \\ X(3) \end{bmatrix} \text{ en vez de } X(n) = \begin{bmatrix} X(0) \\ X(2) \\ X(1) \\ X(3) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.33.}$$

Este acomodamiento es inherente en el proceso de factorización y es un problema menor, por lo que es fácil generalizar una técnica para reacomodar $X(n)$ y obtener $X(n)$. Escribiendo $X(n)$, reemplazando el argumento n con los binarios equivalentes.

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(2) \\ X(1) \\ X(3) \end{bmatrix} \text{ obtenemos } \begin{bmatrix} X(00) \\ X(10) \\ X(01) \\ X(11) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.34.}$$

Obsérvese que si los argumentos binarios de 2.34. son reemplazados o invertidos, entonces.

$$\overline{X(n)} = \begin{bmatrix} X(00) \\ X(10) \\ X(01) \\ X(11) \end{bmatrix} \text{ Reemplazando a } \begin{bmatrix} X(00) \\ X(01) \\ X(10) \\ X(11) \end{bmatrix} = X(n) \text{ Ecuación 2.35.}$$

Con esto es fácil desarrollar un resultado generalizado para un reacomodamiento de la FFT.

Para N mayor que 4, es difícil describir el proceso de factorización análogo a la ecuación 2.35. Por esta razón, interpretamos 2.35. en una forma gráfica. Usando esta formulación gráfica podemos describir suficientes generalidades para desarrollar un diagrama de flujo para un programa de computadora.

CAPÍTULO III. FILTROS.

Objetivo:

Mencionar las principales características de los diferentes tipos de Filtros Digitales, así como el proceso que existe para convertir una señal de analógica a digital.

CAPÍTULO III. FILTROS.

Los filtros son particularmente una importante clase de sistemas lineales invariantes en el tiempo, estrictamente hablando. El término filtro selector de frecuencia sugiere un sistema que pasa ciertos componentes de ella, y rechaza totalmente otras, pero en un contexto más amplio, cualquier sistema que modifica ciertas frecuencias a otras es también llamado filtro.

El diseño de filtros contiene los siguientes estados:

1. La especificación de las propiedades del sistema.
2. La aproximación de las especificaciones usando un sistema causal de tiempo discreto, y
3. La realización del sistema.

Aunque estos tres pasos no son independientes, el primero depende altamente de la aplicación y el tercero de la tecnología que se usará en la implementación. El filtro deseado es comúnmente realizado mediante un cálculo digital y usado para filtrar una señal que es derivada de una señal en tiempo continuo por definición del periodo de muestreo seguido por una conversión analógica - digital. Por esta razón, ha llegado a ser común referirse a los filtros de tiempo discreto como filtros digitales.

Cuando un filtro en tiempo discreto es usado en procesamiento de señales de tiempo continuo en la configuración de la figura 3.1, las especificaciones para ambos filtros, el de tiempo continuo y el de tiempo discreto, son datos típicamente en el dominio de la frecuencia. Esto es común para filtros de frecuencia selectiva, tales como pasa bajas, pasa bandas y pasa altas.



Figura 3.1. Sistema básico para tiempo discreto filtrando señales de tiempo continuo

Si un sistema de tiempo discreto es usado como en la figura 3.1., además si la entrada es una banda limitada y la frecuencia de muestreo es suficientemente alta para evitar superposiciones. Entonces el sistema completo funcionará como un sistema lineal invariante en el tiempo, con respuestas de frecuencia en forma continua.

$$H_{ef}(\Omega) = \begin{cases} H(e^{j\Omega T}) & |\Omega| < \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\Omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad \text{Ecuación 3.1}$$

En tales casos, este es fácil convertir de las especificaciones del filtro de tiempo continuo a especificaciones del discreto a través de la relación $\omega = \Omega T$. Esto es $H(e^{j\omega})$ especificado sobre un periodo por la ecuación.

$$H(e^{j\omega}) = H_{\text{eff}}\left(j\frac{\omega}{T}\right), |\omega| < \pi \quad \text{Ecuación 3.2.}$$

Por ejemplo considerando un filtro pasa bajas usando la configuración de la figura 3.1, donde la velocidad de muestreo es 10^4 muestras / s ($T = 10^{-4}$ s), la ganancia $|H_{\text{eff}}(j\Omega)|$ deberá estar entre ± 0.01 (0.086 dB) de unidad, (cero dB) en la banda de frecuencia de 2π (3000) $\leq \Omega$.

Cada especificación $|H_{\text{eff}}(j\Omega)|$ puede explicarse en la figura 3.2a. donde los límites del error de aproximación son indicados por las líneas horizontales sombreadas. En este ejemplo los parámetros de la figura 3.2. deberán ser.

$$\delta_1 = 0.01 (20 \log_{10} (1 + \delta_1) = 0.086 \text{ dB}).$$

$$\delta_2 = 0.01 (20 \log_{10} \delta_2 = -60 \text{ dB}).$$

$$\Omega_p = 2\pi (2000).$$

$$\Omega_s = 2\pi (3000).$$

Debido a que la velocidad de muestreo es 10^4 muestras/s, la ganancia ideal del sistema es igual a cero para valores arriba de $\Omega = 2\pi$ (5000), esperados para el convertidor ideal de discreto a continuo (D / C).

Los esquemas de tolerancia para filtros digitales con mostrados en la figura 3.2b. Esta es la misma que la figura 3.2a. excepto que es trazada como una función de frecuencia normalizada ($\omega = \Omega T$) y esta necesita solo ser dibujada en el rango $0 \leq \omega \leq \pi$, ya que el resto es supuesto de propiedades simétricas (asumiendo que $h[n]$ es real) y la periodicidad $H(e^{j\omega})$ también. De la ecuación 3.2b. obtenemos el pasa banda, dentro del cual la magnitud de la respuesta de frecuencia deberá aproximarse a la unidad con un error de $\pm\delta_1$, y es

$$(1 - \delta_1) \leq |H(e^{j\omega})| \leq (1 + \delta_1), \quad |\omega| \leq \omega_p$$

Donde, para el ejemplo $\delta_1 = 0.01$ y $\omega_p = 2\pi$ (2000) $\cdot 10^{-4} = 0.4\pi$ radianes. La otra aproximación de banda es el rechaza banda, en la cual la magnitud de la respuesta debe aproximarse a cero con un error menor que δ_2 :

$$|H(e^{j\omega})| \leq \delta_2, \quad \omega_s \leq |\omega| \leq \pi$$

En este ejemplo, $\delta_2 = 0.001$ y $\omega_s = 2\pi (3000) \cdot 10^{-4} = 0.6 \pi$ radianes. La frecuencia de corte del pasa banda ω_p y la rechazada banda ω_s , están dados en términos del plano Z. Para aproximar un filtro ideal pasa bajas de esta forma con un sistema realizable, debemos proveer una transición de banda, de ancho $(\omega_s - \omega_p)$, diferente de cero en el cual la magnitud de la respuesta cambia suavemente del pasa banda al rechaza banda.

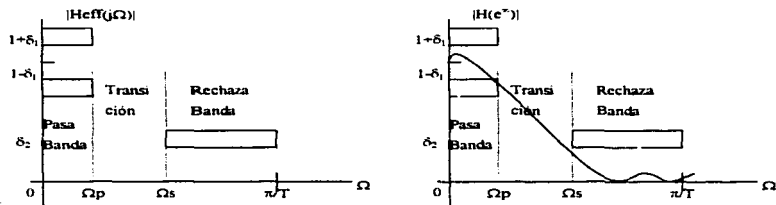


Figura 3.2 (a) Especificaciones para una respuesta de frecuencia del sistema de la figura 3.1 para el caso del filtro pasa bajas. **(b)** Especificaciones correspondientes para el sistema en tiempo discreto.

Hay muchas aplicaciones en las señales de tiempo discreto que son filtradas y que no son derivadas de una señal de tiempo continuo, existe una variedad de significados a cerca del muestreo periódico para representar señales de tiempo continuo en términos de secuencias.

Muchos filtros usados en la práctica son especificados por un esquema de tolerancia similar al de la figura 3.2., sin otras restricciones en la fase de respuesta que esta, implícitamente por requerimientos de estabilidad. Para los filtros de respuesta al impulso infinito (RII), los polos de la función del sistema deben hallarse dentro del círculo unitario, similarmente en los filtros de respuesta al impulso finito (RIF), impondremos las restricciones de la fase lineal. Esta cambiará la fase de las consideraciones en el proceso de diseño.

El diseño de filtros RII implica aproximaciones por medio de una función racional de Z , mientras el diseño de filtros RIF implica aproximadamente polinomiales.

3.1. RESPUESTA AL IMPULSO INFINITO (RII).

El tradicional enfoque para el diseño de filtros RII envuelve la transformación de un filtro de tiempo continuo a uno de tiempo discreto conociendo sus especificaciones iniciales. Esto es razonable por lo siguiente:

El diseño de los filtros RII en tiempo continuo esta altamente desarrollado y después de útiles resultados pueden llevarse a cabo. Esta es una ventaja para el uso de procedimientos de diseño ya desarrollados para filtros de tiempo continuo.

Muchos métodos útiles de filtros RII tienen relativamente formas aproximadas de fórmulas de diseño. Por lo tanto, los métodos para diseño de filtros RII basados en tales fórmulas estándares de tiempo continuo son fáciles de obtener.

Los métodos de aproximación estándar que trabajan bien para el tiempo continuo, nos llevan a simples fórmulas de diseño cuando estos son aplicados directamente al caso del de los filtros RII en tiempo discreto.

El echo de que el diseño de filtros en tiempo continuo pueda ser mapeado al tiempo discreto, esta totalmente desligado e independiente, si los filtros discretos son usados con la configuración básica, para procesar señales de tiempo continuo. El filtro en tiempo continuo en el cual la aproximación basada puede tener una respuesta de frecuencia que es bastante diferente a la frecuencia de respuesta efectiva cuando el filtro en tiempo discreto es usado como en configuración básica.

Al diseñar un filtro discreto transformado un prototipo del filtro en tiempo continuo, las especificaciones de este son obtenidas por una transformación de las mismas para el filtro deseado. La función del $H_c(s)$ o respuesta al impulso $h_c(t)$ del filtro en tiempo continuo es entonces obtenido a través de los métodos de aproximación establecidos, usados para el diseño de los filtros en tiempo continuo, la

función $H(Z)$ o respuesta al impulso $h[n]$ para filtros en tiempo discreto se obtienen aplicando a $Hc(s)$ o $h(f)$ una transformación.

Tales transformaciones generalmente requieren las propiedades esenciales de la frecuencia de respuesta del filtro resultante. Especialmente, esto implica que queremos el eje imaginario del plano s para mapear en el círculo unitario del plano z . Una segunda condición es que un filtro en tiempo continuo establece deberá ser transformado a un filtro en tiempo discreto estable. Esto significa que si el sistema continuo tiene polos solo en la mitad izquierda del plano s , entonces el filtro en tiempo discreto debe tener polos solo dentro del círculo unitario.

3.1.1. FILTRO POR IMPULSO INVARIANZA.

En el contexto del diseño de filtros podemos pensar en el impulso invarianza como un método para obtener un sistema discreto en el cual la frecuencia de respuesta es determinada para la frecuencia de respuesta de un sistema continuo.

En el procedimiento de diseño por el impulso invarianza para transformar filtros continuos a discretos, la respuesta al impulso del filtro discreto es escogido como muestras espaciadas iguales a las del filtro continuo.

$$h[n] = T_d h_c(nT_d)$$

Ecuación 3.3.

Donde T_d representa un intervalo de muestreo, aún si el filtro es usado en configuración básica, el diseño del periodo de muestreo T_d no necesita ser el mismo periodo de muestreo T asociado con la conversión Continuo / Discreto y Discreto / Continuo.

Continuo usamos el impulso invarianza para diseñar filtros con una respuesta de frecuencia especificada, en la que nos interesa la relación entre las respuestas de frecuencias de ambos filtros.



Figura 3.3. Ilustración de colisiones en el impulso invarianza

La respuesta de frecuencia del filtro discreto, obtenida a través de la ecuación 3.3. esta relacionada a la respuesta de frecuencia del filtro continuo por:

$$H(e^{jw}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_c(j \frac{w}{T_d} + j \frac{2\pi}{T_d} k)$$

Ecuación 3.4.

Si el filtro continuo es banda limitada, tenemos

$$H_c(j\Omega) = 0, |\Omega| \geq \frac{\pi}{T_d} \quad \text{Ecuación 3.5.}$$

Entonces

$$H(e^{j\omega}) = H_c\left(j\frac{\omega}{T_d}\right), |\omega| \leq \pi \quad \text{Ecuación 3.6.}$$

Las respuesta de frecuencia en ambos filtros están relacionadas por una escala lineal del eje de las frecuencias, por ejemplo, $\omega = \Omega T_d$. Desafortunadamente ningún filtro continuo práctico puede ser exactamente un filtro de banda limitada, y consecuentemente, la interferencia entre los términos sucesivos ocurre en la ecuación 3.4., causando superposiciones, como se ilustra en la figura 3.3. Sin embargo, si el filtro tiende a cero en frecuencias altas, las colisiones pueden ser significantes y un filtro útil en tiempo discreto puede resultar del muestreo de la respuesta de frecuencia de un filtro continuo.

3.1.2. TRANSFORMACIÓN BILINEAL.

Esta técnica evita el problema de la superposiciones, por medio de una transformación algebraica entre las variables s y z , esos mapas del eje entero $j\Omega$ en el plano s a una revolución del círculo unitario en

el plano z , después de $-\infty \leq \Omega \leq \infty$ se mapea en el rango $-\pi \leq \omega \leq \pi$, esta transformación debe ser no - lineal. Sin embargo el uso de esta técnica esta registrada a situaciones donde la torsión correspondiente del eje de la frecuencia es aceptable.

Con $H_c(s)$ denotamos la función continua y $H(z)$ la función del sistema discreto, la transformación bilineal corresponde a reemplazar s por

$$s = \frac{2}{Td} \left(\frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right) \quad \text{Ecuación 3.7.}$$

$$H(z) = H_c \left[\frac{2}{Td} \left(\frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right) \right] \quad \text{Ecuación 3.8.}$$

Como en el impulso invarianza, una muestra del parámetro Td es incluida en la definición de la transformación bilineal, debido a las propiedades algebraicas de la ecuación 3.3. Cuando estas especificaciones son mapeadas en tiempo continuo, entonces el filtro continuo es remapeado en uno discreto, el efecto de Td se cancelará.

Para desarrollar las propiedades de las transformaciones algebraicas de la ecuación 3.3., resolveremos por z para obtener.

$$Z = \frac{1 + (Td/2)s}{1 - (Td/2)s} \quad \text{Ecuación 3.9.}$$

Y sustituyendo $s = \sigma + j\Omega$ en la ecuación 2.7.1.1-3, obtenemos

$$Z = \frac{1 + \sigma Td/2 + \Omega Td/2}{1 - \sigma Td/2 - \Omega Td/2} \quad \text{Ecuación 3.10.}$$

Si $\sigma < 0$, entonces de la ecuación 3.10. tenemos que $|z| < 1$ para cualquier valor Ω . Similarmente, si $\sigma > 0$ entonces $|z| > 1$ para todo valor de Ω . Esto es, si un polo de $Hc(s)$ esta en la mitad izquierda del plano s , sus imágenes en el plano z estará dentro del círculo unitario.

Para mostrar que el eje $j\Omega$ del plano s es mapeado en el círculo unitario, sustituimos $s = j\Omega$ en la ecuación 3.9., obteniendo

$$Z = \frac{1 + \Omega Td/2}{1 - \Omega Td/2} \quad \text{Ecuación 3.11.}$$

De la ecuación 3.11. es claro que $|z| = 1$ para todos los valores de s en el eje $j\Omega$. Esto es, el eje mapeado dentro del círculo unitario, así la ecuación 3.11. toma la forma:

$$e^{j\omega} = \frac{1 + \Omega Td/2}{1 - \Omega Td/2} \quad \text{Ecuación 3.12.}$$

Para derivar una relación entre las variables ω y Ω . Esto es útil para regresar a la ecuación 3.1. y sustituir $z = e^{j\omega}$.

$$S = \frac{2}{Td} \left(\frac{1 - e^{-j\Omega}}{1 + e^{-j\Omega}} \right) \quad \text{Ecuación 3.13.}$$

O equivalentemente

$$S = \sigma + j\Omega = \frac{2}{Td} \left[\frac{2e^{-j\Omega/2} (j \sin \omega/2)}{2e^{-j\Omega/2} (j \cos \omega/2)} \right] = 2\pi \tan(\omega/2) \quad \text{Ecuación 3.14.}$$

Considerando las partes reales e imaginaria en ambos lados de la ecuación 3.14. nos lleva a las relaciones $\sigma = 0$ y

$$\Omega = \frac{2}{Td} \tan(\omega/2) \quad \text{Ecuación 3.15a.}$$

o

$$\omega = 2 \arctan(\Omega Td/2) \quad \text{Ecuación 3.15b.}$$

Estas propiedades de la transformación bilineal, como el mapeo del plano s al plano z son resumidas en las figuras 3.7. y 3.8., de la ecuación 3.15. y la figura 3.4. vemos que el rango de frecuencias $0 \leq \Omega \leq \infty$ mapeado a $0 \leq \omega \leq \pi$ mientras el rango $\infty \leq \Omega \leq 0$ mapeado en $-\pi \leq \omega \leq 0$. La transformación bilineal evita problemas de superposiciones

encontradas con el uso del impulso invarianza porque este mapea el eje imaginario entero del plano s dentro del círculo unitario en el plano z .

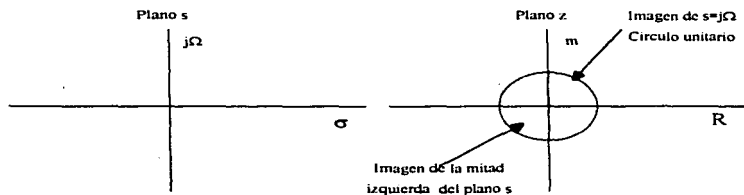


Figura 3.4. Mapeo del plano s en el plano z usando la transformación bilineal.

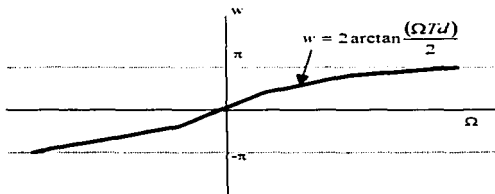


Figura 3.5. Mapeo del eje de la frecuencia continua en el círculo unitario por transformación bilineal

El precio pagado por esto, es la compresión no - lineal del eje de la frecuencia descrito en la figura 3.5. por consiguiente, el diseño del filtro discreto usando esta transformación es útil solo cuando esta compresión pueda ser tolerada o compensada. Por ejemplo, para diseñar un filtro pasa bajas, requerimos una aproximación a las características mostradas en la figura 3.6., seguramente ni en el caso del tiempo continuo como en el discreto es posible realizar un filtro de este tipo. En general, debemos tener una aproximación semejante a la respuesta de frecuencia, permitiendo una desviación de la unidad en el pasa banda y una desviación de cero en el rechaza banda con una transición de banda de ancho diferente de cero.

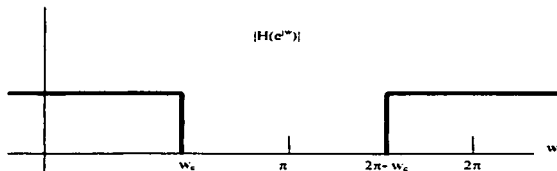


Figura 3.6. Respuesta en frecuencia de un filtro ideal pasa bajas

3.1.3. TRANSFORMACIONES DE FRECUENCIA DE UN FILTRO RII PASA BAJAS.

Los filtros de frecuencia selectiva de los tipos pasa bajas, pasa altas, pasa banda y rechaza banda pueden ser obtenidos de un filtro en tiempo discreto usando una transformación muy similar a la bilineal. Para ver como se hace, asumimos que tenemos un sistema con función pasas bajas $H_{lp}(Z)$ que queremos transformar a un nuevo sistema con función $H(z)$ el cual tiene también características pasa bajas, pasa altas, etc., cuando es evaluada en el círculo unitario. Nótese que asociamos la variable compleja Z con el prototipo del filtro pasa bajas y la variable compleja z con el filtro transformado, definiendo un mapeo del plano Z al plano z de la forma.

$$Z^{-1} = G(z^{-1})$$

Ecuación 3.16.

Tal que

$$H(z) = H_{lp}(Z) \Big|_{Z^{-1} = G(z^{-1})}$$

Ecuación 3.17.

En vez de expresar Z como una función de z , hemos asumido en la ecuación 3.16 que Z^{-1} es expresada como una función de z^{-1} . Así, de acuerdo con la ecuación 3.17, obteniendo $H(Z)$ de $H_{lp}(Z)$ reemplazando simplemente Z en todo $H_{lp}(Z)$ por la función $G(z^{-1})$. Esta es una

representación conveniente debido a que $H_{tp}(Z)$ es normalmente expresada en una función racional de Z^{-1} .

Si la función racional $H_{tp}(Z)$ del sistema es causal y estable, requerimos naturalmente que la transformada de la función $H(Z)$ sea una función racional de z^{-1} y que el sistema debe ser también causal y estable. Teniendo las siguientes restricciones en la transformación de $Z^{-1} = G(z^{-1})$:

1. $G(z^{-1})$ debe ser una función racional de z^{-1} .
2. La parte interior del círculo unitario del plano Z debe mapearse en el interior del círculo unitario del plano z .
3. El círculo unitario del plano Z debe ser mapeado en el círculo unitario del plano z .

Permitiendo a θ y ω ser las frecuencias variables en el plano Z y el plano z respectivamente, por ejemplo en los respectivos círculos unitarios $Z = e^{j\theta}$ y $z = e^{j\omega}$. Entonces para la tercera condición, debe ser cierto que:

$$e^{j\theta} = |G(e^{j\theta})| e^{j\angle G(e^{j\theta})} \qquad \text{Ecuación 3.18}$$

Y así

$$|G(e^{j\omega})| = 1 \quad \text{Ecuación 3.19.}$$

Por lo tanto, la relación entre la frecuencia variable es

$$-\theta = \angle G(e^{j\omega}) \quad \text{Ecuación 3.20.}$$

La forma más general de la función $|G(z^{-1})|$ que satisface los requerimientos anteriores es:

$$Z^{-1} = G(Z^{-1}) = \pm \prod_{i=1}^N \frac{Z^{-1} - \alpha_i}{1 - \alpha_i^* Z^{-1}} \quad \text{Ecuación 3.21.}$$

Es claro que $|G(z^{-1})|$ dado como en la ecuación 3.21. satisface la ecuación 3.19, y es sencillo demostrar que la ecuación se mapea en el círculo unitario del plano Z dentro del círculo unitario del plano z si y solo si $|\alpha_i| < 1$. Elijiendo valores apropiados par N y la constante a , una variedad de mapeos pueden ser obtenidos. La más simple transformación es la de un filtro pasa bajas a otro pasa bajas. Para este caso

$$Z^{-1} = G(Z^{-1}) = \frac{Z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha^* Z^{-1}} \quad \text{Ecuación 3.22.}$$

Si sustituimos $Z = e^{j\omega}$ y $z = e^{j\omega}$, obtenemos

$$e^{-j\theta} = \frac{e^{-j\omega} - \alpha}{1 - \alpha e^{-j\omega}}$$

Ecuación 3.23.

Del cual se deriva

$$w = \arctan \left[\frac{(1 - \alpha^2) \sin \theta}{2\alpha + (1 + \alpha^2) \cos \theta} \right]$$

Ecuación 3.24.

Esta relación es trazada en la figura 3.7. para diferentes valores de α , si el sistema original tiene una constante algo de cercana a la respuesta en frecuencia del pasa bajas con una frecuencia de corte θ_p , entonces el sistema transformado tendrá así mismo una respuesta similar al pasa bajas con frecuencia de corte ω_p determinado por α . Resolviendo para α en términos de θ_p y ω_p obtenemos.

$$\alpha = \frac{\sin((\theta_p - \omega_p)/2)}{\sin((\theta_p + \omega_p)/2)}$$

Ecuación 3.25.

Así, usando este resultado para obtener un filtro pasa bajas $H(z)$ con una frecuencia de corte ω_p de un filtro pasa bajas $H_{lp}(Z)$ ya realizado con una frecuencia de corte θ_p , usaremos la ecuación 3.25. para determinar la expresión.

$$H(Z) = H_{lp}(Z) z^{-1} = (z^{-1} - \alpha)/(1 - \alpha z^{-1})$$

Ecuación 3.26.

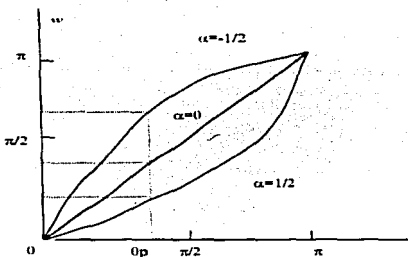


Figura 3.7. Torsión de la escala de frecuencia en la transformación pasa bajas.

La transformación de un filtro pasa bajas a filtros pasa altas, pasa banda y rechaza banda, puede ser derivado de una manera similar. En el desarrollo de las fórmulas, todas las frecuencias de corte están entre cero y π radianes. Generalmente el prototipo del filtro pasa bajas no deberán ser dados, en cambio es necesario para determinar un filtro pasa bajas después de la transformación, el resultado del filtro pasa altas, pasa banda o rechaza banda, debiendo conocer sus especificaciones, por lo que sus frecuencias deben ser especificadas.

Generalmente la relación entre θ , α y ω debe ser no - lineal y similar en la forma de la ecuación 3.24. Sin embargo, cuando $\alpha = 0$ es particularmente sencillo para la transformación del pasa bajas al pasa altas, debido a:

$$Z^{-1} = -z^{-1}$$

Ecuación 3.27.

En tal caso las variables de frecuencia son relacionadas por

$$\theta = \pi + \omega$$

Ecuación 3.28.

En el caso del pasa banda y rechaza banda, el problema es algo más difícil debido a que hay más parámetros libres.

3.2. RESPUESTA AL IMPULSO FINITO (FIR).

Algunas ventajas y desventajas de los filtros FIR (Filtros de respuesta al impulso finito) con los FII (Filtros de respuesta al impulso infinito se muestran a continuación.

- Los filtros FIR pueden ser diseñados con una fase lineal exacta. Una fase lineal es importante para aplicaciones donde la fase de distorsión debido a fases no lineales pueden degradar el desempeño del filtro.
- Los filtros FIR diseñados con recursividad son inherentemente estables, esto es, la respuesta al impulso de un filtro es de longitud finita y por eso oscila.

- Los FIR pueden ser implementados con eficiencia en sistemas DSP.
- La ventaja de los FIR comparada con la de los FII es en que entre mayor sea el orden del filtro se requiere almacenar la magnitud de la respuesta del filtro, de este modo se requiere más coeficientes del filtro almacenados.

3.2.1. PROPIEDADES DE LOS FILTROS FIR.

La función de transferencia de un filtro de fase lineal FIR esta dada por la ecuación 3.29.

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} \quad \text{Ecuación 3.29.}$$

Donde:

H(z) es la respuesta al impulso del filtro

La ecuación diferencial es obtenida tomando la transformada inversa de Z, de la ecuación 3.29.

$$y(nT) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(nT - mT) \quad \text{Ecuación 3.30.}$$

La cual puede ser reconocida como la convolución de 2 señales. Nótese que la respuesta al impulso finito es idéntica a los coeficientes del filtro.

De la ecuación 3.29. obtenemos la transformada de Fourier para una secuencia finita $h(n)$.

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-jn\omega} = |H(e^{j\omega})| \quad \text{Ecuación 3.31.}$$

la magnitud y la respuesta de fase son definidos como

$$M(\omega) = |H(e^{j\omega})| \quad \text{Ecuación 2.7.2.1-4}$$

$$\theta(\omega) = \tan^{-1} \frac{\text{Im} H(e^{j\omega})}{\text{Re} H(e^{j\omega})}$$

Definimos un retardo de fase y un retardo de grupo del filtro como sigue:

$$\tau_p = -\frac{\theta(\omega)}{\omega} \quad \text{y} \quad \tau_g = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega} \quad \text{Ecuación 3.33.}$$

donde el retardo de grupo es definido como el tiempo de respuesta del filtro como una función ω de la señal. Los filtros para los cuales τ_p y τ_g son constantes, esto es, independientes a la frecuencia,

son llamados de retardo de tiempo constantes o filtros de fase lineal. Por lo tanto para que la respuesta sea lineal nosotros queremos:

$$\theta(\omega) = -\tau\omega \quad -\pi < \omega < \pi \quad \text{Ecuación 3.34.}$$

donde τ es la constante de retardo de fase en muestreo. De las ecuaciones 3.31. y 3.32. la fase de respuesta puede ser expresada como

$$\theta(\omega) = \tau\omega = \tan^{-1} \frac{\sum_{n=0}^{N-1} h(n) \sin(\omega n T)}{\sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cos(\omega n T)} \quad \text{Ecuación 3.35.}$$

ó

$$\tan(\tau\omega) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} h(n) \sin(\omega n T)}{\sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cos(\omega n T)} \quad \text{Ecuación 3.36.}$$

Finalmente obtenemos

$$\sum_{n=0}^{N-1} h(n) \sin(\omega\tau - \omega n T) = 0 \quad \text{Ecuación 3.37.}$$

Esto demuestra que la solución de la ecuación 3.37. esta dada por

$$\tau = \frac{(N-1)T}{2} \quad \text{Ecuación 3.38.}$$

y

$$h(n) = h(N-1-n) \text{ para } 0 < n < N-1 \quad \text{Ecuación 3.39.}$$

Por eso, los filtros FIR tendrán una fase constante y un retardo de grupo si la condición de la ecuación 3.38. y 3.39. son satisfechas. De la propiedad de simetría ecuación 3.39. podemos ver que la ecuación 3.29. resulta en una imagen espejo polinomial.

3.2.2. FILTROS FIR DISEÑADOS POR EL MÉTODO DE SERIES DE FOURIER.

La respuesta en frecuencia de un filtro digital es periódica con un periodo igual a la frecuencia de muestreo F. Para el análisis de las series de Fourier sabemos que cualquier función periódica puede ser expresada como una combinación lineal de exponenciales complejas. Por eso, la respuesta en frecuencia deseada de un filtro digital FIR puede ser representada por las series de Fourier.

$$H(e^{j2\pi fT}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_d(n) e^{-j2\pi n f T} \quad \text{Ecuación 3.40}$$

donde los coeficientes de Fourier son la respuesta a la secuencia impulsos deseados los cuales pueden ser determinados de

$$h_d(n) = \frac{1}{T} \int_{-F/2}^{F/2} H(e^{j2\pi fT}) e^{j2\pi n f T} df \quad \text{Ecuación 3.41.}$$

En la ecuación 3.40. se sustituye $e = z$ obtenemos la función de transferencia del filtro digital que es

$$H(z) = \sum_{n=0}^N h_d(n) z^{-n} \quad \text{Ecuación 3.42}$$

Observese que existen 2 problemas de implementación con la ecuación 3.42., el primero es que la función de transferencia representa un filtro digital no causal de duración finita para un filtro causal puede ser obtenida truncando la duración de la respuesta del impulso infinito y multiplicar la duración del impulso finito resultante por $z^{-(N-1)/2}$. Para N - impar obtenemos

$$H(z) = z^{-(N-1)/2} \sum_{n=(N-1)/2}^{(N-1)/2} h_d(n) z^{-n} = z^{-(N-1)/2} \left[h_d(0) \sum_{n=1}^{(N-1)/2} h_d(n) (z^{-n} + z^{-n}) \right]$$

Ecuación 3.43.

Podemos ver que en la ecuación 3.43. casualmente a causa de la multiplicación la función de transferencia produce un factor de retardo (ver ecuación 3.38). Esta modificación no afecta a la respuesta de amplitud del filtro. Como fuese la truncación abrupta de las series de Fourier se transforma en oscilaciones que son debidas a la lenta convergencia de las series de Fourier particularmente cerca de los puntos de discontinuidad. Este efecto es conocido como Fenómeno de Gibbs".

3.2.2.1. FUNCIÓN VENTANA.

En la sección anterior observamos que el truncamiento de las series de Fourier generan en un filtro FIR una oscilación indeseable en la pasa banda y pasa bajas, el cual resulta de una lenta convergencia de las series de Fourier. Para reducir esta oscilación una función particular es usada para modificar los coeficientes de Fourier. Esas funciones de peso de tiempo limitado son generalmente conocidas como funciones ventana. La truncación de las series infinitas de Fourier es equivalente a multiplicarla con una ventana rectangular.

$$a_k(n) = \begin{cases} 1 & \text{for } |n| \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{otro} \end{cases} \quad \text{Ecuación 3.44.}$$

Obtenemos

$$h(n) = h_d(n) a_R(n) \quad \text{Ecuación 3.45.}$$

Esto es multiplicación en el dominio de la frecuencia y convolución en el dominio del tiempo, el criterio de diseño para el filtro FIR es encontrar una función ventana finita la cual tenga un bajo nivel de oscilaciones para el lóbulo principal.

Del teorema de convolución complejo obtenemos:

$$H_A(e^{j\omega T}) = \frac{1}{2\pi T} \int_0^{2\pi T} H(e^{j\omega T}) A(e^{j(\omega - \Omega)T}) d\Omega$$

Ecuación 3.46.

Así $H_A(e^{j\omega T})$ es la convolución de la respuesta a la frecuencia deseada con la transformada de Fourier de la función ventana. Como resultado tenemos la discontinuación de la respuesta en frecuencia deseada.

CAPÍTULO IV. TARJETA DE AUDIO DIGITAL.

Objetivo:

Describir una tarjeta de audio digital ó lo que es lo mismo una tarjeta de sonido, sus principales funciones, y características.

CAPITULO IV. TARJETA DE AUDIO DIGITAL.

En la configuración de las microcomputadoras personales, además de la Unidad de Procesamiento Central (UPC), los periféricos representan el segundo nivel de importancia, donde estos constituyen la interface del usuario con una UPC. Algunos periféricos son el monitor, el teclado, la impresora los puertos de comunicación serie, etc. siendo los más comúnmente empleados. Existen otros tipos de periféricos de propósito específico que utilizan el bus de expansión para interactuar con la computadora personal (PC), este es el caso de la tarjeta de sonido que fue diseñada para trabajar con el bus de una computadora IBM PC compatible.

Uno de sus objetivos es proporcionar canales de comunicación binaria adicionales para posibles aplicaciones futuras,

4.1. DIAGRAMA A BLOQUES DE LA TARJETA DE AUDIO.

En la figura 4.1. se presentan los principales elementos que componen la Tarjeta de audio. Cada uno de estos tienen una función específica que desempeñar para el correcto funcionamiento de la tarjeta.

En las siguientes líneas se hace un reconocimiento de estos bloques junto con una descripción del bus de expansión.

- El bus de expansión es el camino por el cual se tendrá una intercomunicación entre una computadora y la tarjeta de sonido, este bus es estrictamente compatible con IBM PC que cuenta con 8 líneas bidireccionales de datos, 20 líneas de direccionamiento, 6 niveles de interrupción, líneas de lectura, escritura y control a memoria, reloj, 3 canales de DMA para control, líneas de control para el refresco de memoria, líneas de verificación de canal y líneas de alimentación y tierra. Dichas alimentaciones presentan 4 tipos de voltajes que son: +5v, -5v, +12v, -12v.

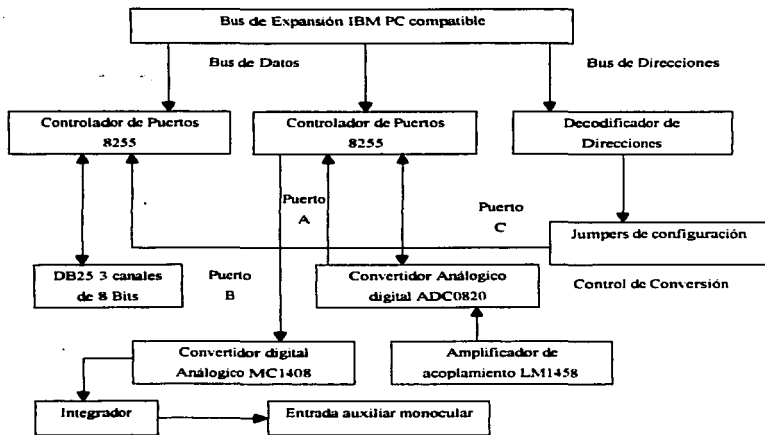


Figura 4.1. "Diagrama a bloques una tarjeta de audio"

El sistema solo requiere hacer uso de las 8 líneas de datos bidireccionales (DO-D7), 10 líneas de direccionamiento (A0-A9), las señales AEN, IOR, IOW y RESET, junto con los voltajes de polarización +5, +12, -12 y GND.

- Controladores de puertos 8255. El 8255 es un dispositivo de interface paralela de entrada y salida (E/S), que proporciona 24

líneas organizadas en tres puertos de 8 bits llamados A, B y C. Cada puerto (A ó B) es posible programarlo para salida o entrada de 8 bits, y el puerto C se puede dividir en 2 canales de 4 bits y cada uno de ellos programarse para E/S. Los puertos A, B y C de un 8255 están dedicados al sistema y los otros están disponibles mediante un conector DB25 junto con una señal de tierra. (Las conexiones del sistema con el 8255 hacia el sistema se explican en sus respectivos bloques).

- Decodificador de direcciones. Para poder hacer uso de los puertos de cada 8255, es necesario tener un mapa de direccionamiento el cual es capaz de cambiar su configuración en caso de traslape con otras tarjetas prototipos. Para ello se utilizaron 2 decodificadores y un arreglo de 8 jumpers que activan al 8255 con las direcciones iniciales 300h, 304h, 308h, 30Ch, 310h, 314h, 318h y 31Ch dependiendo de la posición del jumper. Se requieren únicamente 8 líneas de direcciones para la selección del controlador de puerto (A3-A9).

Las líneas de direcciones menos significativas (A0, A2) seleccionan el puerto A, B o C del 8255 activado, así la línea de dirección inicial es 300h, el puerto A es activado con esta dirección, el puerto B se activa con la dirección 301h, los 4 bits menos

significativos del puerto C con la dirección 302h y los más significativos con la dirección 303h.

- **Convertidor analógico digital**, es usado para la digitalización de la señal de audio, su salida de 8 bits es conectada al puerto B del 8255 y su entrada es alimentada por un circuito amplificador de acoplamiento. Para que el 0820 pueda realizar la conversión de la señal es necesario tener 2 líneas de control, una de ellas indica el inicio de la conversión y la otra nos informa el término de la misma. Para ello se hizo uso del puerto C del 8255 el cual esta dividido en 2 canales de 4 bits uno de ellos configurado como entrada y el otro para salida.

Los voltajes de referencia para conversión se establecieron en: $V_{ref(+)} = 5v$ y $V_{ref(-)} = GND$, para facilidad de manejo dado que estos voltajes los proporciona el bus de la IBM PC.

- **Amplificador de acoplamiento**. Este circuito tiene la función de amplificar la señal proveniente de la entrada MIDI a un rango de 0-5v pp. Para mayor información véase el diseño donde se explica este circuito.

- **Convertidor digital analógico e integrador**. Este bloque es el que hace posible que la señal digitalizada y procesada en la

computadora pueda ser reconstruida de una forma analógica. El convertidor por si solo no entrega una señal continua sino una señal discreta de amplitud discreta (Ver señal a la salida del convertidor analógico digital en el diagrama a bloques), es por eso que requiere un circuito integrador, del cual se obtiene una señal de tiempo continuo y amplitud discreta con pasos de tiempo uniforme.

- Entrada auxiliar de modular. La señal de salida del sistema no tiene la potencia para ser reproducida directamente por medio de un altavoz, por ello se requiere un sistema el cual le proporcione la potencia adecuada.

4.2. DIAGRAMA GENERAL DE UNA TARJETA DE AUDIO.

4.2.1. CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL (A/D).

El convertidor analógico digital utiliza una técnica de conversión half-flash de 8 bits, este dispositivo fue diseñado con una tecnología CMOS y nos ofrece un tiempo de conversión de 1.5 μ s y disipa solo 75 mW de energía. La técnica half flash consiste en 32 comparadores para los 4 bits más significativos y 32 para los 4 bits menos significativos.

La entrada del ADC0820 es rastreada y ayuda por un circuito muestreador externo para señales de al menos 100 mV/ μ s. Para facilidad de interface con microprocesadores, el ADC0820 ha sido diseñado para que trabaje como una localización de memoria o como un puerto de entrada y salida sin necesitar una interface lógica externa.

Especificaciones

- Resolución de 8 bits
- Tiempo de conversión
2.5 μ s máximo (Modo RD)
1.5 μ s máximo (Modo WR-RD)
- Señal de entrada con tasa de distorsión de 100 mV/ μ s convertida (sin muestreador retenedor externo) a 8 bits.
- Bajo consumo de energía 75 mW (Máximo)
- Error total inajustable $\pm \frac{1}{2}$ LSB y ± 1 LSB

Características

- No pierde código
- No necesita reloj externo
- Suministro de energía de 5 volts
- Facilidad de conexión con microprocesadores
- Salida retenida con proceso TRI-STATE^R

- Entrada y salida lógica la cual reconoce las tecnologías TTL y MOS en sus específicos niveles de voltaje.
- Opera simétricamente o con cualquier valor de referencia igual o menor que V_{cc}
- Rango de voltaje analógico de 0-5v con suministro individual de 5v
- No requiere de ajuste de cero o de escala compleja
- Modelo con 20 pines.

Rangos máximos absolutos

- Suministro de voltaje (V_{cc}) 10v
- Entradas de control lógicas $-0.2v$ hasta $+0.2 v$
- Voltaje de otras entradas o salidas $-0.2 v$ hasta $V_{cc} + 0.2 v$
- Rango de almacenamiento de temperatura $-65^{\circ} C$ hasta $+150^{\circ} C$
- Disipación a temperatura ambiente $T_A = 25^{\circ} C$ 875 mW
- Corriente de entrada en cualquier pin 1 mA

Rangos de operación

Rango de temperatura	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0820BD, ADC0820CJ	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ} C$
ADC0820BCD, ADC0820CCJ	$-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ} C$
ADC0820BCN, ADC0820CCN	$-0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ} C$
ADC0820BCV, ADC0820CCV	$-0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ} C$
ADC0820BCWM, ADC0820CCWM	$-0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ} C$
Rango de V_{cc}	. 5

4.2.2. DESCRIPCIÓN FUNCIONAL DEL ADC0820.

El convertidor digital ADC0820 usa dos paquetes de conversión flash de 4 bits.

Cada convertidor flash esta constituido por 15 comparadores los cuales comparan el voltaje de entrada con los valores de referencia obteniendo un resultado de 4 bits. Para la obtención de los 8 bits de conversión un convertidor flash es hecho para proporcionar los 4 bits más significativos de la información (MSB). Estos 4 bits de información son enviados a un convertidor digital analógico interno el cual genera una aproximación analógica de voltaje. Esta señal analógica es sustraída de la señal de entrada y la diferencia de voltaje es convertida por el segundo convertidor flash, creando los 4 bits menos significativos (LSB), formando la palabra de salida de 8 bits que es almacenada en un latch de salida. Actualmente el convertidor DAC interno forma parte del convertidor flash.

La señal muestreada comparada usada en el ADC0820 nos proporciona la habilidad de comparar magnitudes de señales analógicas simultáneamente sin utilizar amplificadores externos.

4.3. CONVERTIDOR DIGITAL/ANALÓGICO MC1408.

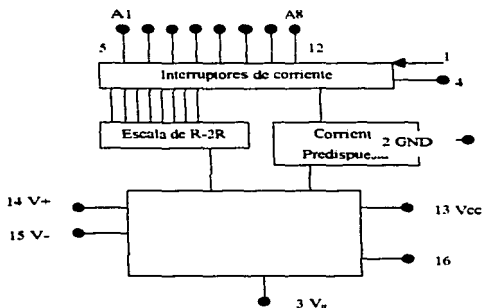


Figura 4.2. Diagrama a bloques del MC1408 y configuración de pines.

El circuito de la figura 4.2 está configurado para aceptar una entrada digital de 8 bits obteniendo una salida analógica de 0 a 10 v. Requiriendo una corriente de referencia I_{ref} para la conversión D/A la cual resulta de la combinación de un voltaje de 10 y una resistencia con valor de 5 K Ω . La referencia negativa (pin 15) es conectada a tierra mediante una resistencia (5K Ω).

La corriente de referencia 2 mA sirve para obtener la escala total de corriente de salida I_{out} que será aproximadamente de 2 mA.

Para convertir una corriente de salida a un voltaje de salida, se puede conectar un resistor en serie del pín 4 a tierra y tomando la salida del resistor. Este método es simple, pero causa algunas imprecisiones.

Un método más exacto usa un amplificador operacional como el 741. La corriente de salida fluye a través de R_1 , el cual desarrolla un voltaje de salida igual a $I_{out} \times R_1$. El rango del voltaje de salida puede variarse mediante el cambio de R_1 y es limitado solo por las especificaciones del amplificador operacional usado.

Especificaciones

- Entrada digital de 8 bits
- Error máximo de -0.19% , $+0.19\%$
- Velocidad de conversión de 300 ns
- Alimentación de voltaje de $+5v$, $-5v$ a $-15v$
- Compatible con tecnología TTL, CMOS.

Rangos máximos.

Con temperatura ambiente de $25^\circ C$ ($T_A = 25^\circ C$)

Rango	Símbolo	Valor	Unidades
Suministro de energía	V_{CC} V_{EE}	+55 -16.5	Volts
Voltaje digital de entrada	V5 hasta V12	0 a + 55	Volts
Voltaje de salida	V_o	+0.5, -5.2	Volts
Corriente de referencia	I_{14}	5	mA
Entrada de referencia	$V_{14} - V_{15}$	$V_{CC} - V_{EE}$	Volts
Rango de temperatura en operación	T_A	0 a 75	°C
Rango de temperatura estática.	T_{stg}	-65a + 150	°C

4.4. CONTROLADOR DE PUERTO 8255A.

El 8255A es un dispositivo de E/S de propósito general programable, el cual tiene 24 pines de I/O, los cuales pueden ser programados individualmente en 2 grupos de 12 y usando en 3 modos principales de operación. En el primer modo (MODO 0), cada grupo de 12 pines de E/S pueden ser programados en grupos de 4 para ser entrada y salida. En el MODO 1, el segundo modo, cada grupo puede ser programado para tener 8 líneas de entrada o salida. De los 4 pines restantes, 3 son para obtener e interrumpir señales de control. El tercer modo de operación (MODO 2) es un bus bidireccional, 5 líneas, prestando una del otro grupo para obtención de señales de control.

Descripción funcional

El 8255A es un dispositivo de interface periférica programable (PPI). Su función es la de un componente de E/S de propósito general, para interfazar equipo periférico a la computadora. La configuración funcional del 8255A es programada por un sistema de software, así que, una lógica normalmente no externa es necesaria para interfazar dispositivos periféricos o estructuras.

Buffer del bus de datos

Este tri estado del buffer de 8 bits bidireccional, es usado para interfazar al 8255A con el sistema de bus de datos. Los datos son transmitidos o recibidos por el buffer en la ejecución de instrucciones de entrada o salida dadas por el CPU. Las palabras de control e información de estados, también son transferidos a través del buffer del bus de datos.

Lectura/escritura y control lógico

La función de este bloque es manejar todas las transferencias internas y externas de ambos, datos y palabras de control o estado. Este acepta entradas de las direcciones del CPU y control de buses y regresarlas, entrega comandos para ambos grupos de control.

(CS) Chip Select

Un nivel bajo en este pin habilita la comunicación entre el 8255A y el CPU.

(RD) Read

Un nivel bajo habilita al 8255A para enviar el dato o estado de la información al CPU en el bus de datos. En esencia, este permite al CPU "leer" del 8255A.

(WR) Write

Un nivel bajo permite al CPU "escribir" datos o palabras de control en el 8255A.

(A₀ y A₁) Port select 0 y Port select 1

Esta señal de entradas en conjunción con las señales RD y WR, controlan la selección de uno de los 3 puertos o el registro de palabras de control. Ellos están normalmente conectados a los bits menos significativos de la dirección del bus (A₀ y A₁).

Reset

Un nivel alto en este pin limpia el registro de control y todos los puertos (A, B y C) son puestos al modo de entrada.

Controles del Grupo A y Grupo B

La configuración funcional de cada puerto es programado por el software. En esencia, las "salidas" del CPU una palabra de control al 8255A. La palabra de control contiene información tal como "mode", "bit set", "bit reset", etc. que inicializa la configuración funcional del 8255A.

Cada uno de los bloques de control (grupo A y grupo B) aceptan comandos de la lógica de control READ/WRITE, reciben palabras de control del bus de datos internos y emiten los comandos propios a sus puertos asociados.

- Grupo de control A - Puerto A y puerto C de (C7 a C4)
- Grupo de control B - Puerto B y puerto C de (C3 a C0)

El registro de la palabra de control solo puede ser escrita dentro de la operación NO READ del registro de palabra de control es permitido.

4.5. PUERTOS A, B Y C.

El 8255A contiene 3 puertos de 8 bits (A, B y C). Todo puede ser configurada en una amplia variedad de características funcionales por el sistema de software pero cada uno tiene sus propias características

especiales para acrecentar más el poder y la flexibilidad del 8255A. Puerto A. Un dato de 8 bits de salida en latch/buffer y un dato de 8 bits de salida en latch. Puerto B. Un dato de 8 bits de E/S en latch/buffer y un dato de 8 bits de entrada en buffer. Puerto C. Un dato de 8 bits de salida en latch/buffer y un dato de 8 bits de entrada en buffer.(no en la latch de entrada). Este puerto puede ser dividido en dos puertos de 4 bits bajo el modo de control. Cada puerto contiene una latch de 4 bits y esta puede ser usada para el control de señales de salida y estado de señales de entrada en conjunción con los puertos A y B.

Descripción operacional

Hay tres modos básicos de operación que puede ser seleccionado por el software

- MODO 0 – E/S básico
- MODO 1 – E/S strobed
- MODO 2 – Bus bidireccional

Cuando la entrada RESET tiene un nivel alto, todos los puertos serán puestos al modo de entrada (por ejemplo, las 24 líneas estarán en estado de alta impedancia). Después el RESET cambia, el 8255 puede permanecer en el modo de entrada sin requerir una inicialización

adicional . Durante la ejecución del programa del sistema cualquiera de los otros modos pueden ser seleccionados usando una simple introducción de salida. Esto permite una sencillez al 8255A para servicio de una variedad de dispositivos periféricos con una simple rutina de mantenimiento.

El modo para el puerto A y el puerto B pueden ser definidos separadamente, mientras el puerto C es dividido en dos partes como se requiere por definición del puerto A y puerto B. Todos los registros de salida, incluyendo los estados de los flip - flops, serán inicializados siempre que el modo sea cambiado. Los modos pueden ser combinados así que su definición funcional podrá ser "ajustado" para casi toda estructura de E/S. Por ejemplo, el grupo B puede ser programado en MODO 0 para monitorear un simple switch cerrado o desplegar resultados computacionales. El grupo A puede ser programado en MODO 1 para monitorear un teclado o lectora de cassette en un manejador - interruptor base.

Las definiciones del MODO y posibles combinaciones pueden parecer confusos en primera instancia, pero después de un rápido repaso del dispositivo completo de operación, parecerá un simple desarrollo lógico de E/S. El diseño del 8255A ha tenido en contadas cosas, tales como la capa eficiente del teclado de la PC, definición de señal de control contra la capa de la PC y completa flexibilidad funcional para soportar casi cualquier dispositivo periférico sin lógica

externa. Tales diseños representan el máximo uso de los pines habilitados.

Característica simple del bit Set/ Reset.

Cualquiera de los 8 bits del puerto C puede ser inicializado o reinicializado usando una simple instrucción de salida. Esta característica reduce los requerimientos de software en la aplicación del control - basado. Cuando el puerto C se comienza a trabajar como estado / control por el puerto A o B, estos bits pueden ser inicializados o reinicializados, usando el bit de operación SET / RESET justo como si fueran puertos de salida de datos.

Funciones de control de Interrupción

Cuando el 8255A es programado para operar en modo 1 o modo 2, el control de señales es proporcionar para que pueda ser usado como entradas de requisición de interrupción al CPU. Las señales de requisición de interrupción, generadas desde el puerto c. puede ser inhibido o habilitado por inicialización o reinicialización al flip - flop INTE, usando el bit set / reset del puerto C.

Esta función permite al programador rechazar o permitir a un dispositivo específico de E/S interruptor el CPU sin afectar ningún otro dispositivo en la estructura de interrupción.

INTE flip – flop definición

(BIT SET) – INTE es set – interrupción habilitada

(BIT RESET) – INTE es RESET – interrupción deshabilitada

NOTA: Todas las máscaras de flip – flops son automáticamente inicializadas durante el modo de selección y reinicialización de dispositivos

4.5.1. MODOS OPERATIVOS.

Modo 0 (básico E/S)

Esta configuración proporciona simples operaciones de entrada y salida por cada uno de los 3 puertos. No son requeridas las retenciones, los datos son simplemente escritos o leídos de un puerto específico.

Definiciones funcionales básicas.

- 2 puertos de 8 bits y 2 puertos de 4 bits.
- Cualquier puerto puede ser entrada o salida
- Las salidas son retenidas
- Las entradas no son retenidas
- 16 diferentes configuraciones de E/S son posibles en este modo.

Modo 1 (Strobed E/S).

Esta configuración proporciona un modo para transferir datos de E/S para o de un puerto específico en conjunción con strobes o señales obtenidas. En el modo 1 el puerto A y puerto B usan líneas en el puerto C, para generar o aceptar estas señales obtenidas.

Definiciones funcionales básicas

- 2 grupos (A y B).
- Cada grupo contienen un dato de 8 bits y un puerto de datos y control.
- El puerto con 8 bits puede ser también de entrada y salida. Ambas son cachadas.
- El puerto de 4 bits es usado para control y estado del puerto de datos.

El puerto A y puerto B puede ser individualmente definido como entrada o salida en MODO 1 para soportar una amplia variedad de aplicaciones de strobed de E/S.

Modo 2 (Bus bidireccional Strobed).

Esta configuración proporciona una forma de comunicación con un dispositivo periférico o una estructura en un bus sencillo de 8 bits para transmitir y recibir datos (bus bidireccional E/S).

Las señales tomadas son proporcionadas para mantener el flujo conveniente del bus disciplinado en una manera similar al modo 1. La generación de la interrupción y las funciones habilitar / deshabilitar están también disponibles.

Definiciones funcionales básicas.

- Usado solo en el grupo A.
- Un puerto de bus bidireccional de 8 bits (puerto A) y un puerto de control de 5 bits puerto C.
- Ambas entradas son cachadas.
- El puerto de control de 5 bits (puerto C) es usado para control y estado para el puerto del bus bidireccional de 8 bits (puerto A).

Modo de Combinación Especial (Consideraciones).

Hay algunas combinaciones de modo cuando no todos los bits en el puerto C son usados para control o estados. La retención de bits pueden ser usados como siguen.

Si es programado como entradas. Todas las líneas de entrada pueden ser accesadas durante una lectura normal al puerto C.

Si es programado como salidas -. Los bits en el puerto C de PC7 a PC4 deberá ser individualmente accesado usando el bit de función set / reset. Los bits de PC3 a PC0 puede ser accesado usando el bit de función set / reset o accesado como un grupo de 3 par escribir en el puerto C.

Capacidad de corriente de la fuente en los puertos B y C

Cualquiera de las 8 salidas del buffer, seleccionada aleatoriamente de los puertos B y C pueden alimentar 1 mA en 1.5 volts.

Esta característica permite al 8255A manejar directamente el tipo de manejadores predilectos y pantallas de alto voltaje que requieren tales corrientes.

Leyendo el estado del puerto C.

En el modo 0, el puerto C transfiere datos del o para el dispositivo periférico. Cuando el 8255A es programado para funciones en los modos 1 y 2, el puerto C genera o acepta una captura de señales con el dispositivo periférico. Leyendo el contexto del puerto C, permite

al programador probar o verificar el estado de cada dispositivo periférico y cambiar el flujo del programa según convenga.

No es una instrucción especial para leer la información del estado del puerto C. una operación normal de lectura del puerto C es ejecutada para mejorar esta función.

4.5.2. APLICACIONES DEL 8255A.

El 8255A es una herramienta poderosa para interfazar equipo periférico con la microcomputadora. Este representa un uso optimo para habilitar pines y es suficientemente flexible para interfazar casi cualquier dispositivo de E/S sin necesidad de una lógica externa.

Cada dispositivo periférico en una microcomputadora tiene usualmente una "rutina de servicio" asociado con este. La rutina maneja el software de interface entre el dispositivo y el CPU. La definición funcional del 8255A es programado por la rutina de servicio de E/S y llega ha ser una extensión del sistema. Para examinar las características del dispositivo de interface de E/S para transferencia y sincronización y comparar esta información con los ejemplos y tablas en la descripción operacional detallada, una palabra de control puede ser fácilmente desarrollada para inicializar el 8255A y ajustar exactamente la aplicación.

4.6. SOFTWARE.

Se requiere de un ambiente gráfico como se muestra en la figura 4.3. desplgando las siguientes características:

Nuevo	Abrir	Lectura	Salida	Graficar	Ayuda

- Nombre del sistema.
 - Mostrar la hora actual.
 - Mostrar el nombre del archivo en uso.
 - Botones gráficos con representación de las siguientes funciones
Nuevo(Crea un archivo nuevo).
Abrir (Abre un archivo existente).
Lectura (Digitalizar una señal de entrada).
Salida (Reproduce el archivo en uso).
Graficar (Visualiza el espectro en el dominio del tiempo).
Ayuda (Muestra la información de cada función del sistema).
- Botones de selección de velocidad 45/33 r. p. m.

- Visualizar un gráfico representativo simulando las funciones

4.6.1. OPCIONES LÓGICO-OPERACIONAL

El software llevará el control de las funciones que realiza el programa, preguntando si el botón izquierdo del ratón fue activado y de acuerdo a la posición del mismo, se decide la función que ejecutará el programa nuevo, abrir, lectura, salida, graficar, filtrar, ayuda, o velocidad las cuales se llevarán a cabo según las necesidades de usuario hasta que el mismo decida salir del sistema.

4.6.2. OPCIONES DE MANEJO DE SEÑAL.

En esta parte están consideradas las opciones lectura, salida las cuales son funciones que procesan la señal digitalizada, realizándolas con ayuda de la tarjeta. Por lo que se da una nota importante en la que se apoya.

La tarjeta utiliza los siguientes puertos de memoria para leer y escribir en las siguientes direcciones.

- Puerto 0303 hexadecimal Habilita el 8255 de la tarjeta
- Puerto 0302 hexadecimal Establece el control del ADC0820 para lectura

- Puerto 0301 hexadecimal Dato del Convertidor Analógico-Digital (ADC0820)
- Puerto 0300 hexadecimal Dato al convertidor Digital-Analógico (DAC MC1408)

Para activar la conversión del ADC0820 se utiliza un "0" lógico y para desactivar el convertidor es un "1" lógico, esto se logró enviando el respectivo dato a través del puerto 0302 hexadecimal. La palabra de control que seleccione el modo de operación del 8255 es 8A hexadecimal ocupándose para este fin el puerto 0303 hexadecimal.

Para la función de lectura se abrirá un archivo nuevo protegiendo al programa de un posible error en los caracteres del nombre, en esta función se utilizarán los puertos antes mencionados los cuales efectuarán respectivamente el inicio y el paro de conversión, así como el control de entrada/salida. Posteriormente se cerrara el archivo después de almacenar la información. En esta parte realizar pruebas de tal modo de encontrar el algoritmo más eficiente para realizar la función de lectura.

Para la función de reproducción, se abrirá el archivo en uso protegiéndolo de un posible error de lectura, utilizar el puerto 0300 hexadecimal para efectuar la salida al convertidor de la tarjeta.

En la función de graficar se visualizará una ventana donde se mostrará el archivo en uso protegiéndolo de errores de lectura, realizar una rutina que grafique las muestras del archivo en el dominio del tiempo tomando en cuenta el número de muestras a visualizar por cuatro, manejar escalas de acuerdo a la información; contar con una opción donde se pueda cancelar la gráfica cuando el usuario lo desee.

4.6.3. AYUDA.

Este se activa cuando el subsistema de control, registre la activación del ratón en el área de ayuda, se debe visualizar una ventana donde se podrá escoger la función de la cual desea información al respecto automáticamente se visualizará la información detallada del que se halla elegido.

4.6.4. SUBSISTEMA DE ARCHIVOS.

En esta parte se desarrollan las funciones abrir y nuevo donde se establecerá la representación interna de los datos para el archivo tomando en cuenta los algoritmos de lectura y salida, colocando a cada archivo la extensión correspondiente al formato utilizado.

La opción de nuevo visualizará en pantalla una ventana esperando a que se introduzca el nombre del nuevo archivo el cual

estará listo para almacenar información de audio digitalizado por la tarjeta, pudiendo el usuario cancelar la tarea de crear nuevo archivo si así lo quiere.

La opción de abrir visualizará en pantalla una ventana creándose una lista de los archivos con la extensión correspondiente a archivos de sonido que el directorio actual contenga, en seguida el usuario elegirá el archivo que será abierto, el cual mostrará el contenido en bytes del archivo.

CONCLUSIONES.

El presente trabajo fue desarrollado en base a la inquietud de reunir las dos partes fundamentales de la ingeniería en computación (hardware, software), Tiene como principal objetivo el mostrar como interactúan estas dos partes complementarias para lograr lo que es el procesamiento de señales de audio en una tarjeta de sonido por medio de los componentes que la integran (convertidores, controlador de puertos y amplificadores operacionales). Combinando una tarjeta de audio con un programa que es empleado para el procesamiento digital y control del sistema, el cual por lo general es un programa muy amigable al usuario.

Otro de los objetivos del presente trabajo es mostrar el uso que se le puede dar a una PC para manipular el audio, por medio de una tarjeta adicional, denotando de esta manera la gran versatilidad que la computación tiene en la actualidad, pues no sólo puede ser usada en procesos industriales, sino que también en ambientes como el Hogar.

BIBLIOGRAFÍA

Ingeniería del software

Fairley Richard

Discrete time signal processing

Alan V Oppenheim, Ronald W Schafer

Prentice Hall

Motorola linear

Motorola

Intel peripheral interface

Intel

Digital signal processing

Alan V Oppenheim

Pretice Hall

First principles of discrete systems and digital signal processing

Robert D. Strum, Donald E. Kirk

Diseño digital principios y prácticas

John F. Wakerly

Pretice Hall

Transforms in signals and systems

Peter Kraniuskas

Addison Wesley

Signals systems and transforms

Lland B Jakson

Addison Wesley

Introduction communication system

Ferrel G. Stremier

Eddison Wesley