

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN ECUALIZADOR PARAMÉTRICO CON FILTROS ADAPTATIVOS PARA LA CORRECCIÓN DE PROBLEMAS ACÚSTICOS EN UN AUDITORIO



**Luis Miguel Collazos Velasco
Ana Isabel Bolaños Muñoz**

Tesis presentada a la Facultad de Ingeniería Electrónica y de Telecomunicaciones de
la Universidad del Cauca para la obtención del Título de

Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones

Director: **PhD. Pablo Emilio Jojoa**

**Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Grupo I+D GNTT
Departamento de Telecomunicaciones
Popayán, Junio de 2010**

NOTA DE ACEPTACIÓN

PRESIDENTE DEL JURADO

JURADO

CONTENIDO

	Pág.
LISTA DE TABLAS.....	vii
LISTA DE FIGURAS.....	vii
LISTA DE ABREVIATURAS.....	xi
INTRODUCCIÓN.....	13
1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	15
1.1. PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES.....	15
1.1.1. Introducción.....	15
1.1.2. Señales y Sistemas.....	15
1.1.3. Análisis de Fourier.....	19
1.1.4. Muestreo y reconstrucción de señales analógicas.....	20
1.2. FILTROS DIGITALES.....	21
1.2.1. Introducción.....	21
1.2.2. Clasificación de los filtros digitales.....	22
1.2.3. Estructuras para filtros digitales.....	24
1.2.4. Métodos de diseño para filtros digitales.....	24
1.3. ECUALIZADOR PARAMÉTRICO.....	25
1.3.1. Introducción.....	25
1.3.2. Consideraciones Generales.....	25
1.4. FILTROS ADAPTATIVOS.....	29
1.4.1. Introducción.....	29
1.4.2. Aplicaciones de los filtros adaptativos.....	30
1.4.3. Algoritmos Adaptativos.....	32
1.5. COMPORTAMIENTO ACÚSTICO.....	38
1.5.1. Introducción.....	38
1.5.2. Nivel de presión sonora (SPL, de <i>Sound Pressure Level</i>).....	38
1.5.3. Intensidad Sonora.....	39

1.5.4.	Atenuación del sonido.....	40
1.5.5.	Respuesta impulsiva del recinto (RIR).....	40
1.5.6.	Parámetros acústicos en recintos.....	41
1.5.7.	Definiciones Importantes.....	43
2.	CARACTERIZACIÓN Y DISEÑO EN UNA HERRAMIENTA SOFTWARE.....	47
2.1.	INTRODUCCIÓN.....	47
2.2.	CARACTERIZACIÓN.....	47
2.2.1.	Características del Recinto.....	47
2.2.2.	Características Hardware.....	48
2.2.3.	Características Software.....	48
2.2.4.	Medidas espaciales.....	49
2.2.5.	Direccionalidad.....	49
2.2.6.	Parámetros acústicos.....	49
2.3.	FRECUENCIA DE MUESTREO Y CUANTIZACIÓN.....	50
2.4.	MÉTODO PARA ENCONTRAR LA RIR.....	51
2.4.1.	Barrido de frecuencia.....	52
2.4.2.	Estudio comparativo entre barrido de frecuencia lineal y ruido blanco..	55
2.4.3.	Captura de la RIR.....	56
2.5.	FILTROS DIGITALES.....	57
2.6.	FILTROS ADAPTATIVOS.....	59
2.7.	APLICACIONES.....	63
2.7.1.	Modelo I: Sistema de identificación para aplicar sobre otro ambiente..	64
2.7.2.	Modelo II: Sistema de ecualización de canal y ecualización paramétrica.....	64
2.7.3.	Modelo III: Sistema de ecualización de canal y filtrado paramétrico adaptativo.....	65
2.7.4.	Modelo IV: Cancelación de interferencia.....	67
3.	EXPERIMENTACIÓN, VALIDACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	69

3.1.	INTRODUCCIÓN.....	69
3.2.	RI DEL RECINTO.....	70
3.3.	SISTEMA INVERSOR: NEUTRALIZAR LA RIR.....	72
3.4.	SISTEMA INVERSOR: ECUALIZACIÓN DEL SISTEMA DE AUDIO...	74
3.5.	CONFIGURACIÓN IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS.....	75
3.5.1.	Convergencia, señales de error, señal deseada, señal de salida.....	79
3.6.	CONFIGURACIÓN DE CANCELACIÓN DE ECO.....	84
3.7.	VARIACIÓN DE LA AMPLITUD DEL BARRIDO.....	87
	CONCLUSIONES.....	89
	RECOMENDACIONES.....	91
	PERSPECTIVAS.....	91
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	93
	ANEXOS	
A.	MÉTODO LUNDEBY PARA OBTENER PARÁMETROS ACÚSTICOS.....	97
B.	ALGORITMOS ADAPTATIVOS.....	101
B.1.	Algoritmo LMS Matlab.....	101
B.2.	Algoritmo NLMS Matlab.....	101
B.3.	Algoritmo RLS Matlab.....	102
B.4.	Algoritmo FDAF Matlab.....	103
B.5.	Algoritmo XLMS Matlab.....	105
C.	IMPLEMENTACIÓN EN MATLAB DE UN ECUALIZADOR PARAMÉTRICO DIGITAL DE ORDEN SUPERIOR.....	107

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 2.6.1. Parámetros del algoritmo FDAF.....	61
Tabla 2.6.2. Parámetros del algoritmo LMS.....	61
Tabla 2.6.3. Parámetros del algoritmo NLMS.....	61
Tabla 2.6.4. Parámetros del algoritmo RLS.....	62
Tabla 2.6.5. Parámetros del algoritmo XLMS.....	62
Tabla 2.6.6. Funciones de Matlab, para medidas de tiempo y esfuerzo.....	63
Tabla 3.2.1. Parámetros de calidad acústica del recinto.....	71
Tabla 3.5.1. Configuración y tiempo de procesamiento de los algoritmos adaptativos.....	76

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1.1. Representación de un Sistema Continuo.....	16
Figura 1.1.2. Representación de un Sistema Discreto.....	16
Figura 1.3.1. Especificaciones de diseño para el ecualizador digital de orden superior. (<i>Tomado de Orfanidis, 2008</i>).....	26
Figura 1.3.2. Filtro análogo pasa bajo tipo <i>shelving</i> de orden superior. (<i>Tomado de Orfanidis, 2008</i>).....	26
Figura 1.4.1. Estructura general de un sistema adaptativo.....	30
Figura 1.4.2. Estructura utilizada para identificación de sistemas.....	31
Figura 1.4.3. Estructura utilizada para el modelado inverso de un sistema.....	32
Figura 1.4.4. Estructura utilizada para cancelación de interferencia.....	32
Figura 1.4.5. Estructura utilizada para el algoritmo <i>Filtered X-LMS</i>	36
Figura 1.5.1. Contornos de igual sonoridad. (Robinson-Dadson) (<i>Tomado de Llinares, 2008</i>).....	43
Figura 1.5.2. Tiempo de reverberación adecuado para la palabra, en función del volumen de la sala para 125Hz, 250Hz y 500Hz o más (<i>Tomado de Carrión, 1998</i>).....	44
Figura 2.2.1. Recinto escogido para las pruebas.....	48

Figura 2.4.1.	Barrido de frecuencia lineal: Gráfica dominio temporal con amplitud uno (superior - izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia (inferior - izquierda), espectrograma (superior - derecha), fase de la respuesta en frecuencia (inferior - derecha).....	53
Figura 2.4.2.	Barrido de frecuencia logarítmico: Gráfica dominio temporal amplitud uno (superior - izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia (inferior - izquierda), espectrograma (superior - derecha), fase de la respuesta en frecuencia (inferior - derecha).....	54
Figura 2.4.3.	Barrido de frecuencia lineal: Magnitud de la respuesta en frecuencia (superior – izquierda), dominio temporal (inferior – izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia de la convolución con un filtro pasa bajo (superior – derecha), dominio temporal (inferior – derecha).....	55
Figura 2.4.4.	Ruido blanco: Magnitud de la respuesta en frecuencia (superior – izquierda), dominio temporal (inferior – izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia de la convolución con un filtro pasa bajo (superior – derecha), dominio temporal (inferior – derecha).....	56
Figura 2.5.1.	Parámetros de diseño para filtros digitales, filtro pasa banda.....	58
Figura 2.5.2.	Magnitud y Fase de la respuesta en frecuencia para un filtro digital FIR, pasa banda (300 - 4.000) Hz. Frecuencia normalizada.....	59
Figura 2.7.1.	Sistema de identificación para aplicar sobre otro ambiente...	64
Figura 2.7.2.	Sistema de ecualización de canal y ecualización paramétrica.....	65
Figura 2.7.3.	Sistema de ecualización de canal y filtrado paramétrico adaptativo.....	65
Figura 2.7.4.	Barrido de frecuencia entre 300 Hz y 3400 Hz (superior), Barrido de frecuencia con amplitud variable, aplicando ventanas rectangulares (inferior).....	67
Figura 2.7.5.	Sistema de cancelación de interferencia.....	67
Figura 3.2.1.	RIR utilizada para el caso de estudio.....	71
Figura 3.3.1.	Convolución RIR y señal inversa, con el método de la transformada de Fourier (azul) y con el algoritmo NLMS (rojo).....	72
Figura 3.3.2.	Convolución RI y señal inversa, con el método de la transformada de Fourier (azul) y con el algoritmo FDAF (rojo).....	73
Figura 3.3.3.	RI obtenida aplicando el método de sistema inversor (rojo) y señal deseada (azul).....	74
Figura 3.4.1.	Respuesta en frecuencia obtenida para ecualización utilizando barrido de frecuencia.....	75

Figura 3.5.1.	Convergencia hacia la respuesta deseada del filtro IIR obtenida aplicando un barrido de frecuencia lineal.....	77
Figura 3.5.2.	Algoritmo NLMS, convergencia hacia el filtro IIR.....	77
Figura 3.5.3.	Algoritmo FDAF, convergencia hacia el filtro IIR.....	78
Figura 3.5.4.	Diagrama de polos y ceros de un filtro FIR: Respuesta del algoritmo RLS para modelar el filtro FIR.....	79
Figura 3.5.5.	Diagrama de polos y ceros para un filtro IIR.....	79
Figura 3.5.6.	Gráfica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el Ruido Blanco (izquierda) y barrido de frecuencia lineal (Derecha), <i>step: 0.00005</i> , coeficientes: 50.....	80
Figura 3.5.7.	Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, <i>step: 0.00005</i> , coeficientes: 50.....	80
Figura 3.5.8.	Gráfica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el Ruido Blanco (izquierda) y barrido de frecuencia lineal (Derecha), <i>step:0.0005</i> , coeficientes: 50.....	81
Figura 3.5.9.	Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, <i>step: 0.0005</i> , coeficientes: 50.....	81
Figura 3.5.10.	Gráfica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el Ruido Blanco (izquierda) y barrido de frecuencia lineal (Derecha), <i>step:0.005</i> , coeficientes: 50.....	82
Figura 3.5.11.	Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, <i>step: 0.005</i> , coeficientes: 50.....	82
Figura 3.5.12.	Gráfica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el Ruido Blanco (izquierda) y barrido de frecuencia lineal (Derecha), <i>step:0.05</i> , coeficientes: 50.....	83
Figura 3.5.13.	Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, <i>step: 0.05</i> , coeficientes: 50.....	83
Figura 3.6.1.	La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo FDAF con 2048 coeficientes.....	84
Figura 3.6.2.	La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo LMS con 2048 coeficientes.....	85
Figura 3.6.3.	La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo NLMS con 2048 coeficientes.....	86
Figura 3.6.4.	La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo RLS con 100 coeficientes.....	86
Figura 3.6.5.	La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo XLMS con 2048	

	coeficientes.....	87
Figura 3.7.1.	Magnitud de la respuesta en frecuencia, control de amplitud respuesta RLS.....	88
Figura 3.7.2.	Señal deseada, señal de salida y de error, para el filtro IIR...	88

LISTA DE ABREVIATURAS

DSP	<i>Digital Signal Processing</i> Procesamiento Digital de Señales
DTFS	<i>Discrete-Time Fourier Series</i> Serie de Fourier Discreta en el Tiempo
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> Transformada Discreta de Fourier
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> Transformada Rápida de Fourier
$TF(.)$	Operador que se refiere a la Transformada de Fourier
STFT	<i>Short Time Fourier Transform</i> Transformada corta de Fourier
LTI	<i>Lineal Time – Invariant</i> Sistema lineal e invariante en el tiempo
FIR	<i>Finite - Duration Impulse Response</i> Filtros de respuesta finita al impulso
IIR	<i>Infinite - Duration Impulse Response</i> Filtros de respuesta infinita al impulso
LMS	Algoritmo <i>Least mean square</i>
NLMS	Algoritmo <i>Normalized least mean square</i>
RLS	Algoritmo <i>Recursive Least-Square</i>
FDAF	Algoritmo <i>Frequency-Domain Adaptive Filter</i>
SPL	<i>Sound Pressure Level</i> Nivel de presión sonora
$\langle \vec{I} \rangle$	Intensidad media de una onda acústica plana (módulo del vector intensidad)
LI	Nivel de intensidad sonora
I	Intensidad acústica en la escala lineal
RI	Respuesta al Impulso
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> Relación señal a ruido
INR	<i>Impulse Response to Noise Ratio</i> Relación respuesta impulsiva ruido
G	Sonoridad
G_{rel}	Sonoridad relativa
MAG	Magnitud espectral
EDT	<i>Early Decay Time</i> Tiempo de decaimiento inicial
RIR	<i>Room Impulse Response</i> Respuesta Impulsiva del Recinto
RT_{60}	Formado por la sigla en inglés <i>reverberation time</i> (tiempo de reverberación), seguida por la referencia a 60 dB

<i>Cte</i>	Claridad
<i>Dt</i>	Definición
<i>T_s</i>	Tiempo Central
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> Dispositivo lógico de propósito general programable por los usuarios
MLS	<i>Maximum Length Sequences</i> Secuencias de máxima longitud
LSW	<i>Linear sweep wave</i> Barrido de frecuencia lineal
ESW	<i>Exponential sweep wave</i> Barrido de frecuencia exponencial
AP	<i>Affine Projection</i>
L	<i>Lattice Based</i>
XLMS	<i>Algoritmo Filtered-X LMS</i> Algoritmo de entrada filtrada LMS

INTRODUCCIÓN

Muchas veces, en recintos o lugares cerrados como los auditorios, donde generalmente se requiere un alto grado de concentración durante el proceso de comunicación, es posible advertir fenómenos que se generan a causa de una deficiente propagación del sonido y por ende, una mala percepción de la intensidad de sonido escuchada.

En condiciones de ruido se perciben niveles acústicos muy altos o bajos, ecos, reverberaciones, refuerzos o ausencia de sonido, que distraen y alteran de manera notable el potencial de comprensión de los mensajes transmitidos. En estos lugares es de vital importancia un acondicionamiento que permita una distribución adecuada del espectro del sonido con la que los órganos auditivos sean complacidos. Por lo tanto, se hace necesario el diseño de una aplicación que logre adaptarse de forma eficiente y transparente al medio, a pesar de la naturaleza cambiante de los factores anteriormente mencionados.

Tradicionalmente, la adecuación del espectro acústico se ha logrado a través del empleo de filtros cuyos coeficientes son invariantes en el tiempo, sin embargo, debido a que las características de una fuente de ruido acústico y el ambiente no son constantes, la frecuencia, amplitud, fase y velocidad del ruido son no-estacionarias, es decir, varían en el tiempo. Por esta razón, un sistema de acondicionamiento acústico debe ser adaptativo para que pueda mejorar estas características cambiantes.

La aplicación de los principios funcionales de los filtros adaptativos, permite abordar un campo de acción interesante para dar solución a problemas en entornos acústicos con ruido, a fin de mejorar la calidad de las comunicaciones directas y la conservación de órganos vitales del ser humano. La idea de ecualización paramétrica es una mejor administración del espectro de la señal recibida ya que se pueden controlar parámetros importantes como frecuencia central, ganancia y ancho de banda.

Se busca entonces, fundamentar y demostrar en simulación la eficacia de la conjunción de la técnica de filtros adaptativos con la de ecualizadores paramétricos en la producción de un sistema de mejoramiento de señal de voz.

Este documento consta de 3 capítulos que se desglosan así: En el primer capítulo se aborda la fundamentación teórica acerca de los temas que se necesitan para la consecución de nuestros objetivos. En el segundo capítulo se indica la caracterización y diseño del proyecto en una herramienta software y por último, el tercer capítulo, plasma los experimentos y resultados obtenidos. Finalizando, se indican las conclusiones, recomendaciones y perspectivas de nuestro trabajo.

Capítulo 1

Fundamentos Teóricos

1.1. Procesamiento Digital De Señales

1.1.1. Introducción

La teoría del procesamiento de señales desempeña un papel importante en el desarrollo de las telecomunicaciones digitales y en la automatización de sistemas. El área de investigación y desarrollo en Procesamiento Digital de Señales (DSP, de *Digital Signal Processing*) ha crecido significativamente, debido a la rápida evolución de la tecnología informática y a la fabricación de circuitos integrados. A raíz de esto, se pueden encontrar aplicaciones de los métodos de DSP en radio y televisión digital, telefonía celular, reconocimiento de voz, exploración geofísica, electrónica médica, y en general, en cualquier sistema de comunicación que se relacione con procesamiento y recuperación de información (*Nguyen, 2007*).

1.1.2. Señales y Sistemas

Una señal se define como cualquier magnitud física que contiene información sobre las características, el comportamiento y la naturaleza de un suceso en particular (*Vaseghi, 2006*). Matemáticamente, una señal es una función de una o más variables independientes como el tiempo (señal unidimensional) o el espacio (señal bidimensional o tridimensional). La principal clasificación de las señales es en continuas y discretas en el tiempo. Una señal continua en el tiempo puede tomar todos los valores posibles de un intervalo y una señal discreta sólo está definida en instantes específicos de tiempo y se puede representar como una secuencia de números.

Una señal que es continua en tiempo y amplitud se llama señal analógica. Las señales de voz son ejemplos de señales analógicas. Una señal que es discreta en tiempo y amplitud y que se representa por un número finito de dígitos, es conocida como señal digital (*Mitra, 2007*).

Para que una señal analógica pueda ser interpretada por un computador debe ser convertida a una señal digital. Esta conversión analógica – digital se compone básicamente de tres procesos: muestreo, cuantización y codificación (*Proakis y Manolakis, 2007*). Las señales discretas se representan matemáticamente como

secuencias de números enteros. Estas secuencias se obtienen generalmente después de muestrear una señal analógica y se simbolizan con $x[n]$, donde n representa el límite de tiempo y cada muestra es tomada por separado a un intervalo fijo de tiempo (Bustamante, 2008).

Un sistema se define como cualquier proceso que entrega una señal de salida en respuesta a una señal de entrada. Cuando las señales implicadas en el proceso son continuas, se tiene un sistema continuo y cuando las señales son discretas, se tiene un sistema discreto. Desde el punto de vista matemático, un sistema continuo se representa con la notación:

$$y(t) = S(x(t)), \quad (1.1.1)$$

donde $x(t)$ corresponde a la señal de entrada y $y(t)$, a la señal de salida (figura 1.1.1).

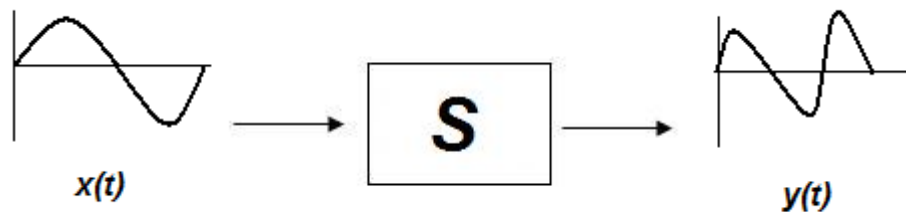


Figura 1.1.1. Representación de un Sistema Continuo

Un sistema discreto (figura 1.1.2) transforma una secuencia de entrada $x[n]$ en una secuencia de salida $y[n]$ y se simboliza:

$$y[n] = S\{x[n]\}. \quad (1.1.2)$$

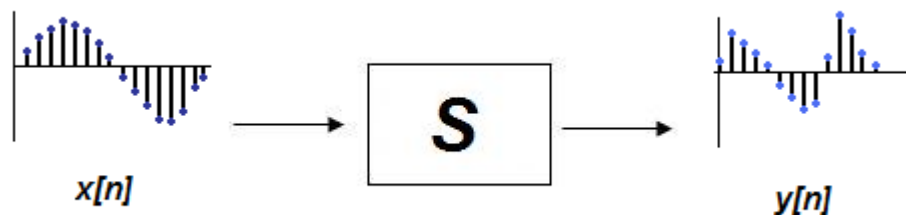


Figura 1.1.2. Representación de un Sistema Discreto

Los sistemas digitales presentan ciertas ventajas en relación con los sistemas analógicos. Por ejemplo, son menos susceptibles a variaciones de amplitud, frecuencia y fase causadas por ruido. Además, cuentan con técnicas de detección y

corrección de errores y tienen características que facilitan el procesamiento, tales como, repetitividad, elevada estabilidad térmica, reprogramabilidad y adaptación (*Proakis y Manolakis, 2007*).

Sistemas Lineales e Invariantes en el Tiempo

De acuerdo con *Bustamante (2008, p.20)* “los sistemas más sencillos de analizar son aquellos que procesan en forma individual cada señal que reciben (linealidad), así como los que no cambian sus propiedades a lo largo del tiempo (invariantes)”. Con este enfoque, se puede limitar el estudio a las propiedades que hacen que un sistema sea lineal e invariante en el tiempo.

Un sistema se denomina lineal si cumple con dos propiedades matemáticas: homogeneidad y aditividad, que se conocen en conjunto como principio de superposición, el cual indica que la respuesta total de un sistema es igual a la suma de las respuestas individuales para cada entrada.

$$S\{ax_1[n] + bx_2[n]\} = aS\{x_1[n]\} + bS\{x_2[n]\}. \quad (1.1.3)$$

Un sistema se dice que es invariante en el tiempo cuando la respuesta $y[n]$ depende sólo de la forma de la entrada $x[n]$ y no del tiempo en que se aplica. Matemáticamente:

$$S\{x[n - n_0]\} = y[n - n_0]. \quad (1.1.4)$$

Convolución

Si la entrada a un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI, de *Lineal Time - Invariant*) es una señal arbitraria $x[n]$ expresada como una suma de impulsos ponderados y desplazados en el tiempo (*Vaseghi, 2006*), así:

$$x[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m]\delta[n - m], \quad (1.1.5)$$

entonces la respuesta del sistema a $x[n]$ será la correspondiente suma de salidas ponderadas y desplazadas en el tiempo, luego:

$$\begin{aligned} y[n] &= S\{x[n]\} = S\left\{\sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m]\delta[n - m]\right\}, \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m]S\{\delta[n - m]\}, \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m]h[n - m]. \end{aligned} \quad (1.1.6)$$

Se puede decir entonces que el sistema LTI no anticipativo queda totalmente caracterizado por una única función $h[n]$, es decir, su respuesta al impulso unitario $\delta[n]$. En cambio, la caracterización general de la salida de un sistema LTI requiere un número infinito de funciones de respuesta al impulso unitario, una para cada posible desplazamiento (*Proakis y Manolakis, 2007*).

La fórmula dada por (1.1.6) que proporciona la respuesta $y[n]$ del sistema LTI como una función de la señal de entrada $x[n]$ y de la respuesta al impulso $h[n]$ se denomina **suma de convolución** y también se representa por:

$$y[n] = x[n] * h[n]. \quad (1.1.7)$$

Correlación

La correlación se define como una técnica matemática usada para medir el grado de similitud entre dos señales. Entre las aplicaciones de la correlación, se pueden encontrar: la sincronización en sistemas de comunicación digital, el análisis de retardos en radar y sonar, el reconocimiento de patrones aplicado a procesamiento de voz e imágenes, la estimación espectral, la identificación de sistemas y el estudio de entornos acústicos, entre otros (*Mitra, 2007*).

Según *Mitra (2007)*, “la medida de similitud entre un par de señales de energía $x[n]$ y $y[n]$, está dada por la secuencia de **correlación cruzada** $r_{xy}(l)$, definida como:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n-l], \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.1.8)$$

El parámetro l , (de *lag*, retraso), indica el desplazamiento temporal entre las dos señales. La secuencia $y[n]$ está desplazada en el tiempo l muestras con respecto a la secuencia de referencia $x[n]$, a la derecha para valores positivos de l y a la izquierda para valores negativos de l .

Comparando la definición de correlación con la de convolución, se puede comprobar que:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y[n]x[-(l-n)] = y[l] * x[-l]. \quad (1.1.9)$$

El anterior resultado implica que la correlación cruzada de la secuencia $y[n]$ con la secuencia de referencia $x[n]$ puede ser calculada procesando $y[n]$ con un sistema LTI de tiempo discreto y de respuesta al impulso $x[-n]$.

La **autocorrelación** se puede interpretar como un caso particular de correlación cruzada, donde $x[n] = y[n]$. De esta manera se obtiene:

$$r_{xx}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]x[n-l]. \quad (1.1.10)$$

1.1.3. Análisis de Fourier

El Análisis de Fourier es un conjunto de técnicas matemáticas basadas en descomposición de señales en sinusoides, para una interpretación, manipulación y análisis relativamente fáciles. Cuando se emplea una descomposición de este tipo, se dice que la señal está representada en el dominio de la frecuencia (*Vaseghi, 2006*).

El Análisis de Fourier se puede dividir en cuatro categorías que surgen de los cuatro tipos básicos de señales que se pueden encontrar. Una señal puede ser continua o discreta y periódica o no periódica. La combinación de estas dos características genera cuatro categorías, de las cuales es de nuestro interés, la categoría correspondiente a la señal discreta y periódica, cuyo análisis en frecuencia se realiza mediante la Serie de Fourier Discreta en el Tiempo (DTFS, de *Discrete-Time Fourier Series*). Para la realización de este análisis en un procesador digital de señales, que puede ser una computadora digital de propósito general o un hardware digital especialmente diseñado, se utiliza la Transformada Discreta de Fourier (DFT, de *Discrete Fourier Transform*), la cual representa una secuencia $x[n]$ mediante muestras de su espectro $X(\omega)$. (Para mayor información, consultar *Proakis y Manolakis, 2007*).

La DFT puede calcularse de modo muy eficiente mediante el algoritmo de Transformada Rápida de Fourier (FFT, de *Fast Fourier Transform*). El objetivo del algoritmo es reducir el número de operaciones en el cálculo de la DFT, ya que inicialmente para el cálculo de N muestras espectrales, se requerirían N^2 multiplicaciones complejas y $N(N-1)$ sumas complejas. Lo que consigue el algoritmo es simplificar enormemente el cálculo de la DFT, reduciendo el número de operaciones a $(\frac{N}{2})\log_2 N$ multiplicaciones y $N\log_2 N$ sumas (*Borrás, 2006*).

Una de las propiedades más importantes de la transformada de Fourier y que se utilizará en análisis posteriores, establece que convolucionar dos señales en el dominio del tiempo equivale a multiplicar sus espectros en el dominio de la frecuencia (ver ecuación 1.1.11). De forma semejante, la multiplicación de dos señales en el dominio del tiempo es equivalente a la convolución de sus espectros de frecuencia (ver ecuación 1.1.12) (*Benvenuto y Cherubini, 2002*).

$$x[n] = x_1[n] * x_2[n] \stackrel{TF}{\leftrightarrow} X(\omega) = X_1(\omega)X_2(\omega), \quad (1.1.11)$$

$$x[n] = x_1[n]x_2[n] \stackrel{TF}{\leftrightarrow} X(\omega) = X_1(\omega) * X_2(\omega), \quad (1.1.12)$$

donde el operador $TF(.)$ se refiere a la Transformada de Fourier.

Transformada corta de Fourier (STFT, de *Short Time Fourier Transform*)

Uno de los problemas del análisis de Fourier convencional es que no indica claramente la información precisa de cuándo o dónde las diferentes componentes de frecuencia se encuentran en la señal como es el caso de señales no estacionarias, cuyo contenido espectral varía con el tiempo. En otras palabras, la transformada de Fourier posee una muy pobre resolución en tiempo. Para resolver este problema, se utiliza un procedimiento conocido como *enventanamiento*¹, que consiste en dividir una señal en pequeños segmentos a través del tiempo de tal manera que se pueda asumir que para cada segmento, la señal es estacionaria y así calcular la transformada de Fourier clásica para cada porción de la señal. La forma de dividir la señal se realiza mediante lo que se llama una *función tiempo – ventana* $h(t)$, cuyo ancho o soporte corresponde a la longitud de cada segmentación de la señal. Con la función ventana se encuadra la señal alrededor de un instante de tiempo τ y se calcula su transformada de Fourier, luego se traslada la función ventana hasta que no se sobreponga con la anterior cubriendo una nueva porción de la señal a la que se volverá a calcular su transformada de Fourier. Este proceso se repite hasta que se cubre la totalidad de la señal.

El resultado de lo expresado anteriormente se define en forma matemática de la siguiente manera:

$$STFT(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)h^*(\tau - t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.1.13)$$

Y si se considera a $h(t)$ como una función ventana de valores sólo reales no complejos, de tal manera que $h(-t) = h^*(t)$, se tendría:

$$STFT(t, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)h(t - \tau) e^{-j\xi t} dt, \quad (1.1.14)$$

que calcula el producto interno entre la señal y la *función tiempo – ventana* trasladada y modulada (Nguyen, 2007).

1.1.4. Muestreo y reconstrucción de señales analógicas

La conversión de una señal analógica a una secuencia de n dígitos binarios consiste básicamente de dos pasos: muestreo y cuantización.

- a. Muestreo. Se refiere a la conversión de una señal en tiempo continuo a una señal en tiempo discreto, esta conversión se realiza tomando “muestras” de la señal en tiempo continuo en instantes de tiempo discreto. Una señal muestreada puede

¹ Traducido del Inglés Windowing

modelarse como el producto de una señal de tiempo continuo $x(t)$ y un tren de impulsos periódicos $p(t)$. En el dominio de la frecuencia, se tiene:

$$X_{muestreada}(F) = TF[x(t) \cdot p(t)] = X(F) * P(F) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(F - kF_s), \quad (1.1.15)$$

donde $F_s = 1/T_s$ es la frecuencia de muestreo y T_s el período de muestreo.

La ecuación (1.1.15) indica que el muestreo de una señal $x(t)$ resulta en una repetición de su espectro $X(F)$ centrado en las frecuencias $0, \pm F_s, \pm 2F_s \dots$

Si se supone que la señal $x(t)$ tiene su contenido espectral limitado en banda cuya componente espectral más elevada es F_N y F_s es la frecuencia de muestreo, entonces, para que no exista solapamiento (*aliasing*) entre las sucesivas réplicas de $X(F)$ se deberá cumplir el **Criterio de Nyquist**:

$$F_s > 2F_N. \quad (1.1.16)$$

Si no se cumple esta condición, además se dificulta la recuperación exacta de la señal original (*Vasegui, 2006*).

- b. Cuantización. Se refiere a la conversión de una señal en tiempo discreto con valores continuos a una señal en tiempo discreto con valores discretos (señal digital). El valor de cada muestra de la señal se representa mediante un valor seleccionado de un conjunto finito de valores posibles (niveles). La diferencia entre la muestra sin cuantizar $x[n]$ y la salida cuantizada $x_q[n]$ se denomina error de cuantización. El tipo más usual de cuantización es la cuantización uniforme, en la que los niveles son todos iguales. La mayoría usan un número de niveles que es una potencia de 2. Si $L = 2^B$, cada uno de los niveles es codificado a un número binario de B bits (*Borrás, 2006*).

1.2. Filtros Digitales

1.2.1. Introducción

En procesamiento de señales, la función de un filtro es remover partes no deseadas de una señal, como por ejemplo ruido aleatorio, e igualmente, ser selectivos en frecuencia, es decir, que dejen pasar señales con componentes de frecuencia en ciertas bandas, al tiempo que atenúan señales que contengan componentes de frecuencia en otras bandas (*Mitra, 2007*).

Existen dos tipos principales de filtros: analógicos y digitales, que se diferencian por sus características físicas y su comportamiento. Un filtro analógico usa circuitos analógicos compuestos por resistores, condensadores y amplificadores para obtener el efecto de filtrado requerido. Por su parte, un filtro digital usa un procesador digital para realizar cálculos numéricos de valores muestreados de la señal. El procesador puede ser simplemente un PC o un procesador de señales especializado.

El teorema de convolución, dado por la ecuación (1.1.11), proporciona la relación deseada en el dominio de la frecuencia para determinar la salida de un sistema LTI a una señal no periódica de energía finita. Si $x[n]$ indica la señal de entrada, $y[n]$ la señal de salida y $h[n]$ la respuesta al impulso unitario, entonces se tiene:

$$Y(\omega) = H(\omega)X(\omega) \quad (1.2.1)$$

En general, un sistema LTI modifica el espectro de la señal de entrada $X(\omega)$, según su respuesta en frecuencia $H(\omega)$, para dar lugar a una señal de salida con espectro indicado por (1.2.1). De alguna manera, $H(\omega)$ actúa como función de ponderación o función de conformación espectral para las diferentes componentes de frecuencia de la señal de entrada. Al cumplir funciones equivalentes, el término “sistema lineal e invariante en el tiempo” y “filtro” son sinónimos y se intercambian habitualmente (*Proakis y Manolakis, 2007*).

En conclusión, se empleará el término filtro para describir el sistema lineal e invariante en el tiempo utilizado para realizar operaciones de conformación espectral o filtrado selectivo en frecuencia. Los filtros se suelen clasificar según sus características en el dominio de la frecuencia como pasa bajo, pasa alto, pasa banda y de banda eliminada. Los filtros ideales pasa todo presentan una característica de magnitud constante y una respuesta de fase lineal, es decir, la salida es simplemente una versión retardada y escalada en amplitud de la entrada. Estos filtros no son realizables, pero sirven como idealización matemática de los filtros prácticos.

1.2.2. Clasificación de los filtros digitales

Una distinción fundamental en los sistemas LTI, y en particular en los filtros digitales, es la duración de la respuesta ante el impulso. Se habla de filtros de respuesta finita al impulso o no recursivos (FIR, de *Finite - Duration Impulse Response*) y de filtros de respuesta infinita o recursivos (IIR, de *Infinite - Duration Impulse Response*) (*Mitra, 2007*).

Los sistemas LTI se caracterizan por la ecuación en diferencias general y lineal de coeficientes constantes:

$$y[n] = - \sum_{k=1}^N a_k y[n-k] + \sum_{k=0}^M b_k x[n-k]. \quad (1.2.2)$$

Calculando ahora la transformada z de las partes de la igualdad y teniendo en cuenta las propiedades de linealidad y desplazamiento, la función de transferencia del sistema será:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}. \quad (1.2.3)$$

Filtros FIR

Partiendo de la ecuación (1.2.2) y con todos los coeficientes a_i iguales a cero, se tendrá un filtro FIR, con lo que la ecuación (1.2.2) queda reducida a:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} b_k x[n-k], \quad (1.2.4)$$

siendo M , la longitud del filtro y la función de transferencia en z del tipo:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k z^{-k}. \quad (1.2.5)$$

Se puede observar que en este tipo de filtros cada valor de la secuencia de salida sólo depende de un número finito de valores de la secuencia de entrada. Además, se observa la carencia de polos en la función de transferencia, lo que implica que los polos están en el origen, como consecuencia de esto, los filtros FIR son inherentemente estables.

Los filtros FIR garantizan linealidad de fase, por esta razón, todas las componentes sinusoidales de una señal de entrada serán retrasadas la misma cantidad de tiempo. Otra característica de estos filtros es que tienen un error numérico que no es acumulable (*Bustamante, 2008*).

Filtros IIR

Los filtros IIR se describen por medio de la ecuación de diferencias dada por (1.2.2) o, lo que es equivalente, por la función de transferencia dada en (1.2.3).

En estos casos, la respuesta del sistema depende tanto de la entrada como de la salida. Se puede notar que se trata de un sistema con polos y ceros, lo cual hace que pueda presentar inestabilidad a diferencia de los filtros FIR, pero su comportamiento dinámico supera el desempeño de estos.

Como características principales de los filtros IIR se puede mencionar que: presentan distorsión de fase; el error numérico es acumulable y cualquier filtro recursivo puede

ser reemplazado por otro no recursivo con infinitos coeficientes, sus valores vendrán dados por la respuesta al impulso del IIR (*Bustamante, 2008*).

Existen muchas aplicaciones del procesamiento de señales en las cuales las relaciones de fase son importantes, y no deben ser perturbadas por el filtrado. Por ello se deben diseñar filtros con desfase nulo, pero en la práctica no es posible aunque si se pueden implementar filtros cuyo desfase sea proporcional a la frecuencia. A estos filtros se les llaman de fase lineal o no dispersivos (*Mitra, 2007*).

1.2.3. Estructuras para filtros digitales

Según *Proakis y Manolakis (2007)*, los sistemas FIR pueden implementarse utilizando la forma directa, en cascada, basándose en el muestreo en frecuencia y en celosía. Los sistemas IIR también se pueden implementar en la forma directa, en cascada, en celosía o en celosía – escalera y en paralelo. Para cualquier sistema dado, estas estructuras son equivalentes en el sentido de que representan el mismo sistema y generan la misma salida para cualquier entrada dada, siempre que los cálculos internos se realicen con precisión infinita.

Igualmente, se presentan tres importantes factores que permiten elegir entre las distintas estructuras de los sistemas FIR e IIR. Estos factores son: la complejidad de los cálculos, los requisitos de memoria y los efectos de la longitud de palabra finita.

1.2.4. Métodos de diseño para filtros digitales

En *Proakis y Manolakis (2007)*, se describen en detalle las técnicas más importantes para diseñar filtros FIR e IIR basados en especificaciones en el dominio de la frecuencia expresadas en función de la respuesta en frecuencia deseada $H_d(\omega)$ o en la respuesta al impulso deseada $h_d[n]$. Para el caso de filtros FIR, las técnicas que proporcionan los mejores resultados son: método de fase lineal utilizando ventanas, método basado en el muestreo de frecuencia y el método de fase lineal con rizado constante óptimo.

El diseño de filtros IIR suele efectuarse fácilmente partiendo de un filtro analógico, que puede ser *Butterworth*, *Chebyshev I*, *Chebyshev II* y *elíptico* y aplicando a continuación un mapeo adecuado de la variable s de frecuencia compleja en la variable compleja z . El método de la transformación bilineal, que se utiliza ampliamente, se basa en el anterior procedimiento. (Para mayor información, consultar *Mitra 2007*).

1.3. Ecualizador Paramétrico

1.3.1. Introducción

Según *Miyara (2004)*, “un ecualizador permite aumentar o reducir la ganancia en tres o más frecuencias para corregir deficiencias en la respuesta en frecuencia de un sistema. Es posible, así, resaltar frecuencias originalmente débiles, o atenuar otras de nivel excesivo. El ecualizador más sencillo es el clásico control de tono, que permite controlar, según convenga, tres grandes bandas fijas de frecuencia, denominadas genéricamente graves, medios y agudos”.

La ecualización adecuada de un sistema es importante para conseguir una respuesta plana que no altere la señal original. Por esa razón, como se expresa en *Miyara (2004)* la ecualización no se debe realizar subjetivamente, ya que la percepción humana no es precisamente plana y varía según cada individuo.

Los ecualizadores paramétricos controlan tres parámetros fundamentales: ganancia, frecuencia central y ancho de banda. Estos parámetros son independientes entre sí, es decir, cualquiera puede ser alterado sin afectar a los otros dos (*Delbono, 2008*).

La configuración de diseño para un ecualizador paramétrico se basa en la aplicación de filtros IIR, generalmente de segundo orden, aunque también se han desarrollado de orden superior (concatenando múltiples filtros de orden básico) basados en métodos de diseño *Butterworth*, *Chebyshev I* y *Chebyshev II*, con una configuración en cascada y cada filtro trabajando sobre una banda determinada. La configuración en cascada elimina la posibilidad de interferencias de fase entre bancos de filtros, un problema inherente en conexiones en paralelo, sin embargo, introduce inmediatamente el problema de las ganancias de diversos filtros que se afectan unos a otros. “La ecualización total es simplemente la suma (en decibelios) de la ecualización contribuida por cada una de las secciones” (*Orfanidis, 2005*)

1.3.2. Consideraciones Generales

A continuación se describe paso a paso el diseño de un ecualizador paramétrico teniendo en cuenta el análisis hecho por *Orfanidis (2005)*.

Para diseñar un ecualizador paramétrico, generalmente se parte de un filtro analógico pasa bajo tipo *shelving*², que cumpla con una ganancia y ancho de banda requeridos. El filtro analógico se transforma posteriormente en un filtro digital pasa bajo tipo *shelving* usando la transformación bilineal. Por último, el filtro digital se convierte en un ecualizador centrado en la frecuencia máxima deseada, usando una transformación de pasa bajo a pasa banda en el dominio de z .

² Filtro shelving: Tipo de filtro que proporciona ganancia o atenuación constantes a una banda de frecuencias por encima o por debajo de una frecuencia dada.

Las especificaciones requeridas para el ecualizador digital son las cantidades $\{G$ (ganancia máxima), G_0 (Ganancia de referencia, generalmente igual a la unidad), G_B (ganancia de ancho de banda), f_0 (frecuencia de corte, en Hz), Δf (ancho de banda, medido a nivel de G_B), f_s (Frecuencia de muestreo)}. Estas cantidades se muestran en la figura 1.3.1 para el caso de *Butterworth*.

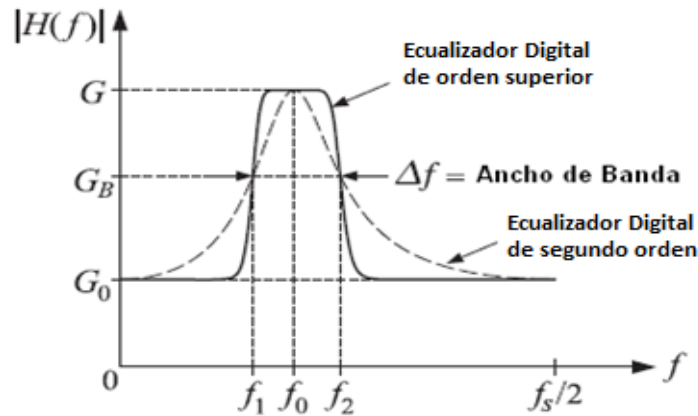


Figura 1.3.1. Especificaciones de diseño para el ecualizador digital de orden superior. (Tomado de Orfanidis, 2008)

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_0}{f_s}, \quad \Delta\omega = \frac{2\pi\Delta f}{f_s}, \quad \omega_1 = \frac{2\pi f_1}{f_s}, \quad \omega_2 = \frac{2\pi f_2}{f_s}. \quad (1.3.1)$$

Como se dijo anteriormente, se parte de un filtro analógico pasa bajo tipo *shelving*, como el que se muestra en la figura 1.3.2, que tiene las mismas especificaciones que el ecualizador deseado, pero está centrado en $\Omega = 0$ y las frecuencias de banda lateral, se ubican en $\pm\Omega_B$.

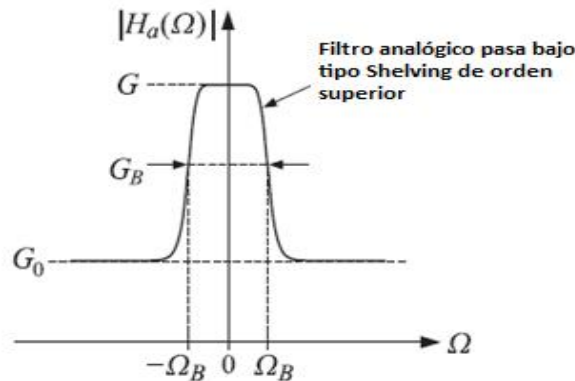


Figura 1.3.2. Filtro analógico pasa bajo tipo *shelving* de orden superior. (Tomado de Orfanidis, 2008)

El filtro analógico puede transformarse directamente al ecualizador digital deseado mediante la transformación pasa banda entre los planos s y z :

$$s = \frac{1 - 2\cos\omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-2}}. \quad (1.3.2)$$

Las frecuencias correspondientes al mapeo entre $s = j\Omega$ y $z = e^{j\omega}$ están dadas por:

$$\frac{\cos\omega_0 - \cos\omega}{\sen\omega} = \Omega, \quad \frac{\cos\omega_0 - \cos\omega_2}{\sen\omega_2} = \Omega_B, \quad \frac{\cos\omega_0 - \cos\omega_1}{\sen\omega_1} = -\Omega_B. \quad (1.3.3)$$

Se resuelven ω_0 y Ω_B en términos de ω_1 y ω_2 :

$$\Omega_B = \tan\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right), \quad \tan^2\left(\frac{\omega_0}{2}\right) = \tan\left(\frac{\omega_1}{2}\right)\tan\left(\frac{\omega_2}{2}\right), \quad (1.3.4)$$

donde $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$, de forma equivalente se tiene:

$$\cos(\omega_0) = \frac{\sen(\omega_1 + \omega_2)}{\sen\omega_1 + \sen\omega_2}. \quad (1.3.5)$$

Se pueden resolver las ecuaciones 1.3.3 para ω_1 y ω_2 en términos de ω_0 y $\Delta\omega$:

$$e^{j\omega_1} = \frac{c_0 + j\sqrt{\Omega_B^2 + s_0^2}}{1 + j\Omega_B}, \quad e^{j\omega_2} = \frac{c_0 + j\sqrt{\Omega_B^2 + s_0^2}}{1 - j\Omega_B}, \quad (1.3.6)$$

donde $\Delta\omega$ está dado a través de $\Omega_B = \tan(\Delta\omega/2)$. Extrayendo la parte real de las ecuaciones 1.3.6, se tiene:

$$\cos\omega_1 = \frac{c_0 + \Omega_B\sqrt{\Omega_B^2 + s_0^2}}{\Omega_B^2 + 1}, \quad \cos\omega_2 = \frac{c_0 - \Omega_B\sqrt{\Omega_B^2 + s_0^2}}{\Omega_B^2 + 1}, \quad (1.3.7)$$

donde se introduce la notación abreviada $c_0 = \cos\omega_0$ y $s_0 = \sen\omega_0$; las ecuaciones 1.3.6 tienen límites propios cuando $\omega_0 \rightarrow 0$ y $\omega_0 \rightarrow \pi$, dando lugar a las frecuencias de corte (medidas a nivel de G_B) del ecualizador digital tipo *shelving* pasa alto y pasa bajo:

$$\begin{aligned} \omega_0 = 0, \quad \omega_1 = 0, \quad \omega_2 = \Delta\omega & \quad (\text{Pasa bajo shelving}) \\ \omega_0 = \pi, \quad \omega_1 = \pi - \Delta\omega, \quad \omega_2 = \pi & \quad (\text{Pasa alto shelving}) \end{aligned} \quad (1.3.8)$$

La magnitud de la respuesta en frecuencia para un filtro analógico, pasa bajo tipo *shelving*, de orden superior está dada por:

$$|H_a(\Omega)|^2 = \frac{G^2 + G_0^2 \varepsilon^2 F_N^2(w)}{1 + \varepsilon^2 F_N^2(w)}, \quad (1.3.9)$$

donde N es el orden del filtro analógico, ε es una constante, y $F_N(w)$ es una función de frecuencia normalizada $w = \Omega_B - \Omega$, dada por w^N en el caso de *Butterworth*.

El requerimiento de que la ganancia de ancho de banda sea igual a G_B cuando la frecuencia $\Omega = \pm \Omega_B$, proporciona una condición para hallar la constante ε ; haciendo $\Omega = \Omega_B$ en la ecuación 1.3.9, se obtiene:

$$|H_a(\Omega_B)|^2 = \frac{G^2 + G_0^2 \varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} = G_B^2, \quad (1.3.10)$$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{G^2 - G_B^2}{G_B^2 - G_0^2}}.$$

La función de transferencia analógica $H_a(s)$ correspondiente a la ecuación (1.3.9) se construye a partir de los polos y ceros del numerador y denominador de (1.3.9) del lado izquierdo del plano s en pares conjugados. Para construir $H_a(s)$ y por tanto la función de transferencia del ecualizador, se tendrá la fase mínima.

En términos de polos y ceros del plano s , $H_a(s)$ puede escribir en forma factorizada como:

$$H_a(s) = H_0 \left[\frac{z_0 - s}{p_0 - s} \right]^r \prod_{i=1}^L \left[\frac{(z_i - s)(z_i^* - s)}{(p_i - s)(p_i^* - s)} \right], \quad (1.3.11)$$

donde L es el número de secciones analógicas de segundo orden, relacionado con el orden del filtro analógico por $N = 2L + r$, donde $r = 0$, si N es par y $r = 1$, si N es impar. Los ceros z_i , z_0 y los polos p_i, p_0 del filtro analógico tipo *shelving* $H_a(s)$ son construidos por la búsqueda de las raíces del numerador y denominador de la ecuación (1.3.9), esto es, resolviendo:

$$G^2 + G_0^2 \varepsilon^2 F_N^2(w) = 0, \quad 1 + \varepsilon^2 F_N^2(w) = 0. \quad (1.3.12)$$

En el caso de *Butterworth*, se tienen los siguientes polos y ceros en el plano izquierdo s :

$$z_0 = -\frac{g\beta}{g_0}, \quad z_i = \frac{g\beta}{g_0}(-s_i + jc_i), \quad p_0 = -\beta, \quad p_i = \beta(-s_i + jc_i), \quad (1.3.13)$$

para $i = 1, 2, \dots, L$; se introducen los siguientes parámetros:

$$g = G^{1/N}, \quad g_0 = G_0^{1/N}, \quad \beta = \varepsilon^{-1/N} \Omega_B = \varepsilon^{-1/N} \tan\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \quad (1.3.14)$$

$$S_i = \text{sen} \frac{(2i-1)\pi}{2N}, \quad C_i = \text{cos} \frac{(2i-1)\pi}{2N}, \quad i = 1, 2, \dots, L. \quad (1.3.15)$$

Para efectos de implementación es conveniente hacer la transformación (1.3.2) en dos etapas, primero transformando el filtro analógico pasa bajo tipo *shelving* en el filtro digital pasa bajo tipo *shelving* usando la transformada bilineal, y luego aplicando la transformación pasa banda en el plano z . Este proceso descrito en dos pasos se expresa en la ecuación (1.3.16):

$$s = \frac{1 - \hat{z}^{-1}}{1 + \hat{z}^{-1}} = \frac{1 - 2C_0z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-2}}, \quad (1.3.16)$$

$$\hat{z}^{-1} = \frac{z^{-1}(C_0 - z^{-1})}{1 - C_0z^{-1}}.$$

Con la transformación de s a \hat{z} , los factores de la ecuación (1.3.11) serán un filtro digital pasa bajo tipo *shelving* de orden N , con bloques de primer y segundo orden, configurados en cascada en función de \hat{z} . La transformación pasa bajo a pasa banda de \hat{z} a z dará el ecualizador pasa banda, con frecuencia central en ω_0 , con una configuración en cascada de bloques de segundo y cuarto orden en función de z y una red de filtros de orden $2N$.

1.4. Filtros Adaptativos

1.4.1. Introducción

Según *Bustamante (2008)*, “un filtro adaptativo es un sistema que puede automáticamente ajustarse a un ambiente o a una señal de entrada que cambia continuamente. Un sistema de valores constantes (p. e. un filtro de coeficientes constantes) no permite el ajuste dinámico de las características temporales y espectrales de una señal. Esto conduce directamente a sistemas en donde se utilizan filtros adaptativos, pues en ellos los valores de los coeficientes varían de acuerdo con un determinado algoritmo, el cual en general busca ya sea maximizar ó minimizar un determinado parámetro del sistema”.

Los filtros adaptativos se usan generalmente cuando los parámetros que caracterizan al filtro cambian con el tiempo; por esa razón, un filtro adaptativo predice el valor futuro de una señal a partir de su valor actual basándose en un “aprendizaje” de las características de la señal. Por consiguiente, el análisis de los sistemas adaptativos es mucho más difícil y complejo que el análisis de los sistemas que no lo son (*Poularikas y Ramadan, 2006*).

1.4.2. Aplicaciones de los filtros adaptativos

Los filtros adaptativos son ampliamente usados en telecomunicaciones, sistemas de control y otros sistemas donde la información disponible de la señal de entrada es mínima. Existen gran variedad de opciones para implementar filtros adaptativos, sin embargo, a continuación se nombrarán las que han presentado mejor desempeño y funcionalidad en la mayoría de aplicaciones.

La estructura general de un sistema adaptativo se muestra en la figura 1.4.1. La señal de salida $y(n)$ del sistema es generada a partir de la señal de entrada $x(n)$ y es comparada (sumada) con la señal externa $d(n)$ buscando generar la diferencia entre ambas (señal $e(n)$); esta última señal normalmente también es utilizada por el filtro adaptativo con la finalidad de ajustarlo, buscando satisfacer algún criterio predeterminado por el algoritmo usado en el sistema (Bustamante, 2008).

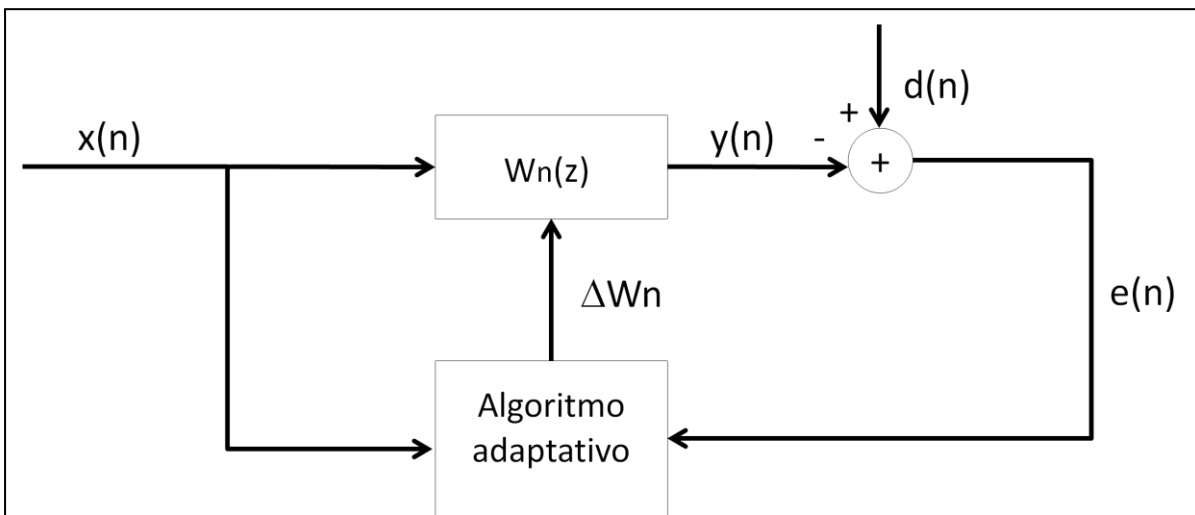


Figura 1.4.1. Estructura general de un sistema adaptativo

Identificación de sistemas.

Se puede controlar un sistema dinámico, si se tiene un modelo que describe el sistema en movimiento. Para encontrar este modelo, se pueden realizar varios experimentos para evaluar la respuesta al impulso dentro del sistema dado. Este proceso de estimación de parámetros se denomina Identificación de sistemas.

La figura 1.4.2 muestra un diagrama en bloques del modelo de identificación del sistema. La salida (respuesta) $d(n)$ de un sistema desconocido a una señal de entrada $x(n)$ es comparada con la respuesta $y(n)$ del sistema adaptativo; la comparación de esas dos señales produce la señal de error $e(n)$ la cual se utiliza para ajustar el sistema adaptativo, con la finalidad de acercarlo a las características del sistema desconocido. El sistema adaptativo será ajustado hasta

que la señal de error sea aproximadamente cero; cuando eso sucede, el proceso se detiene pues el sistema se ha ajustado a las características del sistema desconocido.

Si el sistema desconocido es LTI y la adaptación se ha realizado, ambos sistemas tienen respuesta equivalente y por lo tanto las señales $d(n)$ y $y(n)$ son similares, provocando que $e(n)$ tenga un valor igual o cercano a cero. En este punto se puede decir que el sistema adaptativo ha conseguido caracterizar (modelar) al sistema desconocido (Bustamante, 2008).

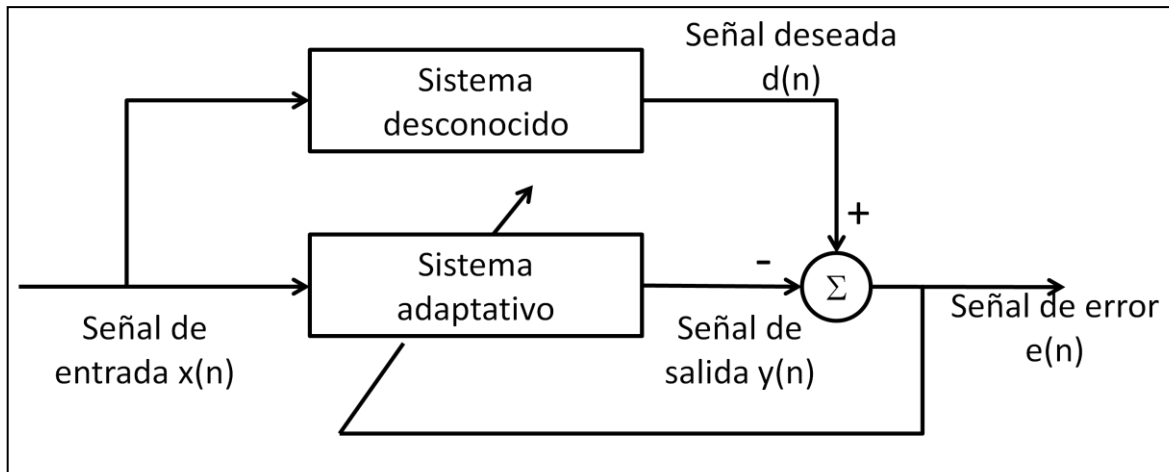


Figura 1.4.2. Estructura utilizada para identificación de sistemas.

Modelado inverso de sistemas

Esta aplicación se utiliza generalmente para eliminar distorsión o ruido a la salida de un sistema. En esta clase de aplicación, la función del sistema adaptativo es proporcionar el modelo inverso del sistema desconocido, con la finalidad de que la interacción de ambos sistemas genere una señal libre de distorsión y ruido.

La figura 1.4.3 muestra la estructura utilizada para el modelado inverso de un sistema desconocido; el ruido r se introduce a la salida del sistema desconocido, esta salida contaminada entra al sistema adaptativo con la finalidad de generar una señal $y(n)$ que se compare con la señal $d(n)$ (versión retardada de la señal $x(n)$). El retardo es introducido para compensar los retrasos del sistema desconocido y del sistema ajustable. La comparación de las señales proporciona la señal $e(n)$, que se utiliza por el sistema para el modelado inverso del sistema desconocido, el sistema se ha adaptado cuando $y(n)$ es similar o igual a $d(n)$ y el error entre ellas es ó tiende a cero (Vaseghi, 2006).

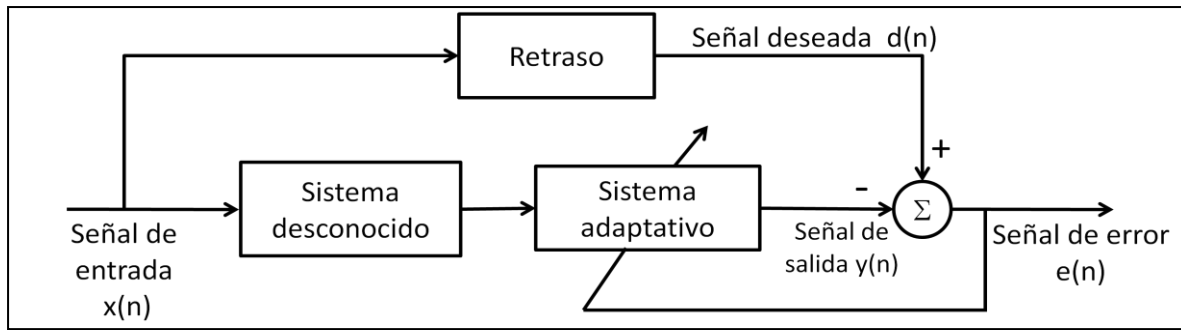


Figura 1.4.3. Estructura utilizada para el modelado inverso de un sistema.

Cancelación de interferencia

La figura 1.4.4 presenta un cancelador de interferencia, en donde la señal útil $x(n)$ está contaminada con el ruido aditivo r . La entrada del sistema adaptativo es la señal r' , la cual está correlacionada con la señal r y a la vez no está correlacionada con la señal $x(n)$. De acuerdo con *Bustamante (2008)*, esto significa que la señal r' proviene de la misma fuente que r pero ha sido modificada por el ambiente de alguna manera. Cuando el sistema se ha adaptado, la señal $y(n)$ es similar a la señal r y, por lo tanto la señal de error $e(n)$ se aproxima a la señal $x(n)$.

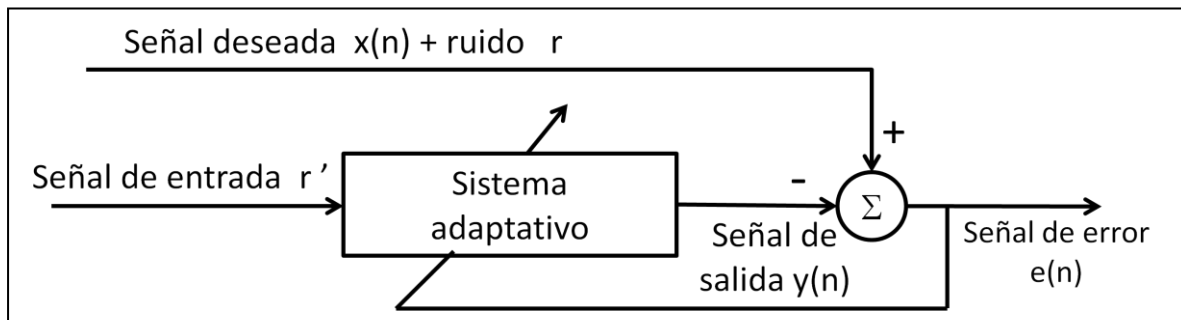


Figura 1.4.4. Estructura utilizada para cancelación de interferencia.

En *Bustamante (2008)* se expresa que “una de las estrategias seguidas en esta aplicación es la de minimizar el valor de la potencia de la señal de error $e(n)$, por lo que usualmente se utiliza el valor medio o el valor instantáneo de esa señal para el ajuste del sistema adaptativo”.

1.4.3. Algoritmos Adaptativos

El comienzo del estudio de teoría de filtros adaptativos fue llevado a cabo por Wiener y Kolmogorov que resolvieron el problema en tiempo continuo trabajando en espacios de Hilbert (de dimensión infinita). Dada una señal $x(t)$ contaminada por un ruido $r(t)$ encontrar el mejor sistema lineal capaz de aproximar otra señal dada $d(t)$. Ésta puede ser cualquier señal, incluida $x(t)$ adelantada τ segundos, en cuyo caso el sistema trabajará como filtro y predictor.

Algoritmo *Least Mean Square (LMS)*

El algoritmo LMS parte de la aplicación de filtros Wiener que utilizan en general una estructura FIR para evitar que los polos del sistema salgan del círculo unitario, lo que impide que el sistema adaptativo se desestabilice, buscando como parámetro de desempeño minimizar una función de prueba denominada Método de Descenso más Corto (MSD, de *Method of Steepest Descent*) y el error cuadrático medio (MSE, de *Mean-Square Error*). Para el algoritmo LMS, se utiliza el valor instantáneo del MSE como una estimación del mismo (Para mayor información sobre MSD y MSE, consultar *Haykin 2002*).

Para los algoritmos se parte de la estimación del error (ver figura 1.4.1), donde la señal de error estará dada por $e(n) = d(n) - y(n)$. Donde $y(n)$ corresponde a la respuesta de un filtro FIR (ver ecuación 1.2.4)

A continuación se presenta un resumen de los aspectos más importantes acerca del algoritmo LMS, tomado de *Haykin (2002)*.

Parámetros:

$M =$ Número de coeficientes (longitud del filtro).

$\mu =$ Constante de adaptación.

$$0 < \mu < \frac{2}{MS_{max}}, \quad (1.4.1)$$

donde S_{max} es el máximo valor de la densidad espectral de potencia de los coeficientes de entrada $x[n]$ y la longitud del filtro M es más o menos grande.

Inicialización:

Si el conocimiento a priori del vector de coeficientes $\hat{w}(n)$ está disponible, debe usarse para proporcionar un valor apropiado para $\hat{w}(0)$. De otra forma, se ajusta $\hat{w}(0) = 0$.

Datos:

- Datos:

$$x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T. \quad (1.4.2)$$

$d(n) =$ respuesta deseada.

- Para encontrar:

$$\hat{w}(n+1) = \text{estimado del vector de coeficientes en el tiempo } n+1. \quad (1.4.3)$$

Cálculos:

Para $n = 0, 1, 2, \dots$, calcular:

$$e(n) = d(n) - \hat{w}^H(n)x(n). \quad (1.4.4)$$

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu x(n)e^*(n). \quad (1.4.5)$$

Algoritmo Normalized Least Mean Square (NLMS)

El objetivo de este algoritmo es independizar la convergencia de la potencia de la señal de entrada, es un algoritmo aun más robusto que el LMS.

En el algoritmo LMS, la corrección aplicada al vector de coeficientes $\hat{w}(n)$ es proporcional al vector de entrada $x(n)$. Por consiguiente, si $x(n)$ es elevado, el algoritmo LMS experimenta un problema de amplificación de ruido de gradiente. Con la normalización del parámetro de adaptación μ , este problema se reduce y de igual manera se evita una subida de la corrección al vector $\hat{w}(n)$ cuando la entrada disminuye drásticamente.

La síntesis de este algoritmo se adaptó de *Haykin (2002)*, como se muestra a continuación:

Parámetros:

$M =$ Número de coeficientes (longitud del filtro).

$\mu =$ Constante de adaptación.

$$0 < \mu < \frac{E[|x(n)|^2]D(n)}{E[|e(n)|^2]}, \quad (1.4.6)$$

donde

$E[|x(n)|^2] =$ potencia de la señal de entrada.

$E[|e(n)|^2] =$ potencia de la señal de error.

$D(n) =$ desviación cuadrática media.

Inicialización:

Si el conocimiento a priori del vector de coeficientes $\hat{w}(n)$ está disponible, debe usarse para proporcionar un valor apropiado para $\hat{w}(0)$. De otra forma, se ajusta

$$\hat{w}(0) = 0.$$

Datos:

- Datos:

$$x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T.$$

$$d(n) = \text{respuesta deseada.}$$

- Para encontrar:

$$\hat{w}(n+1) = \text{estimado del vector de coeficientes en el tiempo } n+1.$$

Cálculos:

Para $n = 0, 1, 2, \dots$, calcular:

$$e(n) = d(n) - \hat{w}^H(n)x(n), \quad (1.4.7)$$

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\|x(n)\|^2 + \varepsilon} x(n)e^*(n), \quad (1.4.8)$$

donde ε es una constante muy pequeña que evita que cuando la magnitud de x sea cero se presente una indeterminación.

Algoritmo Recursive Least-Square (RLS)

Este algoritmo se usa en filtros adaptativos para encontrar los coeficientes del filtro que permiten obtener el mínimo cuadrado de la señal de error en forma recursiva (Poularikas y Ramadan, 2006).

A continuación se realiza el análisis correspondiente a este algoritmo con base en lo expresado en Haykin (2002).

Se inicializa el algoritmo ajustando:

$$\begin{aligned} \hat{w}(0) &= 0, \\ P(0) &= \delta^{-1}I, \end{aligned} \quad (1.4.9)$$

$$\delta = \begin{cases} \text{constante positiva pequeña para alta SNR} \\ \text{constante positiva alta para baja SNR} \end{cases}$$

Para cada instante de tiempo, $n = 0, 1, 2, \dots$, calcular:

$$\pi(n) = P(n-1)x(n), \quad (1.4.10)$$

$$k(n) = \frac{\pi(n)}{\lambda + x^H(n)\pi(n)}, \quad (1.4.11)$$

$$\xi(n) = d(n) - \hat{w}^H(n-1)x(n), \quad (1.4.12)$$

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + k(n)\xi^*(n), \quad (1.4.13)$$

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}k(n)x^H(n)P(n-1). \quad (1.4.14)$$

Algoritmo de entrada filtrada LMS (*Filtered X-LMS*)

El algoritmo X-LMS está basado en la estructura de un filtro adaptativo FIR LMS y las ecuaciones de adaptación son las mismas que para el algoritmo LMS con la única diferencia que los datos de entrada x estarán filtrados con la función de transferencia $H(z)$ que existe entre la salida $y(n)$ y la entrada $e(n)$. El límite superior del paso de adaptación μ depende del retardo máximo de la función de transferencia $H(z)$, es decir:

$$0 < \mu < \frac{1}{(M+1+R)\sigma^2}, \quad (1.4.15)$$

Donde R es el retardo (en muestras) entre la salida $y(n)$ y la entrada $e(n)$. La convergencia del algoritmo X-LMS, tal como se muestra en la figura 1.4.5, es similar al algoritmo LMS, presentando un funcionamiento bastante robusto, incluso con pasos de adaptación grandes (convergencia rápida) (Mínguez, 1998).

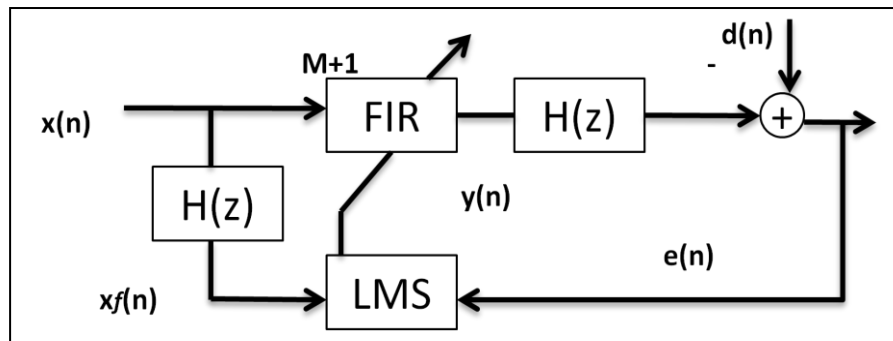


Figura 1.4.5. Estructura utilizada para el algoritmo *Filtered X-LMS*.

La secuencia de operaciones del algoritmo fue adaptada de Mínguez (1998):

0. Inicialización de coeficientes $\hat{w}(0) = 0$

y estimación de potencia $\sigma^2(0) = 1$

1. Filtrado FIR

$$y(n) = \sum_{k=0}^M \hat{w}(n)x(n-k) \quad (1.4.16)$$

2. Obtención de la señal de error $e(n)$

3. Estimación potencia de $x(n)$:

$$\sigma^2(n) = \alpha x^2(n) - (1 - \alpha)\sigma^2(n - 1). \quad (1.4.17)$$

4. Cálculo de la constante de adaptación μ

5. Filtrado de la señal de entrada

$$x_f(n) = \sum_{k=0}^L h(k)x(n - k). \quad (1.4.18)$$

6. Actualización de coeficientes

$$\hat{w}(n + 1) = \hat{w}(n) + 2\mu x_f(n - k)e(n). \quad (1.4.19)$$

7. Volver al punto 1.

Algoritmo *Frequency-Domain Adaptive Filter (FDAF)*

Algunas de las razones principales para utilizar estos algoritmos en el dominio de la frecuencia residen en los algoritmos eficientes disponibles para realizar el mapeo (implementación de convolución rápida) y las propiedades de ortogonalización asociadas a la transformación que permiten mayor velocidad de convergencia.

Teniendo en cuenta algoritmos eficientes es posible considerar dos tipos de algoritmos FDAF:

- Implementación en bloques de un filtro FIR, lo cual permite el uso eficiente de procesamiento en paralelo y en consecuencia resulta en mejoras de la velocidad computacional.
- A partir de la FFT efectuando convolución rápida lo cual permite realizar la adaptación de los coeficientes del FDAF en una forma sumamente eficiente.

En relación a las propiedades de ortogonalización es posible considerar algoritmos sub-óptimos que en el caso ideal permiten tanto aumentar considerablemente la velocidad de convergencias como mejorar el condicionamiento numérico del algoritmo LMS (*Haykin, 2002*).

A continuación se realiza el análisis correspondiente a este algoritmo con base en lo expresado en *Haykin (2002)*.

$$x(n) = FFT(x, N) \quad (1.4.20)$$

$$y(n) = \text{últimos } M \text{ elementos de la } IFFT[x(n) * \hat{w}(n)]$$

Convolución lineal

(1.4.21)

$$e(n) = d(n) - y(n)$$
(1.4.22)

$$E(n) = FFT \begin{bmatrix} 0 \\ e(n) \end{bmatrix}$$
(1.4.23)

$$\Phi(K) = \text{los primeros } L \text{ elementos de } IFFT[x^H(n) * E(n), N]$$

Correlación lineal

(1.4.24)

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu FFT \begin{bmatrix} \Phi(K) \\ 0 \end{bmatrix}.$$
(1.4.25)

1.5. Comportamiento Acústico

1.5.1. Introducción

El sonido está compuesto básicamente por sonidos puros u ondas sinusoidales con amplitud (A), frecuencia (f) y longitud de onda (λ) definidas. Al combinarse, los sonidos forman un espectro diferente y componen aquello que se percibe en los instrumentos, la voz, etc.

Según *Carrión (1998)*, el sonido se genera cuando una fuente sonora entra en vibración. Dicha vibración se transmite a las partículas de aire adyacentes que, a su vez, la transmiten a nuevas partículas contiguas. Las partículas no se desplazan con la perturbación, sino que simplemente oscilan alrededor de su posición de equilibrio. La manera en que la perturbación se traslada de un lugar a otro se denomina propagación de la onda sonora.

La generación de sonido se traduce en modificaciones de la densidad del aire en reposo (ρ_0), de la presión atmosférica estática (P_0) y el movimiento vibratorio de las partículas del aire (*Llinares, 2008*). Dichas variaciones van asociadas a los procesos de compresión y dilatación comentados anteriormente. El valor máximo de la oscilación respecto a P_0 recibe el nombre de amplitud de la presión asociada a la onda sonora, y se representa por la letra P (*Carrión, 1998*).

1.5.2. Nivel de presión sonora (SPL, de *Sound Pressure Level*)

La presión sonora expresa la magnitud de un campo sonoro, su unidad de medida es el *Newton/metro² (N/m²)* o *Pascal (Pa)*. El SPL se define como la diferencia entre el valor fluctuante de la presión sonora total P_T y su valor de equilibrio P_0 (valor normalizado 101.325 Pa). Por tener un comportamiento variable con respecto al

tiempo, es común encontrar el valor de presión sonora, como el valor promedio o valor eficaz r.m.s (*root mean square*) de la siguiente forma:

$$P_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T P^2(t) dt}, \quad (1.5.1)$$

donde T es el tiempo de promediado (usualmente en acústica este valor cae en el rango de 0.1 a 1 segundos) (*Llinares, 2008*).

La presión mínima que el oído humano es capaz de percibir es del orden de $2 \times 10^{-5} Pa$ y la máxima es de $10^3 Pa$, valores que dejan una amplia gama de presiones de difícil manejo para ser tomados como referente. Sin embargo el oído humano responde a cambios de presión en forma aproximada a una variación logarítmica. De esta forma el SPL percibido por el oído humano viene dado por la ley de *Weber-Fechmner* que establece que la magnitud de la sensación percibida es proporcional al logaritmo del estímulo que lo provoca, es decir:

$$LP = 20 \log \frac{P}{P_0}, \quad (1.5.2)$$

donde P es la presión sonora y el resultado está expresado en dB .

Ahora se tiene que los límites de niveles inferior y superior de la escala son $0dB$ y $174dB$ respectivamente, aunque se pueden percibir sonidos de hasta $10^3 Pa$, la percepción a partir de los $120dB$ se convierte en una experiencia dolorosa, por esta razón se ha fijado este valor como el máximo tolerable por el oído humano (para mayor información consultar *Llinares, 2008*).

1.5.3. Intensidad Sonora.

La intensidad sonora es la cualidad por la que se distinguen los sonidos fuertes de los débiles, esta magnitud física cuantifica el transporte de energía en magnitud dirección y sentido. De acuerdo con *Llinares (2008)*, "la intensidad media de una onda acústica plana (módulo del vector intensidad) es igual al valor eficaz de la presión elevado al cuadrado dividido entre la impedancia característica del medio", así:

$$\langle |\vec{I}| \rangle = \frac{P_{ef}^2}{\rho_0 c}. \quad (1.5.3)$$

De acuerdo a la ecuación (1.5.3) se puede definir el nivel de intensidad sonora LI como:

$$LI = 10 \log \frac{|\vec{I}|}{I_0}, \quad (1.5.4)$$

donde I es la intensidad acústica en la escala lineal (W/m^2 en el sistema internacional) e I_0 es el umbral de audición ($10 - 12 W/m^2$).

1.5.4. Atenuación del sonido

La propagación del sonido lleva implícita una disipación de energía, de esta forma la presión queda reducida en el transcurso de la propagación de la onda por un factor exponencial de la siguiente manera:

$$P(x) = P(x_0)e^{-\alpha_a(x-x_0)}, \quad (1.5.5)$$

para una onda plana, y,

$$P(x) = \frac{P_1}{r} e^{-\alpha_a(r-r_0)}, \quad (1.5.6)$$

para una onda esférica, donde α_a es la constante de atenuación del medio. Esta atenuación depende de la frecuencia, la temperatura y del grado de humedad del aire en que se propaga (*Llinares, 2008*).

1.5.5. Respuesta impulsiva del recinto (RIR)

En DSP, la respuesta de un recinto a una señal impulso se conoce como Respuesta Impulsiva del Recinto (RIR). El fenómeno de la reverberación se presenta cuando una señal emitida por una fuente sonora, se ve modificada por los efectos de reflexión y dispersión provocados por las paredes de una sala. Estos efectos se constituyen en reflexiones especulares donde la acústica geométrica puede determinar el ángulo con el que las ondas son reflejadas sobre las superficies y reflexiones difusas, que se caracterizan por ser de carácter aleatorio, producto de las asperezas y rugosidades de las paredes. Igualmente, estos efectos son responsables también del llamado efecto eco que difiere del fenómeno reverberante por la percepción auditiva.

Para analizar el efecto de la reverberación, el enfoque que se le da en DSP, es el de considerar a la señal sonora como una entrada a un sistema identificado como el recinto con sus propiedades acústicas, que transforma la señal en una nueva, que es la que realmente escuchamos, la RIR. Esta señal puede describirse como la convolución entre la señal de entrada y el sistema (recinto con sus características acústicas). Siempre asumiendo que se trata de un sistema LTI.

$$y[n] = x[n] * h[n] \quad (1.5.7)$$

$$y[n] = \sum_{l=0}^{L-1} x[n-L]h[l] \quad (1.5.8)$$

$$y[n] = h[0]x[n] + h[1]x[n-1] + \dots + h[L-1]x[n-(L-1)] \quad (1.5.9)$$

Para hallar la RIR, se despeja $h(n)$ de la ecuación 1.5.10. Para facilitar el despeje se recurre a la siguiente ecuación:

$$H(n) = \text{ifft}(\text{fft}(y(n)) ./ \text{fft}(x(n))), \quad (1.5.10)$$

la cual puede ser implementada fácilmente en Matlab.

1.5.6. Parámetros acústicos en recintos

Los parámetros de calidad acústica para salas están soportados dentro de la norma ISO 3382 (para mayor información, consultar *S.E.A n.d*), la cual define dos grupos para la definición de dichos parámetros: monoaurales y binaurales. Algunos de estos parámetros se derivan directamente de la RIR. Solo se pueden encontrar valores óptimos de dichos parámetros para algunos tipos de recintos, de acuerdo a las actividades que se desarrollen en ellos.

Parámetros monoaurales:

Grupo A: Aquellos que califican la calidad y confiabilidad de la RIR, entre estos están la relación señal a ruido (SNR, de *Signal to Noise Ratio*), la relación respuesta impulsiva ruido (INR, de *Impulse Response to Noise Ratio*), Sonoridad G , Sonoridad relativa G_{rel} y magnitud espectral MAG (*S.E.A, 2008*).

Grupo B: Aquellos que sirven para determinar el tiempo de reverberación: T_{20} (entre -5 y -25 dB) T_{30} (entre -5 y -35 dB) que están relacionados con las propiedades físicas del recinto y el tiempo de decaimiento inicial (EDT, de *Early Decay Time*) que está relacionado con la percepción subjetiva de la reverberación (*S.E.A, 2008*).

Grupo C: En este grupo se encuentran los parámetros que evalúan las relaciones de energía entre diferentes porciones de la RIR. En esta categoría se encuentran: el tiempo central T_s ; claridad Cte (relación de la fracción de los primeros $50ms$ para el habla ó 80 ms para la música, llamada también energía temprana y el resto de la RIR llamada también energía tardía); definición D_{50} (relación entre la energía temprana y la energía total de la RIR) (*S.E.A, 2008*).

Parámetros Binaurales:

La sensibilidad auditiva varía con la frecuencia y con la intensidad. El sistema auditivo es menos sensible a las frecuencias muy bajas o muy altas. El umbral máximo de sensibilidad auditiva se localiza en la región de las frecuencias medianas.

La audición con ambos oídos es fundamental para determinar la ubicación de una fuente sonora, tanto en distancia como en posición, efectos conocidos como fenómeno envolvente e impresión espacial; esta serie de vivencias perceptuales son transportadas por la Respuesta Impulsiva Binaural de un recinto (BRIR, de *Binaural RIR*). Bastaría una diferencia sutil en la sensibilidad de uno de los oídos para perder esta habilidad (S.E.A, 2008).

Percepción Acústica

Los sonidos son percibidos físicamente como variaciones de frecuencia y amplitud en el sistema auditivo (Miyara, 2004). Cuando se escucha un sonido, se perciben sensaciones que pueden ser clasificadas en dos tipos:

- **Tono**

El tono se define como la sensación de agudeza, propia de la frecuencia, entre más agudo es un sonido, mayor es su frecuencia (Llinares, 2008).

- **Sonoridad**

La sonoridad se define como la sensación de intensidad, propia de la presión acústica, entre más alta sea la presión, un sonido tendrá mayor intensidad.

A su vez la sonoridad subjetiva de un sonido es una función no solo de su intensidad, sino también de su frecuencia, ya que el oído humano no es igualmente sensible a todas las frecuencias (Carrión, 1998).

Según Llinares (2008), existe otra unidad de medida, que relaciona tanto la intensidad sonora como la frecuencia, esta unidad se denomina *fon*, *fonio* o *fono* y se toma numéricamente igual al nivel de intensidad en dB de un tono de 1000Hz.

Mediante experiencias normalizadas con diversas personas de audición normal, (con edades entre 18 y 25 años) se ha logrado construir un mapa isofónico del campo audible cuyas curvas representan estados de un mismo nivel de sensación de sonoridad. Estas curvas se obtienen comparando dos tonos, uno de referencia (1000 Hz) y otro de cualquier otra frecuencia. La figura 1.5.1. muestra los contornos de igual sonoridad obtenidos y se puede observar además que el oído responde mal a las bajas frecuencias y también a las altas.

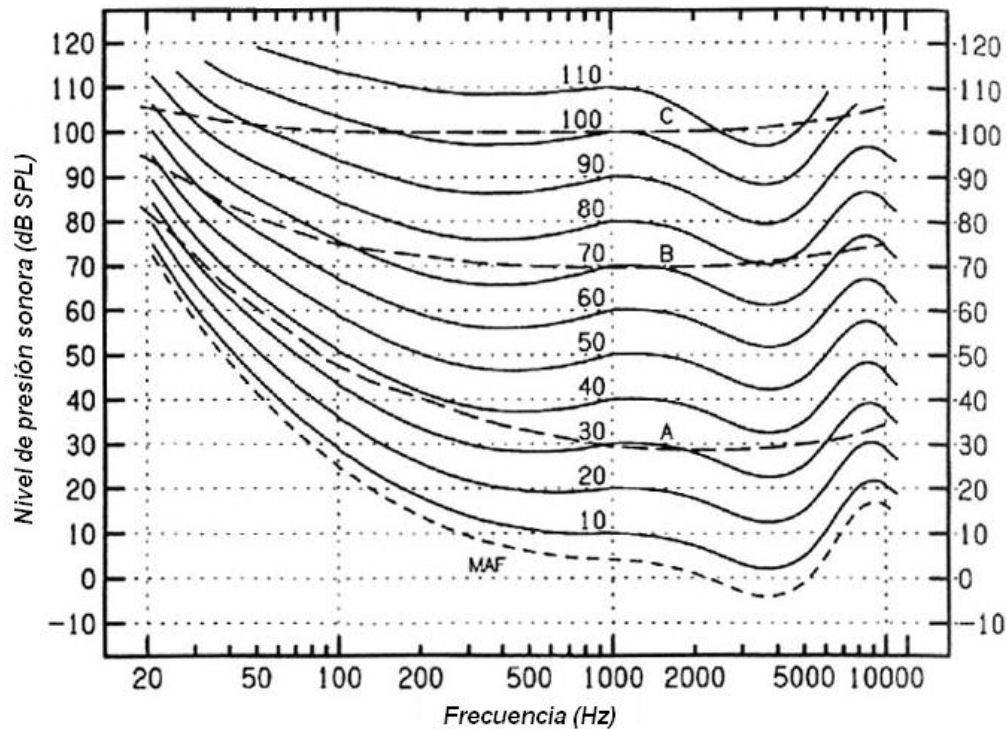


Figura 1.5.1. Contornos de igual sonoridad. (Robinson-Dadson) (Tomado de Llinares, 2008)

1.5.7. Definiciones Importantes

Tiempo de Reverberación

Con el fin de poder cuantificar la reverberación de un recinto, se define el tiempo de reverberación a una frecuencia determinada como el tiempo (en segundos) que transcurre desde que el foco emisor se detiene hasta el momento en que el nivel de presión sonora SPL cae 60 dB con respecto a su valor inicial. En algunas publicaciones se suele representar también este valor con el símbolo RT_{60} , formado por la sigla en inglés de *reverberation time* (tiempo de reverberación), seguida por la referencia a los 60 dB. Otra abreviatura es T_{60} (Miyara, 2004)

Se han presentado muchas formulas para la valoración del tiempo de reverberación, su valoración, sin embargo, la más utilizada es la T_{60} de Arau-Puchades (Para mayor información, consultar Sanches 2004), que considera una distribución asimétrica de la absorción de la sala y está definida como:

$$T_{60} = \left[\frac{0.162V}{-S \ln(1 - \alpha_x)} \right]^{S_x/S} \times \left[\frac{0.162V}{-S \ln(1 - \alpha_y)} \right]^{S_y/S} \times \left[\frac{0.162V}{-S \ln(1 - \alpha_z)} \right]^{S_z/S}, \quad (1.5.11)$$

donde V es el volumen, S es el área total de la superficie de la sala, α es el coeficiente de absorción de cada pared, S_x es el área de la superficie del suelo y del

techo, S_y es el área de paredes laterales izquierda y derecha y S_z , es el área de paredes frontal y de fondo.

Para el estudio del fenómeno de reverberación se deben tener en cuenta las características geométricas y el tipo de materiales que componen las salas, cada una de las fórmulas que se han propuesto cuentan con pequeñas diferencias, algunas consideran espacios totalmente difusos donde la curva de decaimiento sigue una pendiente logarítmica ideal, otras consideran diversos tipos de materiales y ubicación de las paredes, sin embargo, no dejan de ser aproximaciones, que para algunos casos son de utilidad, como por ejemplo para el diseño de tipos de salas.

Cuando se cuenta con la sala y se pretende realizar un estudio sobre la reverberación, se hace uso de la RIR para determinar los diversos parámetros acústicos.

La norma recomienda realizar una división en bandas de frecuencia de octavas, debido a que estas por sus longitudes de onda tendrán diversos comportamientos, además para excluir el efecto del sonido directo y tomar solamente la influencia de la reverberación, se recomienda que se ignoren los primeros 5dB de la curva de caída (Sanches, 2004).

La figura 1.5.2. muestra el tiempo de reverberación recomendado en un recinto con un volumen determinado para diferentes frecuencias.

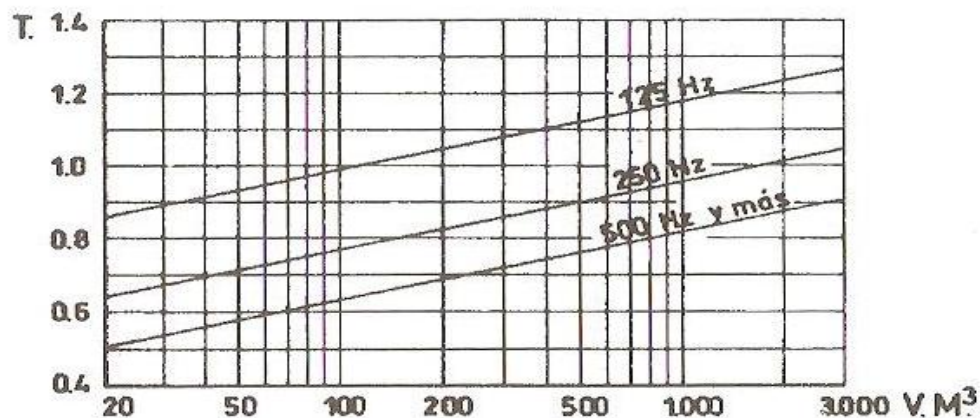


Figura 1.5.2. Tiempo de reverberación adecuado para la palabra, en función del volumen de la sala para 125Hz, 250Hz y 500Hz o más (Tomado de Carrión, 1998)

En la práctica, las curvas de caída no son puramente exponenciales debido principalmente a los modos naturales de la habitación y el ruido. Los modos naturales de la sala pueden provocar que algunas bandas presenten más de un tipo de pendiente.

Tiempo de decaimiento inicial (EDT, de *Early Decay Time*)

El tiempo de decaimiento inicial se obtiene de la curva de caída pero tomando los primeros $10dB$, esta medida está relacionada con la percepción del oyente.

Claridad (C_t)

Se determina a partir de la relación entre la energía sonora que llega al oyente durante los primeros $80ms$ para la música o $50ms$ para el habla y la energía después de ese tiempo, calculada en cada banda de frecuencias entre $125Hz$ y $4kHz$ (Llinares, 2008).

$$C_t = 10 \log_{10} \frac{\int_0^t p^2(t) dt}{\int_t^\infty p^2(t) dt} dB \quad (1.5.12)$$

Definición (D_t)

Este parámetro es una relación logarítmica entre el nivel de energía recibida a los $50ms$ para el habla y $80ms$ para la música y la energía total. Es una media de la perspicacia del sonido (Llinares, 2008).

$$D_t = 10 \log_{10} \frac{\int_0^t p^2(t) dt}{\int_0^\infty p^2(t) dt} dB \quad (1.5.13)$$

Tiempo Central (T_s)

Corresponde al centro de gravedad de la RI, su valor se da en *milisegundos* (ms), un valor pequeño indica que la energía está concentrada en el inicio de la señal, proporcionando una sensación de claridad, un valor muy grande equivale a que la energía está más dispersa, lo que se traduce en un sonido más reverberante (Miyara, 2004).

$$T = \frac{\int_0^\infty t \cdot p^2(t) dt}{\int_0^\infty p^2(t) dt} [ms] \quad (1.5.14)$$

Capítulo 2

Caracterización y Diseño en una herramienta Software

2.1. Introducción

En este capítulo se presenta la caracterización de las herramientas sobre las que se plantea la evaluación de las diversas técnicas estudiadas; características físicas, arquitectura hardware, herramientas software y métodos de diseño.

La caracterización permite limitar los modelos y gestionar los recursos disponibles, a su vez se plantean los métodos que permitirán la integración de temáticas diferentes y de interés como procesamiento de señales con diseño de filtros digitales y muestreo y cuantización, donde la relación costo computacional - práctico intervienen sobre los requerimientos y limitaciones del sistema; se continúa indicando cómo generar las características acústicas definidas por los parámetros para la validación del sistema, y se define la técnica sobre la aplicación práctica de los filtros adaptativos con la ecualización paramétrica y el acondicionamiento acústico. Esto se realiza controlando parámetros sobre las señales acústicas, como rango de frecuencias de operación (ancho de banda), frecuencias de operación (frecuencia central) y la respectiva ganancia, características propias de la ecualización paramétrica para que se realice un control sobre la calidad acústica de un recinto cerrado. Además se describen las características de la implementación sobre la herramienta software escogida.

2.2. Caracterización

2.2.1. Características del Recinto

Para el desarrollo del proyecto se escogió un recinto de diversas características geométricas. La elección de este espacio se basó en sus propiedades acústicas, donde se podía apreciar una reverberación marcada, y la comodidad a la hora de realizar las diferentes pruebas ya que al ser numerosas se requería realizar una manipulación de los equipos de forma iterativa. El estudio de las características técnicas se puede extender a otros recintos de mayor tamaño, realizando las consideraciones respectivas.

Recinto: Salón de $5 \times 7 \text{ m}^2$, en mampostería de ladrillo prensado, repellado, estucado y pintado, la ubicación de los parlantes se realizó como se indica en la figura 2.2.1 con los triángulos rojos, separados uno del otro 1 metro con direcciones opuestas, la captura de datos se realizó mediante un micrófono en tres partes diferentes indicadas en la figura 2.2.1. por los puntos rojos.

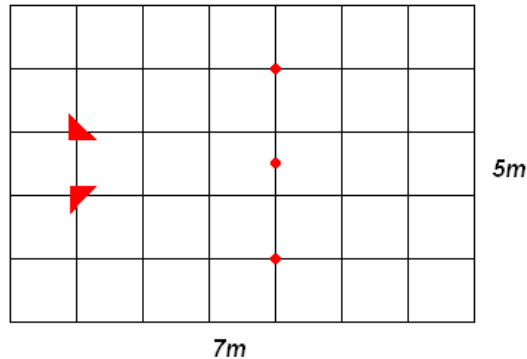


Figura 2.2.1. Recinto escogido para las pruebas.

2.2.2. Características Hardware.

- Amplificador de audio de $55W+55W$ marca SONY referencia *LBT – A37CDM* con dos parlantes.
- Laptop *HP Pavilion dv 8000* con tarjeta de sonido integrada, puerto para micrófono y salida de audio, procesador *AMD Turion 64 Mobile de 1.8GHz*, RAM *2GB*, sistema operativo *Windows XP Profesional*
- Micrófono marca *Genius*.

2.2.3. Características Software.

Se escogió Matlab porque este programa es un entorno poderoso para el cálculo computacional, maneja lenguaje de programación de alto nivel que calcula de forma sencilla matrices y aritmética compleja. Además este paquete de software posee múltiples utilidades avanzadas, que lo posicionan como una herramienta estándar para el desarrollo de diversos trabajos en disciplinas como la ciencia y la ingeniería.

Matlab cuenta con el apoyo de muchos desarrolladores que día a día aportan *scripts*³ sobre diversos temas, y publican su información por medio de la plataforma *Mathworks*⁴. Las herramientas publicadas son flexibles y de código abierto para que cualquier persona pueda desarrollar sus propias aplicaciones. Permite también crear archivos ejecutables que se puedan manipular en cualquier otro computador que tenga una versión reducida del programa; generar código C o importarlo y realizar

³ *Scripts*: conjunto de instrucciones. Permiten la automatización de tareas, creando pequeñas utilidades.

⁴ www.mathworks.com

cambio de arquitecturas de punto flotante a punto fijo para aquellas personas que requieran implementar sus creaciones sobre un *DSP* o un dispositivo lógico de propósito general programable por los usuarios, conocido comúnmente como *FPGA* (de *Field Programmable Gate Array*).

Otra característica importante de Matlab la constituye la herramienta gráfica de modelado basado en diagramas de bloques, *Simulink*, que se compone de librerías *dll* en lenguaje C pre compiladas que son las que constituyen los bloques. Se puede pensar en *Simulink* como un entorno de simulación C, C++ que se encarga de manejar la temporización.

2.2.4. Medidas espaciales

Para la medida de la RI de un recinto se realizan múltiples mediciones dentro del recinto y así poder especificar una media energética (*Sanches, 2004*).

2.2.5. Direccionalidad

La medición de la RIR en forma ideal se debe realizar utilizando micrófonos y altavoces omnidireccionales (*Sanches, 2004*), para el caso concreto los altavoces serán específicamente los que amplificarán el sonido en el recinto.

2.2.6. Parámetros acústicos

Se evalúan los diversos parámetros acústicos de la RIR. Estos parámetros permiten validar de una forma directa la respuesta del sistema ya que la norma ISO 3382 (*Sanches, 2004*) especifica algunos valores de referencia para determinados recintos.

En el *anexo A*, se encuentran los scripts descargados de la plataforma Mathworks que nos permiten a partir de la RIR determinar los parámetros acústicos requeridos: *TR₂₀*, *TR₃₀*, *TR₄₀*, *EDT*, *claridad*, *definición* y *tiempo central*. La forma utilizada para obtener estos parámetros usa la curva de caída que se obtiene a partir de la RIR por el *método de integración de Schroeder*, de la siguiente manera:

$$E(t) = \int_t^{\infty} p^2(\tau) d\tau = \int_0^{\infty} p^2(\tau) d\tau - \int_0^t p^2(\tau) d\tau. \quad (2.2.1)$$

Cuando se grafican estos valores en *dB* teniendo como valor de referencia el valor máximo de *0 dB* en *t = 0*, la *integral de Schroeder* *E(t)* representará la curva de caída de energía.

En nuestro caso, la falta de recursos hardware nos impidió obtener datos que se acercaran a los ideales, u obtener un patrón de referencia que nos permitiera a decidir si un recinto cumple o no con las características que lo hagan idóneo para

charlas, sin embargo esta técnica podría aportar parámetros de calidad para validar el desempeño de la herramienta.

Se han desarrollado diversos métodos para obtener una RIR real y los parámetros acústicos, estos métodos están dedicados a compensar y mejorar la RIR para poder realizar un análisis correcto, (para mayor información, consultar los métodos para obtener parámetros acústicos en *Sanches 2004*).

2.3. Frecuencia de muestreo y cuantización

Para el rango de frecuencias deseadas de 300 Hz a 3.400 Hz se escogió una frecuencia de muestreo de 8.000 Hz , para cumplir con la relación de frecuencia de *Nyquist*, expresada en la ecuación 1.1.16., que indica que la frecuencia de muestreo debe ser mayor o igual a la frecuencia máxima contenida en la señal, que para el caso de estudio fue 4.000 Hz . A su vez, esto permite minimizar el coste computacional al reducir el número de muestras que se deben procesar.

Matlab cuenta con funciones que permiten grabar y reproducir señales de audio. Para nuestro interés se emplean las siguientes funciones y se realiza una breve descripción de cada una:

[x,fs,nbits]=wavread(file): Permite leer un archivo en formato *wav*, retornando el vector con los datos del archivo de audio, la frecuencia de muestreo y el número de bits por muestra.

wavplay(x,fs,'async'): Envía el vector de la señal y la frecuencia de muestreo al controlador de audio de Windows, *'async'* permite regresar a la función inmediatamente después de ser llamada, permitiendo así realizar la captura al mismo tiempo.

wavrecord(n,fs,ch,dtype): Esta función permite realizar la captura de audio por medio del controlador de audio de Windows, *n* representa el número de muestras que se desean tomar. Para la aplicación se realiza un barrido de 10 segundos a una frecuencia de muestreo de 8.000 Hz por lo que es necesario realizar por lo menos una grabación de 80.000 muestras. Matlab utiliza la memoria del sistema por lo que no es posible realizar muestras por periodos de tiempo muy largo, se debe especificar la frecuencia de muestreo y el número de canales, que puede ser estero o mono, almacenando la grabación en dos vectores o uno según sea el caso, la última opción especifica el numero de bits por muestra que por defecto es 16.

wavwrite(y,fs,nbits,wavefile): Esta función convierte un vector *y* en un archivo de audio *wav*, se debe indicar la frecuencia de muestreo *fs*, el número de bits por muestra *nbits*, y el nombre del archivo, *nbits* puede ser 8, 16, 24 o 32, una señal

estéreo se debe especificar como una matriz de dos columnas. Para $nbits < 32$ el rango de amplitud de los valores está entre $[-1,+1]$.

2.4. Método para encontrar la RIR

Aunque la respuesta impulsiva se define como la respuesta de un sistema a una señal impulso, también es posible encontrarla por medio de diversos estímulos llamados métodos indirectos:

- Las secuencias de máxima longitud (MLS, de *Maximum Length Sequences*) son secuencias binarias con característica periódica y de espectro continuo. La RI del sistema considerando que éste sea LTI, alimentado con una MLS, será igual a la correlación cruzada periódica entre la señal de salida y la secuencia MLS. (Sanches, 2004). Uno de sus inconvenientes se da cuando a un alto nivel de salida de altavoz se produce alguna distorsión armónica. Para la MLS, esta distorsión armónica aparece como picos falsos en la respuesta al impulso y es muy difícil de separar, otro de sus problemas es la necesidad de sincronización entre la fuente y la captura, una mala sincronización degrada considerablemente la medida.
- Barrido de frecuencia lineal (LSW, de *linear sweep wave*) es una señal estímulo cuya frecuencia aumenta de forma constante por unidad de tiempo, su espectro en frecuencia es plano parecido al espectro del ruido blanco. La reconstrucción de la RI considerando un sistema LTI se puede obtener de la transformada inversa de Fourier de la relación entre las transformadas de Fourier de la señal de salida con la de entrada, o lo que es lo mismo con la convolución de la señal de salida con el filtro inverso de la señal de entrada (Sanches, 2004).
- Barrido de frecuencia exponencial (ESW, de *exponential sweep wave*), el cual tiene un espectro de color rosa, es decir, su amplitud decae 3 dB/octava . Esto significa que cada octava de señal tiene la misma energía. La frecuencia dobla su valor a una tasa fija de tiempo.

Los métodos para encontrar la RIR basados en la de-convolución, requieren una estricta sincronización entre la señal de excitación y el dispositivo que graba la respuesta, normalmente para lograr esta sincronización se hace que el dispositivo de grabación genere también la señal excitadora (Sanches, 2004).

La música o habla como señal de excitación no es recomendable por el comportamiento espectral, se debería usar un periodo de tiempo largo en la obtención del espectro, y además es necesario un promedio de varias capturas para obtener un resultado coherente, sería preferible utilizar ruido, ya que tiene mejor composición espectral.

2.4.1. Barrido de frecuencia

Las ventajas que se encontraron en este tipo de señales son:

- El control del espectro de la señal, en cada instante de tiempo. Sólo encontraremos una sola frecuencia, y la distorsión introducida sólo estará constituida por los armónicos de la señal.
- El barrido lineal permite determinar fácilmente el tiempo exacto sobre el cuál una frecuencia está operando.
- El espectro de la señal en el dominio de la frecuencia es un espectro de energía constante, igual que el ruido blanco en el caso lineal o el ruido rosa en el caso logarítmico.
- Amplio rango de operación. Se puede generar un barrido sobre todo el espectro audible si así se desea, o generar un rango de frecuencias específico teniendo en cuenta que el valor máximo de frecuencia es la frecuencia de *Nyquist*.
- El barrido de frecuencias permite determinar la respuesta impulsiva de la señal. Se usa como método de medida de los diversos parámetros acústicos que permiten indicar la calidad de una señal sonora.
- El barrido de frecuencia se puede generar fácilmente en el dominio del tiempo, incrementando la frecuencia por cada muestra que se realice. En el caso de un barrido lineal, la configuración es la siguiente:

$$x(t) = A \sin \left(2\pi f t + \frac{\theta^{\circ}}{360^{\circ}} \right), \quad (2.4.1)$$

donde el valor de θ° esta dado en grados e indica la fase de la señal. El incremento de la frecuencia se relaciona con el incremento del tiempo por una relación lineal, se puede definir $f(t)$ como:

$$f(t) = k \cdot \frac{f_1 - f_0}{t_1} \cdot t + f_0, \quad (2.4.2)$$

donde $k=1/2$. Reemplazando 2.4.2 en 2.4.1 obtenemos:

$$x(t) = A \cdot \sin \left(2\pi \left(\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{f_1 - f_0}{t_1} \cdot t + f_0 \right) t + \frac{\theta}{360} \right) \right), \quad (2.4.3)$$

ésta fórmula permite generar una señal muestra de un barrido de frecuencias, entre las frecuencias f_1 y f_0 . Ver figura 2.4.1

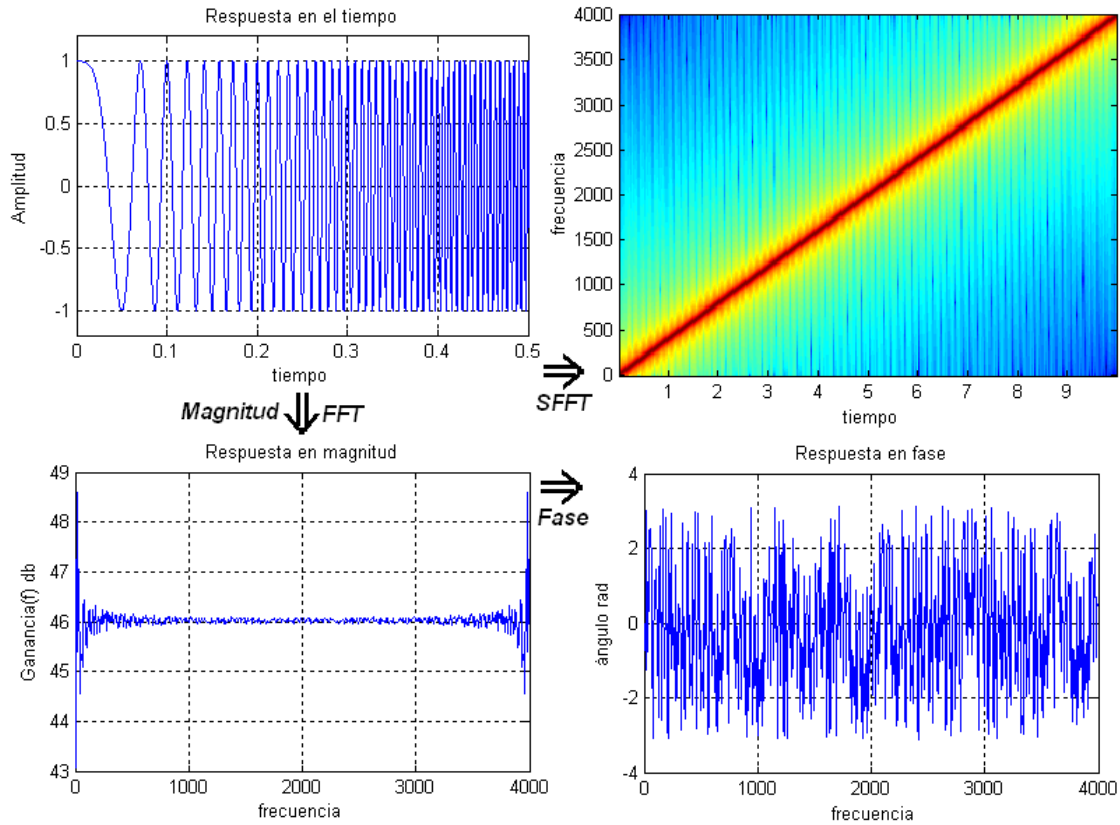


Figura 2.4.1. Barrido de frecuencia lineal: Gráfica dominio temporal con amplitud uno (superior - izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia (inferior - izquierda), espectrograma (superior - derecha), fase de la respuesta en frecuencia (inferior - derecha).

Para el barrido de frecuencia logarítmico se tiene una relación exponencial entre el incremento de frecuencia y el incremento de tiempo:

$$f(t) = k \cdot \frac{1}{f_0 \left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{\frac{t}{t_1}} - f_0}, \tag{2.4.4}$$

donde $k = 1/\log^{(f_1/f_0)}$. Reemplazando 2.4.4 en 2.4.1 obtenemos:

$$x(t) = A \sin \left(2\pi \left(\left(\frac{1}{\log^{(f_1/f_0)}} \right) \cdot \frac{1}{f_0 \left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{\frac{t}{t_1}} - f_0} \right) t + \frac{\theta^o}{360^o} \right), \tag{2.4.5}$$

ésta fórmula permite generar una señal muestra de un barrido de frecuencias, entre las frecuencias f_1 y f_0 . Ver figura 2.4.2.

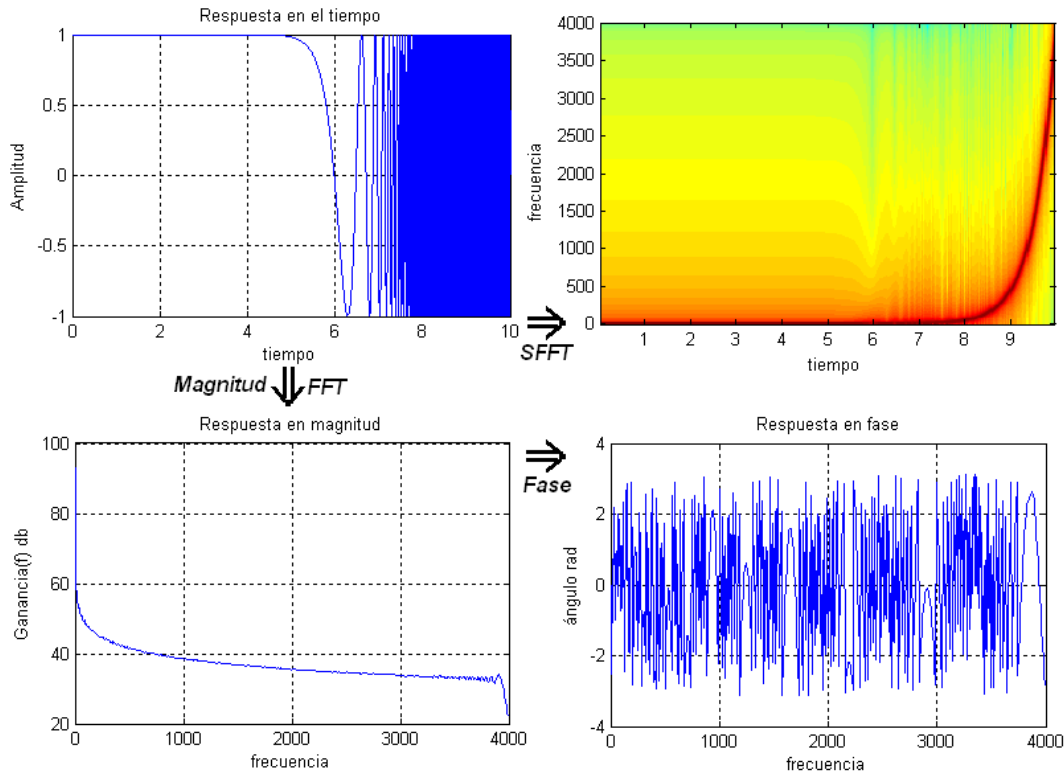


Figura 2.4.2. Barrido de frecuencia logarítmico: Gráfica dominio temporal amplitud uno (superior - izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia (inferior - izquierda), espectrograma (superior - derecha), fase de la respuesta en frecuencia (inferior - derecha).

Mientras el barrido de frecuencias generado en el dominio del tiempo tiene una envolvente perfecta y un factor de cresta ideal como la de la onda seno, su espectro presenta leves fluctuaciones en el cambio de estado al principio y al final.

Para la implementación de un barrido de frecuencia en Matlab es necesario partir de un vector tiempo que contenga todas las muestras necesarias según la frecuencia de muestreo que se utilice, esto se realiza con la siguiente sentencia:

$$t = 0:1/fs:tiempo,$$

la cual crea un vector de 0 hasta el tiempo en segundos que se requiera con periodos de muestras $1/fs$. Se debe tener en cuenta que si se define un tiempo exageradamente largo este será almacenado en la memoria del computador consumiendo espacio y recursos y hace que la RI pierda consistencia. Una vez definido el vector de tiempo necesario, para el caso de estudio fueron 10 segundos,

se aplica sobre la función que se definió en la ecuación 2.4.3. para obtener el barrido de frecuencia lineal.

2.4.2. Estudio comparativo entre barrido de frecuencia lineal y ruido blanco

La característica que hace ideal el barrido de frecuencia es su espectro plano en el dominio de la frecuencia. Cuando se realiza la convolución del barrido de frecuencia con un filtro, el comportamiento de la señal de barrido en el dominio del tiempo y de la frecuencia será semejante, la frecuencia y el tiempo tienen una relación lineal, por eso al incrementar el tiempo la variación de la frecuencia supondrá un incremento comparable.

Al realizar el proceso de filtrado pasa bajo se puede apreciar que el espectro de frecuencia se asemeja a la señal en el dominio del tiempo, de esta forma se puede establecer una regla de tres para determinar en qué instante de tiempo está operando determinada frecuencia (ver figura 2.4.3).

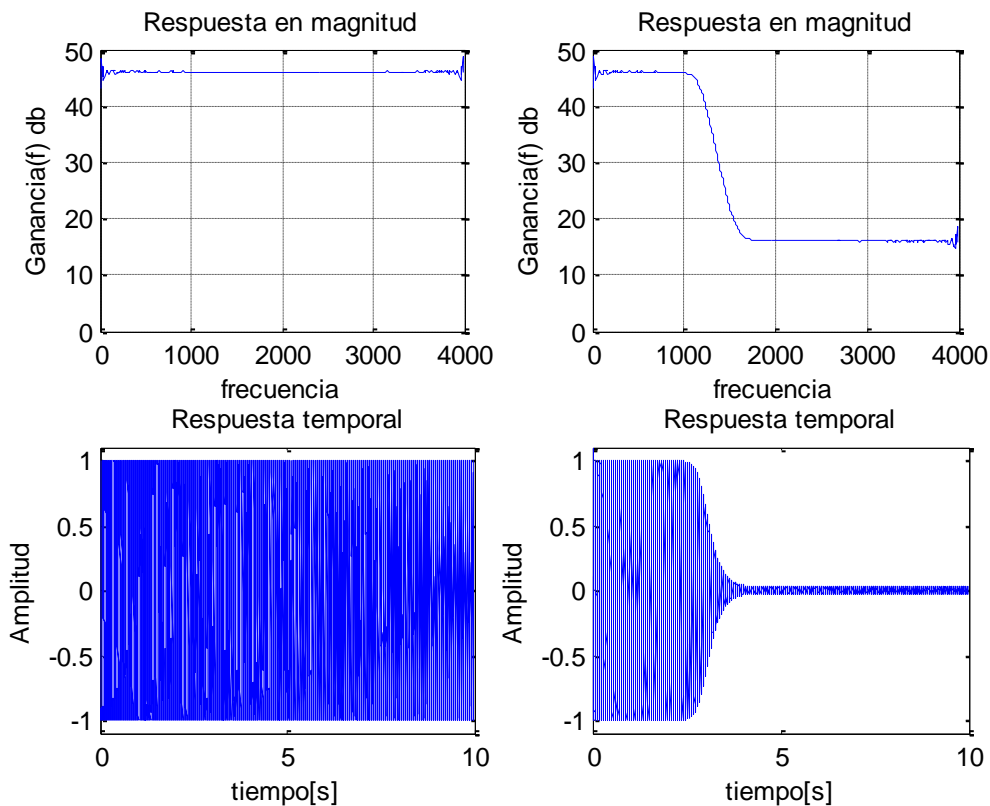


Figura 2.4.3. Barrido de frecuencia lineal: Magnitud de la respuesta en frecuencia (superior – izquierda), dominio temporal (inferior – izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia de la convolución con un filtro pasa bajo (superior – derecha), dominio temporal (inferior – derecha).

El ruido blanco se caracteriza por presentar múltiples frecuencias en el dominio del tiempo, lo que equivale a decir, que presenta una dispersión sobre todo el espectro en el dominio de la frecuencia. Al realizar la convolución del ruido blanco con el filtro pasa bajo, éste elimina las componentes de frecuencia presentes en toda la muestra, presentando una señal de composición variada (ver figura 2.4.4), por lo que el tamaño de la muestra no requiere ser tan grande. La convergencia de los algoritmos ante esta señal debe ser rápida.

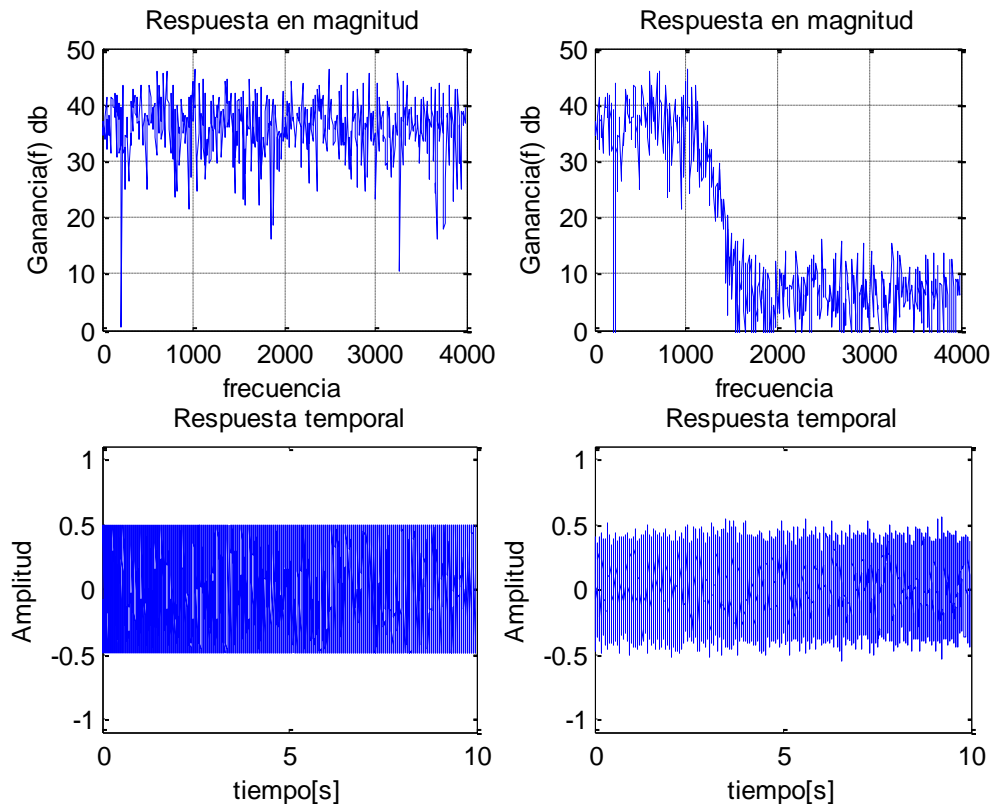


Figura 2.4.4. Ruido blanco: Magnitud de la respuesta en frecuencia (superior – izquierda), dominio temporal (inferior – izquierda), magnitud de la respuesta en frecuencia de la convolución con un filtro pasa bajo (superior – derecha), dominio temporal (inferior – derecha).

2.4.3. Captura de la RIR

La RIR que se estudia y se pretende ecualizar se obtiene generando el barrido en el recinto cerrado. Si se considera una buena muestra se puede tomar la señal capturada $y(t)$ por medio del micrófono como la entrada del sistema adaptativo, la cual representaría la señal a ser ecualizada.

No se deben tener en cuenta las primeras muestras de la señal capturada, correspondientes al tiempo de procesamiento de la función que controla la tarjeta de

sonido y al tiempo de propagación del sonido en el aire, hasta la ubicación del micrófono. Para encontrar este tiempo se utiliza la siguiente sentencia en Matlab:

```
t=cputime; instrucción; t=cputime-t,
```

donde t es la variable donde se almacena el valor de la sentencia `cputime` propia de Matlab. A este valor se le agrega el tiempo de propagación tomando la velocidad del sonido como 348 m/s a una temperatura ambiente aproximada de $28^\circ \text{ centígrados}$, finalmente se calcula el número de muestras que no deben ser consideradas dadas por la multiplicación del tiempo obtenido y la frecuencia de muestreo.

La respuesta impulsiva se obtiene a partir de la ecuación 1.5.10. Matlab realiza la operación entre vectores elemento a elemento con el operador `(./)` por ello es necesario limitar la longitud de los vectores para que tengan igual dimensión.

Del total de muestras de la señal se observa como decae la respuesta impulsiva, encontrando una buena representación de la misma con aproximadamente 6.000 coeficientes o muestras, con el fin de dejar la respuesta lo más parecida a la real.

De las diversas pruebas sobre los recintos, se encuentran leves diferencias, variaciones en la distribución de la energía sobre la RI al realizar la medida sobre el mismo punto, tomando 10 muestras se realiza una media aritmética de las muestras.

2.5. Filtros digitales

Para el diseño de filtros digitales Matlab proporciona diversas herramientas de diseño. Una de éstas parte de definir el tipo de respuesta que deseamos del filtro ya sea pasa bajo, pasa alto, pasa banda, rechazo de banda, entre otros.

Filtros FIR: Se define un filtro pasa banda entre las frecuencias de 300 Hz a 3.400 Hz .

Los filtros digitales en Matlab se implementan por medio de clases, creando un objeto con la respuesta ya establecida, por defecto, proporciona un filtro con frecuencia normalizada. La siguiente sentencia crea un objeto filtro pasa banda en Matlab:

```
fd=fdesign.bandpass;
```

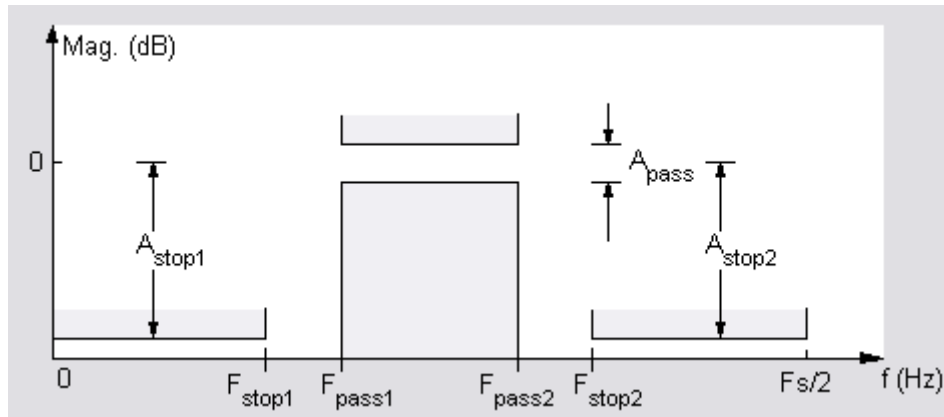


Figura 2.5.1. Parámetros de diseño para filtros digitales, filtro pasa banda.

De este objeto se despliega la información con las características de diseño que deben ser configuradas para que el filtro realice lo que se requiere, teniendo en cuenta que la máxima frecuencia de operación es de 4.000 Hz , las frecuencias normalizadas estarán dadas por las siguientes relaciones:

$$F_{pass1} = \frac{300\text{Hz}}{4000\text{Hz}} = 0.075$$

$$F_{stop1} = \frac{(300 - 50)\text{Hz}}{4000\text{Hz}} = 0.0625$$

$$F_{pass2} = \frac{3400\text{Hz}}{4000\text{Hz}} = 0.85$$

$$F_{stop2} = \frac{(3400 + 50)\text{Hz}}{4000\text{Hz}} = 0.8625$$

La atenuación de banda dada por A_{stop1} y A_{stop2} , la definimos de 60 dB , y el rizo de banda dado por A_{pass} en 1 dB .

fd.Fstop1=	(300-50)/4000;
fd.Fpass1=	300/4000;
fd.Fpass2=	3400/4000;
fd.Fstop2=	(3400+50)/4000;
fd.Astop1=	60;
fd.Apass =	1;
fd.Astop2=	60;

Una vez definidos los parámetros se escoge uno de los métodos de diseño, los cuales se pueden consultar en Matlab a través de la función *designmethods(fd)*. En

el caso de filtros FIR se encuentran: *equiripple* y *kaiserwin* y en el caso de filtros IIR están: *butter*, *cheby1*, *cheby2* y *ellip*. El método escogido se aplica mediante la sentencia:

```
filtro=design(fd,'equiripple').
```

Por último, el filtro diseñado se puede visualizar mediante la función *fvtool(filtro)*, la cual muestra las diversas gráficas del filtro, la magnitud y fase de la respuesta en frecuencia. Ver figura 2.5.2.

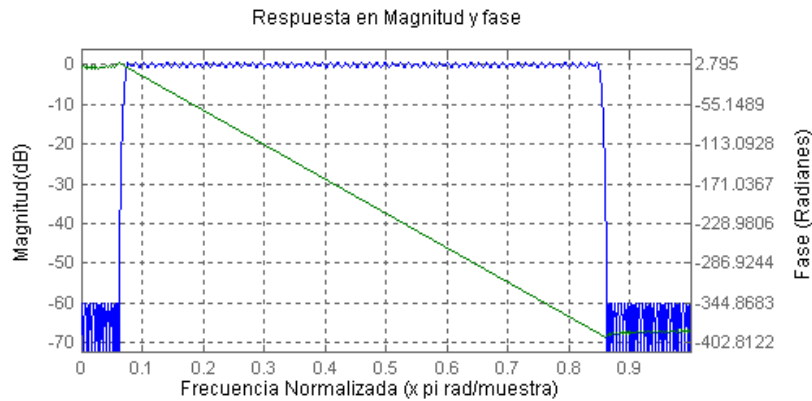


Figura 2.5.2. Magnitud y Fase de la respuesta en frecuencia para un filtro digital FIR, pasa banda (300 – 4.000) Hz. Frecuencia normalizada.

Para este diseño el número de coeficientes que determina el método es de 321 coeficientes. Otra de las alternativas de diseño con las que cuenta Matlab es la interfaz gráfica *Fdatool*, que muestra gráficamente las diversas configuraciones de filtros digitales.

Filtros IIR: Las ecuaciones de diseño del filtro IIR están documentadas en la sección 1.3. En el *anexo C* se puede observar la implementación de un filtro pasa bajo tipo *Shelving* por el método de *Butterworth*.

2.6. Filtros adaptativos

Partiendo de la abstracción de los algoritmos adaptativos y manejando *scripts* sencillos de funciones, los algoritmos a evaluar retornan los coeficientes de un filtro FIR permitiendo su estabilidad. Se realizan evaluaciones de cinco algoritmos, en diversas configuraciones, con el fin de entender su comportamiento, los algoritmos a evaluar son LMS, NLMS, RLS, XLMS, FDAF. En el *anexo B* se puede observar el código fuente en Matlab para estos algoritmos.

Entre los datos a evaluar encontramos: convergencia, tiempo de procesamiento, error. Para el sistema de identificación, es de interés conocer cómo se aproxima la respuesta de los coeficientes de un filtro FIR adaptativo a una configuración IIR.

Para el uso de algoritmos adaptativos, Matlab los organiza en clases, por lo que es necesario crear objetos del tipo requerido. Al escoger el algoritmo se definen los parámetros necesarios para su aplicación.

Declaración de un objeto: $h = \text{adaptfilt.algorithm}(\dots)$

Los algoritmos disponibles en Matlab están clasificados de la siguiente forma: *Least Mean Squares* (LMS), *Recursive Least Squares* (RLS), *Affine Projection* (AP), *FIR Adaptive Filters in the Frequency Domain* (FD), *Lattice Based* (L).

De la familia de algoritmos LMS, se escogió el *Direct-form Least Mean Square* (LMS), *Direct-form Normalized LMS* (NLMS) y *Filtered-X LMS*; de la familia de los algoritmos RLS, se escogió el *Recursive Least Square* (RLS); y de la familia de los FD el *Frequency-domain FIR adaptive filter* (FDAF).

Para facilitar la manipulación de los algoritmos y entender la forma de implementación se realizó una abstracción de los mismos obteniendo funciones de ellos en *scripts*, con ello se facilita el análisis para definir la cantidad de recursos que los algoritmos requieren del sistema.

Las siguientes tablas muestran los parámetros y valores por defecto para los filtros adaptativos utilizados:

$[y, e, h] = \text{fdaf}(x, d, m, \text{step}, \text{leakage}, \text{delta}, \text{lambda}, \text{blocklen}, \text{offset}, \text{coeffs}, \text{states})$	
<i>x</i>	Señal de entrada
<i>d</i>	Señal deseada
<i>m</i>	Número de coeficientes del filtro adaptativo
<i>step</i>	Paso adaptativo, controla la velocidad de convergencia del filtro adaptativo, inversamente proporcional a su precisión.
<i>leakage</i>	Parámetro de fuga del filtro adaptativo. Si este parámetro está entre cero y uno, se aplica una fuga al algoritmo FDAF, por defecto <i>leakage</i> es 1
<i>delta</i>	Nivel inicial de entrada de la transformada FFT, por defecto su valor es 1.
<i>lambda</i>	Especifica el factor promedio usado para calcular la ventana exponencial de la señal de potencia FFT de las actualizaciones de los coeficientes. <i>Lambda</i> debe estar en el rango (0, 1). <i>Lambda</i> por defecto es 0.9
<i>blocklen</i>	Longitud del bloque de los coeficientes de actualización, por defecto de igual longitud a <i>m</i> .

<i>offset</i>	Es la compensación para los términos normalizados en los coeficientes de actualización. Puede ser utilizado para evitar dividir por cero (o por un número de valor muy pequeño), si alguna de las señales de potencia de entrada FFT llega a ser muy pequeño. Offset por defecto es <i>eps</i> .
<i>coeffs</i>	Valor inicial de los coeficientes del filtro adaptativo, de igual longitud a <i>m</i>
<i>states</i>	Estados del filtro adaptativo, por defecto su valor inicial es un vector de ceros de longitud <i>m</i> .
<i>y</i>	Salida filtro adaptativo.
<i>e</i>	Señal de error.
<i>h</i>	Coeficientes del filtro FIR adaptado.

Tabla 2.6.1. Parámetros del algoritmo FDAF

<i>[y,e,h]= lms(x,d,m,step,leakage,coeffs)</i>	
<i>x</i>	Señal de entrada
<i>d</i>	Señal deseada
<i>m</i>	Número de coeficientes del filtro adaptativo
<i>step</i>	Paso adaptativo, controla la velocidad de convergencia del filtro adaptativo, inversamente proporcional a su precisión.
<i>leakage</i>	Es el parámetro de fuga del filtro adaptativo. Por defecto <i>leakage</i> es 1.
<i>coeffs</i>	Valor inicial de los coeficientes del filtro adaptativo, de igual longitud a <i>m</i>
<i>y</i>	Salida filtro adaptativo.
<i>e</i>	Señal de error.
<i>h</i>	Coeficientes del filtro FIR adaptado.

Tabla 2.6.2. Parámetros del algoritmo LMS

<i>[y,e,h]= nlms(x,d,m,step,leakage,coeffs)</i>	
<i>x</i>	Señal de entrada
<i>d</i>	Señal deseada
<i>m</i>	Número de coeficientes del filtro adaptativo
<i>step</i>	Paso adaptativo, controla la velocidad de convergencia del filtro adaptativo, inversamente proporcional a su precisión.
<i>leakage</i>	Es el parámetro de fuga del filtro adaptativo. Por defecto <i>leakage</i> es 1
<i>coeffs</i>	Valor inicial de los coeficientes del filtro adaptativo, de igual longitud a <i>m</i>
<i>y</i>	Salida filtro adaptativo.
<i>e</i>	Señal de error.
<i>h</i>	Coeficientes del filtro FIR adaptado.

Tabla 2.6.3. Parámetros del algoritmo NLMS

$[y,e,h]=rls(x,d,m,lambda,invcov,coeffs,states)$	
x	Señal de entrada
d	Señal deseada
m	Número de coeficientes del filtro adaptativo
$lambda$	Factor de olvido, por defecto es igual a 1.
$invcov$	Matriz inversa de covarianza del filtro, por defecto es la matriz identidad.
$coeffs$	Valor inicial de los coeficientes del filtro adaptativo, de igual longitud a m
$states$	Asignación de búffer del algoritmo, por defecto vector de ceros de longitud $m-1$.
y	Salida filtro adaptativo.
e	Señal de error.
h	Coefficientes del filtro FIR adaptado.

Tabla 2.6.4. Parámetros del algoritmo RLS

$[y,e,h]=xlms(x,d,m,step,leakage,pathcoeffs,pathest,fstates,pstates,coeffs,states)$	
x	Señal de entrada
d	Señal deseada
m	Número de coeficientes del filtro adaptativo
$step$	Paso adaptativo, controla la velocidad de convergencia del filtro adaptativo, inversamente proporcional a su precisión.
$leakage$	Es el parámetro de fuga del filtro adaptativo. Por defecto $leakage$ es 1
$pathcoeffs$	Son los coeficientes del modelo de filtro secundario, debe contener los coeficientes de la salida del sensor de error.
$pathest$	Es la estimación del filtro secundario.
$fstates$	Es el vector de estados de entrada del filtro adaptativo, por defecto es un vector de ceros de longitud $m-1$
$pstates$	Son los estados del filtro secundario, por defecto su valor es igual a un vector de ceros de <i>longitud del filtro secundario -1</i>
$coeffs$	Valor inicial de los coeficientes del filtro adaptativo, de igual longitud a m .
$states$	Vector inicial de estados del filtro.
y	Salida filtro adaptativo.
e	Señal de error.
h	Coefficientes del filtro FIR adaptado.

Tabla 2.6.5. Parámetros del algoritmo XLMS

Para determinar el tiempo de procesamiento Matlab cuenta con funciones para medidas de tiempo y de esfuerzo de cálculo:

<i>cputime</i>	Devuelve el tiempo de CPU (con precisión de centésimas de segundo) desde que el programa arrancó. Llamando antes y después de realizar una operación y restando los valores devueltos, se puede saber el tiempo de CPU empleado en esa operación. Este tiempo sigue corriendo aunque Matlab esté inactivo.
<i>etime(t2, t1)</i>	Tiempo transcurrido entre los vectores t1 y t2 teniendo en cuenta el orden, obtenidos como respuesta al comando clock
<i>clock</i>	Devuelve un vector fila de seis elementos que representan el año , el mes , el día , la hora , los minutos y los segundos , según el reloj interno del computador. Los cinco primeros son valores enteros, pero la cifra correspondiente a los segundos contiene información hasta las milésimas de segundo.
<i>tic ops toc</i>	Imprime el tiempo en segundos requerido por ops . El comando tic pone el reloj a cero y toc obtiene el tiempo transcurrido.

Tabla 2.6.6 Funciones de Matlab, para medidas de tiempo y esfuerzo.

2.7. Aplicaciones

Para el caso de estudio se optó por usar cinco filtros adaptativos (*lms*, *nlms*, *rls*, *fdaf* y *xlms*) con el fin de buscar la mejor respuesta. Se parte de las múltiples configuraciones posibles de los filtros adaptativos y su aplicación práctica sobre el diseño requerido.

Entre las aplicaciones de los filtros adaptativos que tienen relevancia para los modelos propuestos, se encuentran: el **sistema inversor**, que busca mitigar la acción del sistema reverberante (recinto), comportándose como un ecualizador que anula aquellas frecuencias en las que la reverberación es marcada, o buscando la respuesta en frecuencia plana de los equipos actuadores (sistema y parlantes) sin tener en cuenta la RIR; la configuración de **identificación de sistemas**, que establece el aprendizaje del filtro a partir de una señal deseada, pudiendo tener una característica de sistema pasa bajo, pasa alto o pasa banda, teniendo en cuenta que las señales deben tener un cierto grado de correlación para permitir la convergencia; por último se evalúa el desempeño de un sistema de **cancelación de interferencia** o eco (ver figura 1.4.4) para controlar la reverberación, la velocidad del algoritmo y la señal de error obtenida.

Cada uno de los algoritmos adaptativos tiene fortalezas y debilidades frente al otro, dependiendo de la aplicación que se piense realizar, es necesario evaluar qué tipo de filtro es más adecuado según la configuración.

La implementación de técnicas adaptativas con el uso de ecualización paramétrica se podría realizar con algunos modelos compuestos por módulos. La evaluación del

desempeño de cada uno de los módulos se evalúa por separado, el desempeño del modelo equivaldrá a la carga computacional generada por cada uno de los módulos y la convergencia a la respuesta deseada.

Los modelos propuestos para cumplir los objetivos planteados en el proyecto son: sistema de identificación para aplicar sobre otro ambiente, sistema de ecualización de canal y ecualización paramétrica, sistema de ecualización de canal y filtrado paramétrico adaptativo y por último cancelación de interferencia.

2.7.1. Modelo I: Sistema de identificación para aplicar sobre otro ambiente

En este modelo se busca identificar la ecualización de un recinto para ser aplicada en otro utilizando la configuración de identificación de sistemas. Se requiere una señal de excitación que sea completa en el espectro, es decir, que abarque todas las frecuencias que permitan identificar al filtro. Por ejemplo, si estamos en un recinto y queremos identificar la ecualización que genera el equipo, entonces se toma una señal de excitación como el barrido de frecuencia y se graba instantáneamente durante un tiempo determinado, por ejemplo 10 segundos. Una vez hecho esto se utiliza la misma señal de excitación y se retira la ecualización que queremos identificar. Realizamos el mismo proceso, reproducimos y grabamos la señal. Como resultado obtenemos dos señales que serán identificadas como señal de entrada y señal deseada y nos permitirán encontrar los coeficientes del sistema. (Ver figura 2.7.1)

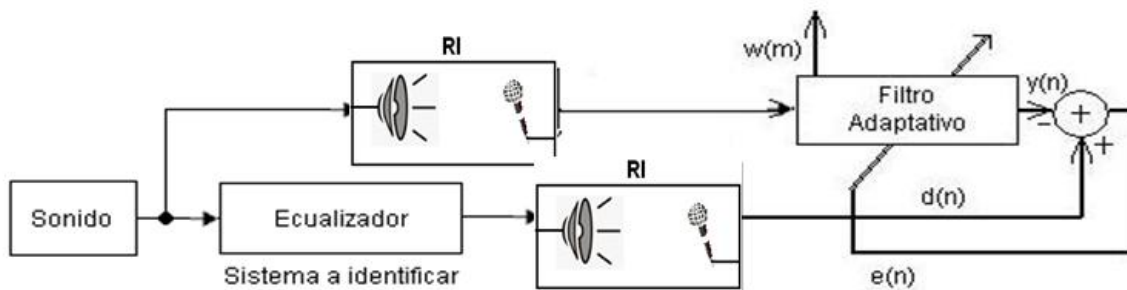


Figura 2.7.1. Sistema de identificación para aplicar sobre otro ambiente.

2.7.2. Modelo II: Sistema de ecualización de canal y ecualización paramétrica.

Este modelo se compone de dos módulos, que se pueden observar en la figura 2.7.2.: sistema inversor (recuadro rojo) y ecualizador paramétrico (recuadro verde). El sistema inversor busca encontrar los coeficientes que entreguen una respuesta plana en frecuencia del recinto, neutralizando la acción de la RIR, considerando que se trata de un sistema LTI. Una vez encontrada la respuesta plana en frecuencia el usuario podría administrar el espectro de acuerdo a gustos personales mediante el módulo de ecualizador paramétrico.

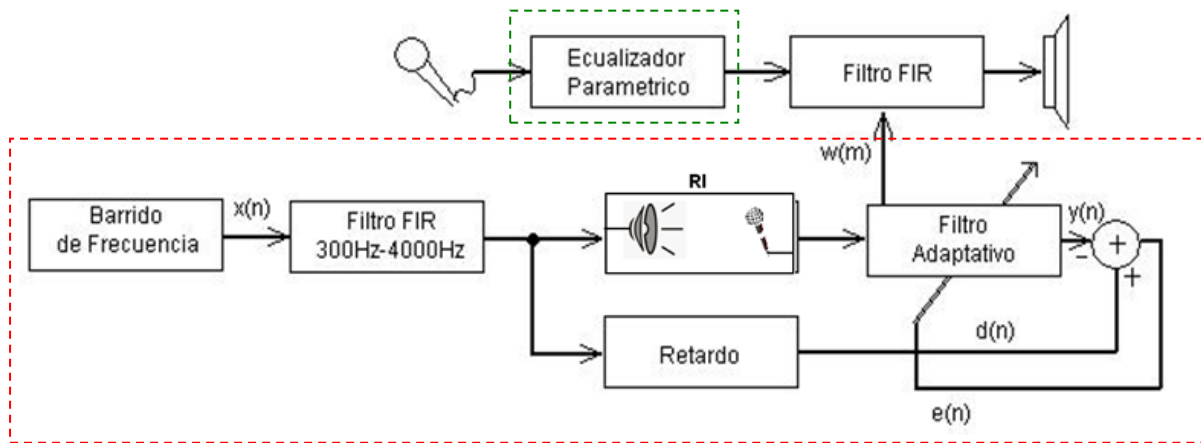


Figura 2.7.2. Sistema de ecualización de canal y ecualización paramétrica

2.7.3. Modelo III: Sistema de ecualización de canal y filtrado paramétrico adaptativo.

Este modelo también lo componen dos módulos, que se pueden observar en la figura 2.7.3.: sistema inversor (recuadro rojo) y módulo de control de amplitud de la señal de barrido de frecuencia (recuadro morado) por medio de una operación término a término entre muestras, aplicando ventanas rectangulares y posterior proceso de identificación de las señales deseadas. Teniendo como señal deseada el barrido de frecuencia aplicando ventanas y como señal de entrada el barrido de frecuencias no modificado, se utiliza la configuración de identificación de sistemas para encontrar el filtro que modele el comportamiento de la señal deseada. Esta configuración emularía las características de un ecualizador paramétrico.

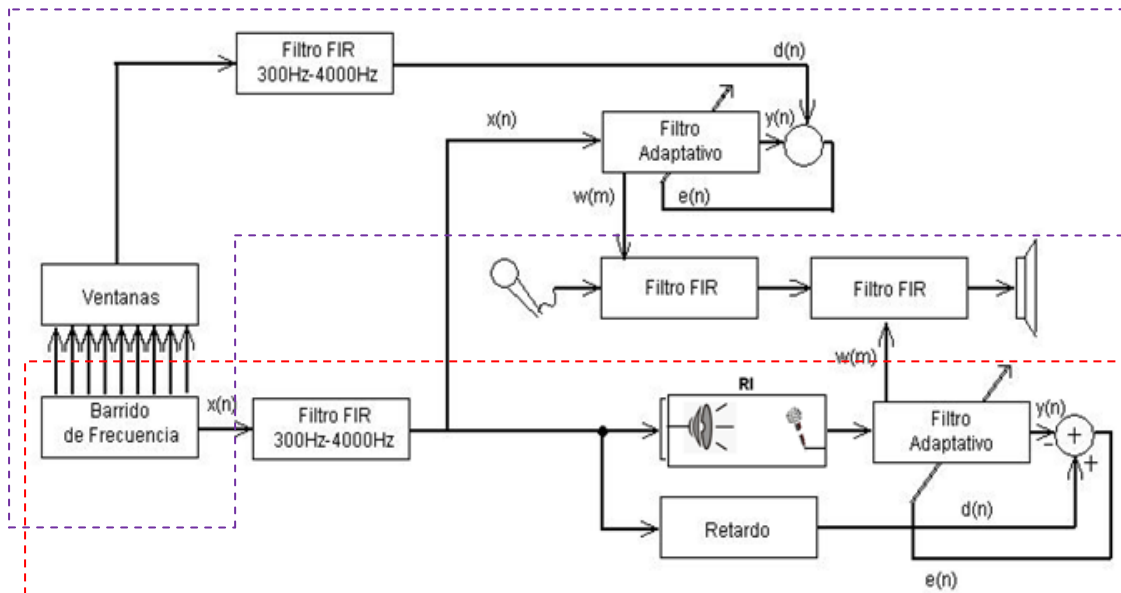


Figura 2.7.3 Sistema de ecualización de canal y filtrado paramétrico adaptativo

La definición de las características de la señal se obtiene de la manipulación del barrido lineal de frecuencia, determinando regiones sobre las que se especifican la frecuencia central, amplitud y ancho de banda.

La amplitud del barrido de frecuencia se controla por medio de ventanas rectangulares realizando un simple producto y tratando la muestra de señal como si fuera una función a trozos con diversos valores de amplitud, ancho de banda y frecuencia central. Partimos de la función de barrido de frecuencia lineal dado por la ecuación 2.4.3, donde los valores de A , f y Δf son suministrados por el usuario, para ello se establecen N bandas que pueden operar en cualquier región del espectro. Para el caso de cuatro bandas se tiene:

$$y(t) = \begin{cases} A_1x(t) & f_1 < f \leq f_2 \\ A_2x(t) & f_2 < f \leq f_3 \\ A_1x(t) & f_3 < f \leq f_4 \\ A_3x(t) & f_4 < f \leq f_5. \end{cases}$$

Las ventanas rectangulares representan las características de un ecualizador paramétrico de orden superior que permite operar sobre una región bien definida del espectro. Se debe tener en cuenta que el valor de A puede ser manipulado definiendo su variación por medio de una función $A(t)$ permitiendo suavizar la señal, sin embargo, para efectos prácticos se realiza sobre una ventana rectangular con el fin de verificar si el filtro adaptativo se puede aproximar a la forma rectangular del espectro de la señal deseada, ver figura 2.7.4.

Del barrido de frecuencia se tiene una relación lineal tiempo – frecuencia, de tal manera que aplicando un regla de tres se puede obtener el valor de la frecuencia en un instante de tiempo dado. Con esta característica del barrido lineal se puede configurar una muestra con las amplitudes, ancho de banda y frecuencias centrales sobre las que se desea experimentar, quedando conformado el barrido según la ventana rectangular aplicada para permitir el paso de determinadas frecuencias. Se debe tener en cuenta que el rango de operación del barrido de frecuencia va desde los 300 Hz hasta los 3.400 Hz que es la región del espectro donde se encuentra la voz, a su vez otro dato a tener en cuenta cuando se manipula la señal es el número de muestras que se han generado que dependen de la frecuencia de muestreo.

Este barrido de frecuencia con parámetros controlados y la configuración del filtro adaptativo como identificador de sistemas permite encontrar las características del filtro con una respuesta en frecuencia parecida a la temporal.

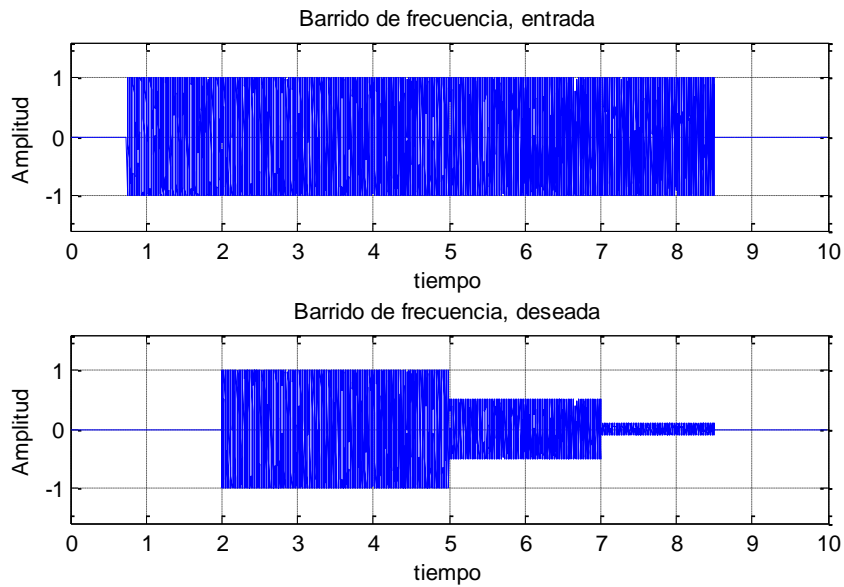


Figura 2.7.4. Barrido de frecuencia entre 300 Hz y 3.400 Hz (superior), Barrido de frecuencia con amplitud variable, aplicando ventanas rectangulares (inferior).

2.7.4. Modelo IV: Cancelación de interferencia

La aplicación práctica de este sistema está ligada a su funcionamiento en tiempo real, se requiere un comportamiento rápido del filtro y definición sobre la señal que se espera. En esta configuración se captura con un micrófono la señal de voz (orador) con reverberación (acústica de la sala) y con otro micrófono se captura la señal de reverberación desde otro punto. El objetivo es que la señal de salida del filtro adaptativo sea igual a la señal de reverberación y la señal de error igual a la señal de voz sin reverberación. Este tipo de sistema permite la cancelación de realimentación o ruido aditivo.

Los coeficientes de los filtros deben tener buen tamaño debido a que tanto el ruido como la reverberación, no son señales de banda estrecha. Su funcionamiento estaría mucho mejor adaptado si el ruido de fondo tuviera un comportamiento regular con muchos armónicos.

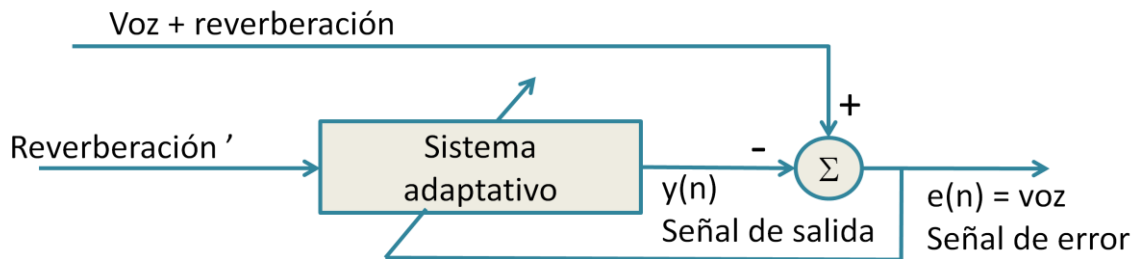


Figura 2.7.5. Sistema de cancelación de interferencia.

Capítulo 3

Experimentación, validación y análisis de resultados

3.1 Introducción

La integración de las diferentes tecnologías para el mejoramiento acústico requiere del análisis de lo que significa acondicionamiento acústico; para un recinto cerrado el acondicionamiento está asociado con la reverberación, el comportamiento de la propagación de las ondas sonoras y todos los fenómenos derivados de ellas.

Una medida del acondicionamiento acústico es la RIR, a partir de la cual se pueden obtener diversos parámetros que permiten evaluar de forma estadística las características de un sistema.

Normalmente el acondicionamiento acústico se ha trabajado de forma arquitectónica y por medio de tecnología de materiales, lo cual permite atenuar o generar diversas componentes sonoras, como refuerzos y énfasis de señales. Es de gran valor, la evaluación de técnicas alternas para mejorar el confort de recintos, además del tratamiento arquitectónico.

Dos tecnologías con gran potencial para abordar de alguna forma el mejoramiento acústico son: la ecualización paramétrica, que permite la selección de un espectro de frecuencia específico para trabajar y el filtrado adaptativo que define con el aprendizaje cual es la mejor aproximación que se puede generar hacia un nuevo comportamiento. El principal reto es determinar qué configuración se aproxima a una respuesta sonora deseada y cuáles son los parámetros de medida utilizados para validar su desempeño.

En este capítulo se presentan las diversas configuraciones sobre los filtros adaptativos que permiten obtener las mejores alternativas para el mejoramiento acústico:

Como primera medida en la sección 3.2 se realiza la evaluación de la RIR, tal como se especificó en la sección 2.4, la importancia de la misma radica en la posibilidad de evaluar el comportamiento acústico con sus parámetros de medida.

Las secciones 3.3 y 3.4 aplican la configuración de sistema inversor sobre los filtros adaptativos, buscando llegar a un sistema de espectro en frecuencia lineal

representado por el barrido de frecuencia. Esta configuración es usada en los modelos II y III de las secciones 2.7.2 y 2.7.3, respectivamente.

La sección 3.5 muestra el desempeño de la configuración de identificación de sistemas sobre los diversos algoritmos adaptativos. Esta configuración sirve de base para validar el uso del barrido de frecuencias utilizado para obtener la RIR como una señal que tiene características que pueden ser manipuladas para realizar una ecualización; a su vez permite demostrar el uso de los algoritmos para obtener los coeficientes de ecualización de un sistema desconocido para poder utilizarlos en otro sistema diferente. Esto corresponde a lo planteado en los modelos I y III de las secciones 2.7.1 y 2.7.3, respectivamente.

El desempeño de los algoritmos para adaptar una señal de banda ancha a una señal deseada libre de eco, ruido o reverberaciones es analizada en la sección 3.6, donde se evalúa el comportamiento de los algoritmos para converger y procesar señales de tiempo real, con datos simulados. Ésta configuración se encuentra atractiva porque mejora las características acústicas luego de haber realizado una ecualización. Corresponde al modelo IV planteado en la sección 2.7.4.

La sección 3.7 evalúa la manipulación de una señal de barrido de frecuencia con ventanas rectangulares que representan un producto punto a punto entre dos señales (barrido de frecuencia y señal de ventanas rectangulares), para luego realizar una identificación del comportamiento en frecuencia de la señal deseada (barrido de frecuencias aplicando las ventanas) y la señal de entrada (barrido de frecuencias). Esta configuración corresponde al modelo III, planteado en la sección 2.7.3.

3.2 RI del recinto

La RIR es una medida que relaciona una señal a la entrada de un sistema con la salida proporcionada al haber pasado por el sistema. Al considerar un recinto como el sistema, y la señal de entrada como una señal acústica, la RI es una medida del comportamiento acústico de dicho recinto, es posible utilizar el *método Lundeby* (anexo A) que permite realizar una estimación de los parámetros acústicos, como *tiempo de reverberación, claridad, definición, tiempo central y tiempo de establecimiento*, siendo su principal característica suministrar datos estadísticos sobre cómo se comporta el recinto de acuerdo a una señal de excitación. Existe una gran controversia sobre el comportamiento acústico al aplicar ecualización: cómo influye el refuerzo o el debilitamiento de las bandas de frecuencias sobre la percepción acústica.

Partiendo de la evaluación de la RI definida en la sección 2.4, obtenida a partir de la generación de un barrido de frecuencia lineal de 0 a 4.000 Hz, y considerando un

rango de muestra de *10 segundos* de duración con frecuencia de muestreo de *8.000 Hz*, obtenemos su representación gráfica en la figura 3.2.1.

Para el recinto se realizan diversas medidas sobre el mismo punto como se definió en el capítulo 2, de esta manera se busca establecer una media que permita una mejor aproximación, ya que el carácter difuso de la señal varía un poco con cada muestra tomada, aunque no sea significativamente. La tabla 3.2.1 muestra los resultados estadísticos de los parámetros acústicos obtenidos a partir de la RIR.

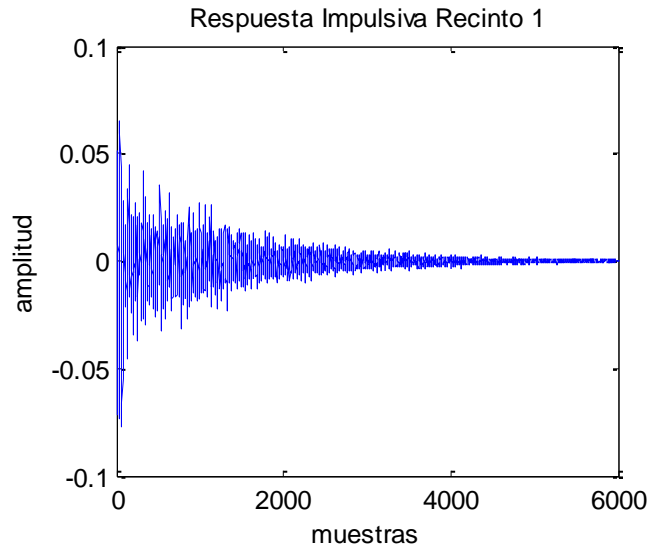


Figura 3.2.1 RIR utilizada para el caso de estudio

Freq(Hz)	63	125	250	500	1000	2000	A	C	Lineal
C50(dB)	4.68	1.85	3.03	2.31	0.71	-1.10	0.72	1.64	1.61
C80(dB)	9.34	4.59	6.64	3.72	2.31	1.73	2.67	3.80	3.89
D50(%)	74.62	60.48	66.75	63.01	54.06	43.68	54.11	59.32	59.14
D80(%)	89.57	74.19	82.18	70.18	62.99	59.81	64.93	70.56	71.02
CT(ms)	32.84	54.81	42.90	58.06	81.33	92.13	76.65	63.48	63.90
EDT(s)	0.098	0.150	0.154	0.193	0.262	0.240	0.240	0.208	0.211
T20(s)	0.138	0.134	0.155	0.201	0.245	0.228	0.230	0.215	0.223
T30(s)	0.128	0.141	0.156	0.200	0.232	0.214	0.219	0.210	0.212
T40(s)	0.126	0.139	0.155	0.192	0.217	0.200	0.206	0.200	0.201
TR(s)	1.025								

Tabla 3.2.1. Parámetros de calidad acústica del recinto

La normatividad establece que se debe realizar el análisis de la RI dividiendo el espectro en bandas de frecuencia de octavas, debido a que el comportamiento acústico depende de la frecuencia en que opera y de octavas por la sensibilidad del oído humano para definir el espectro sonoro.

Estas medidas son tomadas a consideración para determinar si el uso de un sistema de ecualización puede mejorar estos parámetros.

3.3 Sistema inversor: neutralizar la RIR

Esta técnica solo funciona si la RIR tiene solo polos en su función de transferencia y el modelo inverso tiene el mismo tamaño del sistema.

Se encuentra la función inversa de la transformada de la RIR, de la siguiente manera:

$$H_{inv} = \text{ifft}(1./\text{fft}(RI))$$

Posteriormente, la convolución de H_{inv} y RI permite demostrar la aproximación que se encuentra por medio del uso del filtro adaptativo.

La figura 3.3.1 muestra en color azul, la convolución de la RI con su espectro inverso en el dominio del tiempo, utilizando el método de la transformada de Fourier, y en rojo, la convolución de la RI con su inverso mediante el filtro adaptativo NLMS. El paso adaptativo del filtro es de 0.5, la longitud es de 6.000 coeficientes y el tiempo empleado en procesar la muestra es de 15 segundos.

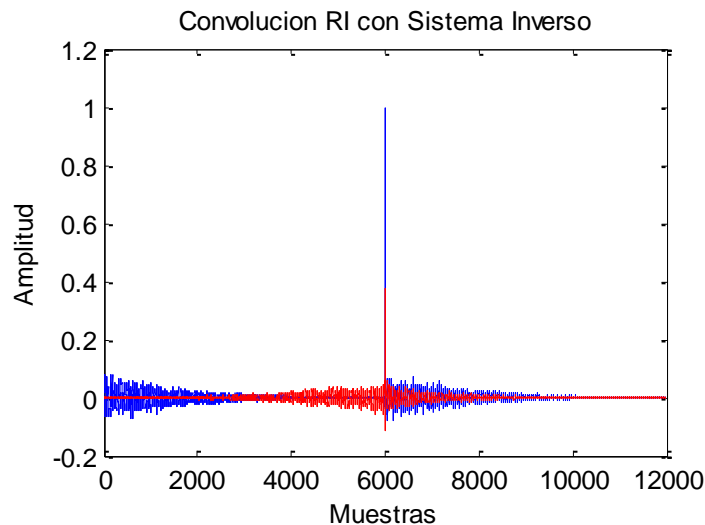


Figura 3.3.1. Convolución RIR y señal inversa, con el método de la transformada de Fourier (azul) y con el algoritmo NLMS (rojo).

Para el algoritmo LMS se encuentra que el paso adaptativo debe ser muy pequeño, alrededor de 0.0025 para obtener una respuesta similar a la del NLMS. El tiempo para procesar las 80.000 muestras de audio fue de 31.4 segundos.

Para el algoritmo FDAF, el tiempo que se requiere para realizar la estimación fue de 0.24 segundos, la configuración de sus parámetros para obtener un espectro similar al deseado fueron un paso adaptativo de 0.4 y λ igual a 0.8; este filtro adaptativo presentó la mejor respuesta y un tiempo de cálculo corto, ver figura 3.3.2.

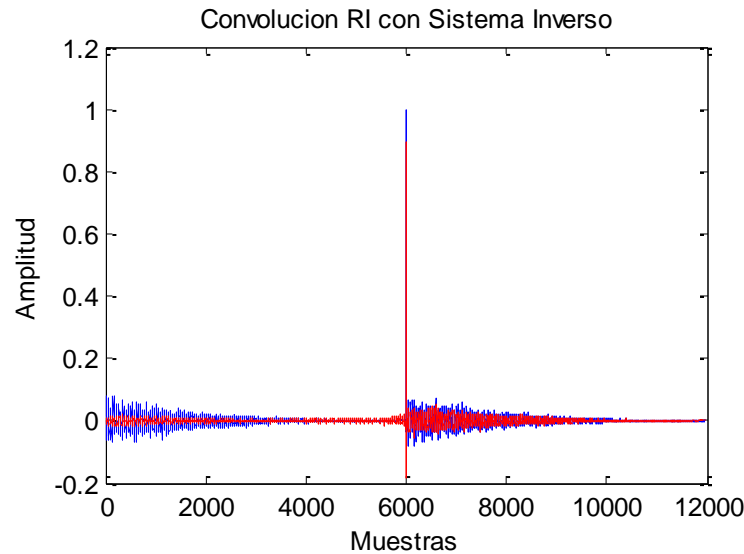


Figura 3.3.2. Convolución RIR y señal inversa, con el método de la transformada de Fourier (azul) y con el algoritmo FDAF (rojo).

El algoritmo RLS tiene un tiempo de procesamiento elevado para obtener 6.000 coeficientes, necesarios para modelar un sistema de banda ancha.

Si la RIR requiere demasiadas muestras para ser evaluada, el tamaño del filtro será mayor e igualmente si la frecuencia de muestreo se incrementa el número de muestras tiende a elevarse para encontrar la RIR. Con el uso de barrido de frecuencia la limitación de banda estará determinada por las frecuencias que se requieran del barrido por lo tanto la aplicación de un filtro de más no será requerida para limitar la banda, al contrario del ruido blanco que requiere de un filtro limitando la banda de trabajo.

La RIR tiene cuantas componentes en frecuencia sean tomadas; al modelar un recinto se debe escoger el rango de muestras en las que la RI aún tenga valor significativo, de las pruebas realizadas se observó un comportamiento significativo hasta las 6.000 muestras aproximadamente.

Este tipo de sistema debe estar muy bien calibrado, de lo contrario los coeficientes que se obtengan no lograrán neutralizar la RIR. Al realizar diversas pruebas se encontró que no es posible con este sistema eliminar los efectos del sistema por completo, el filtro crea un primer sonido fuera de fase, un eco adelantado y luego una señal de mayor nitidez.

La otra característica encontrada en el sistema es que a pesar de que la muestra sea tomada sobre un mismo punto, la RIR puede variar significativamente como se muestra en la figura 3.3.3, donde se observa con color rojo que la aplicación del filtro en el recinto genera una respuesta con mayor cantidad de ruido, la RIR varía de muestra a muestra causando que la solución planteada agregue mayor cantidad de ruido y que en lugar de evitar la reverberación agregue mas componentes de frecuencia.

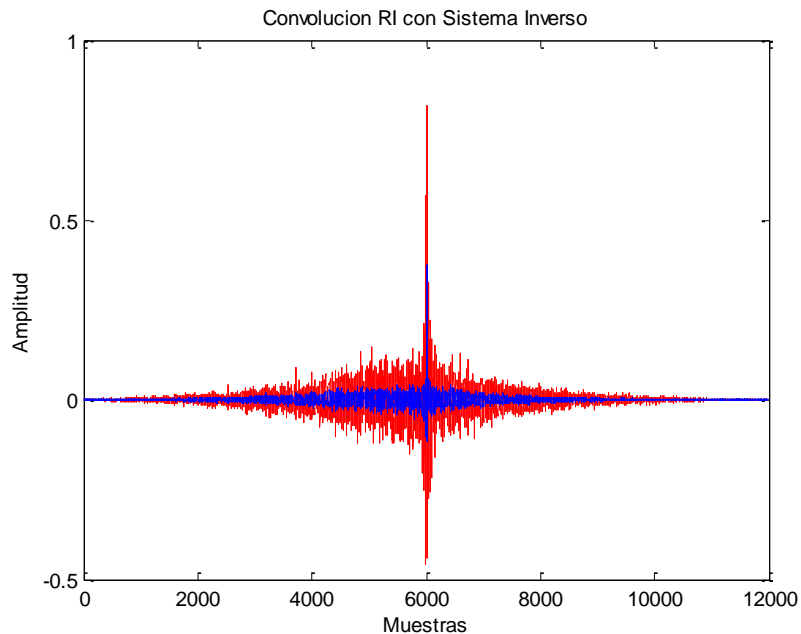


Figura 3.3.3. RIR obtenida aplicando el método de sistema inversor (rojo) y señal deseada (azul).

Otra de las características que se encontraron de la acústica de los recintos es que dependiendo de la posición donde se realice la medida, la RI varía, la ubicación de los parlantes y la dirección en que se enfoquen perturba el espectro.

3.4. Sistema inversor: ecualización del sistema de audio.

Muchas veces se requiere que el sistema de audio (equipo y parlantes) tenga una respuesta en frecuencia plana, de tal forma que una señal de audio tenga la misma amplitud en todo el rango de frecuencias, si esta medida se realiza dentro de un recinto, su RI aumentará las componentes de frecuencia del espectro y generará alteraciones que producen mayor cantidad de distorsión. Se debe optar por realizar la medida de ecualización en un espacio libre o en un recinto donde la RI no tenga

mayor efecto, agregando materiales que absorban la acústica como colchones y cortinas, en el mejor de los casos una cámara anecoica⁵.

Como en el caso anterior se realiza una prueba con el sistema inversor, esperando obtener una respuesta plana del sistema, ver figura 3.4.1; para nuestra experiencia, la señal azul en la figura es la señal a ecualizar; como se utiliza un filtro adaptativo, la señal deseada para el sistema será el barrido de frecuencias mostrado en verde. Finalmente, la aplicación del filtro adaptativo da como respuesta la señal mostrada en rojo. Como puede observarse, el filtro no es capaz de obtener la respuesta deseada, esto posiblemente obedece a que la prueba se realizó con un sistema mono canal, a ambos parlantes se los ecualizó de igual manera, sin tener en cuenta la respuesta en frecuencia que cada uno pudiese tener por separado. Otros factores que pudieron alterar el resultado son la distancia del micrófono a la fuente sonora y el ruido aditivo.

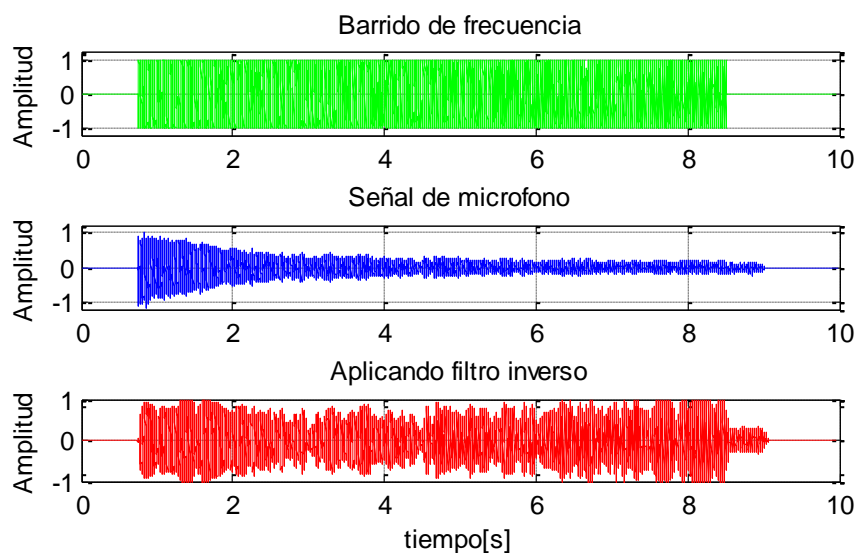


Figura 3.4.1. Respuesta en frecuencia obtenida para ecualización utilizando barrido de frecuencia.

3.5. Configuración identificación de sistemas

Esta configuración tiene varios usos prácticos para la conformación del sistema, comúnmente se usa el ruido blanco por su espectro de frecuencias tan completo para el modelamiento de sistemas, sin embargo el uso de un barrido de frecuencia también cuenta con un amplio espectro que permitiría modelar y definir un proceso de aprendizaje.

⁵ Anecoica: sala especialmente diseñada para absorber el sonido que incide sobre las paredes, el suelo y el techo de la misma cámara, anulando los efectos de eco y reverberación del sonido

Se dispone de un sistema desconocido, para el caso se aplica un filtro IIR comúnmente utilizado para el diseño de ecualizadores paramétricos (ver sección 1.3); para encontrar las características de este sistema se procesa a través de él un barrido lineal de frecuencia constituyéndose como la señal deseada. Al aplicar sobre la entrada del sistema una señal de referencia constituida por el espectro del barrido puro, el algoritmo realizará una aproximación del barrido lineal hasta converger a la señal procesada por el sistema desconocido. Al realizar esta convergencia entregará como resultado los coeficientes necesarios para su representación, con la característica de ser los coeficientes de un filtro tipo FIR, siendo una buena alternativa para encontrar la estabilidad de un sistema con características inestables, o con alguna variación de fase. Los parámetros establecidos para esta prueba, como convergencia, tiempo de procesamiento y error, fueron definidos en la tabla 3.5.1

Parámetros Algoritmos	M	Paso Adaptativo	Lambda	Matriz de covarianza	Tiempo de Procesamiento (sg)
LMS	50	0.00004			1.64
NLMS	50	0.0005			2.1
RLS	50		1	eye(50)	8.2
FDAF	50	0.08			0.29

Tabla 3.5.1. Configuración y tiempo de procesamiento de los algoritmos adaptativos

En la figura 3.5.1 se pueden apreciar las diferentes respuestas de los algoritmos adaptativos bajo las condiciones de la tabla 3.5.1, para converger hacia la respuesta deseada, constituida por un filtro IIR pasa bajo.

El algoritmo que tuvo un mejor comportamiento fue el RLS (color azul claro) que sigue a la respuesta del filtro IIR en la figura, ambas curvas están superpuestas, su velocidad de convergencia es rápida, sin embargo el tiempo de procesamiento fue elevado, el algoritmo tiene buena capacidad de aprendizaje.

Para que el algoritmo NLMS converja a la misma respuesta requeriría procesar y almacenar los coeficientes en cada iteración siete veces como lo muestra la figura 3.5.2 donde la curva en color verde es el primer procesamiento, con cada una de las iteraciones la curva se va acercando a la respuesta deseada. En la función del algoritmo se pasa como parámetro de entrada en *coeffs* los valores de coeficientes obtenidos en cada iteración de la muestra de audio. En realizar todo este proceso el algoritmo requiere 12 segundos.

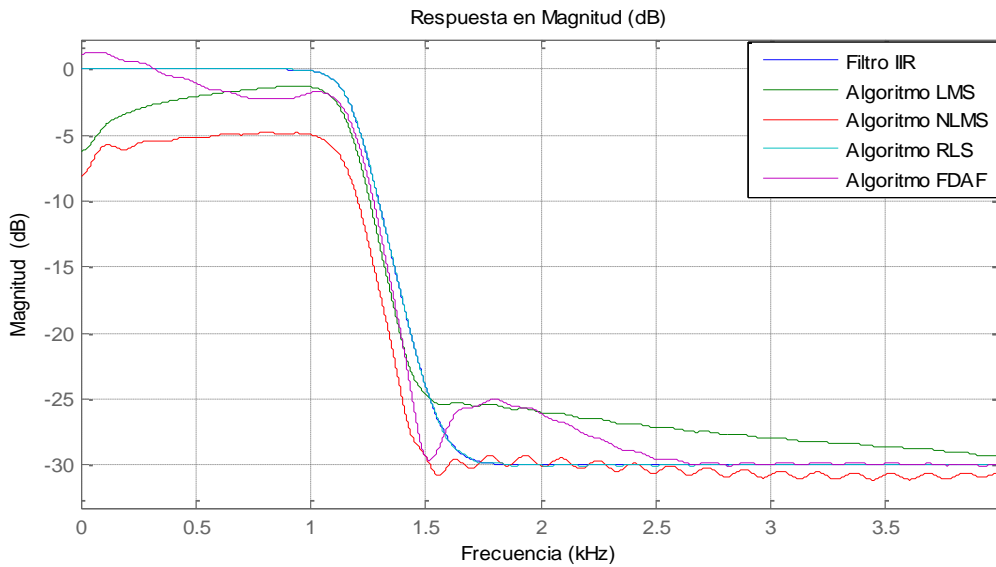


Figura 3.5.1. Convergencia hacia la respuesta deseada del filtro IIR obtenida aplicando un barrido de frecuencia lineal

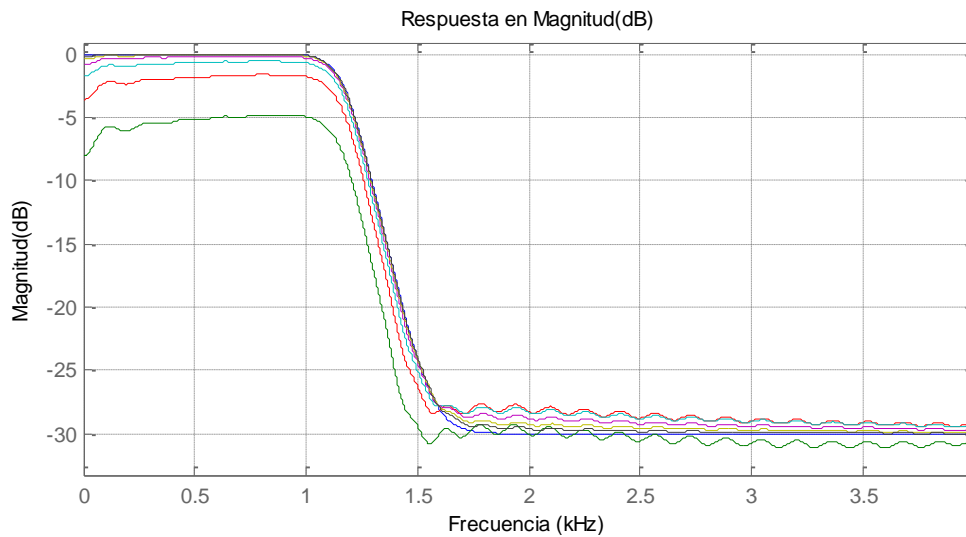


Figura 3.5.2. Algoritmo NLMS, convergencia hacia el filtro IIR.

Para el algoritmo FDAF también ocurre un proceso semejante, realizando cinco veces el procesamiento de la señal sobre el algoritmo y pasando el valor de los coeficientes de cada iteración como coeficientes de entrada en el algoritmo, logra converger al sistema deseado (ver figura 3.5.3), con un tiempo estimado de 1.02 segundos.

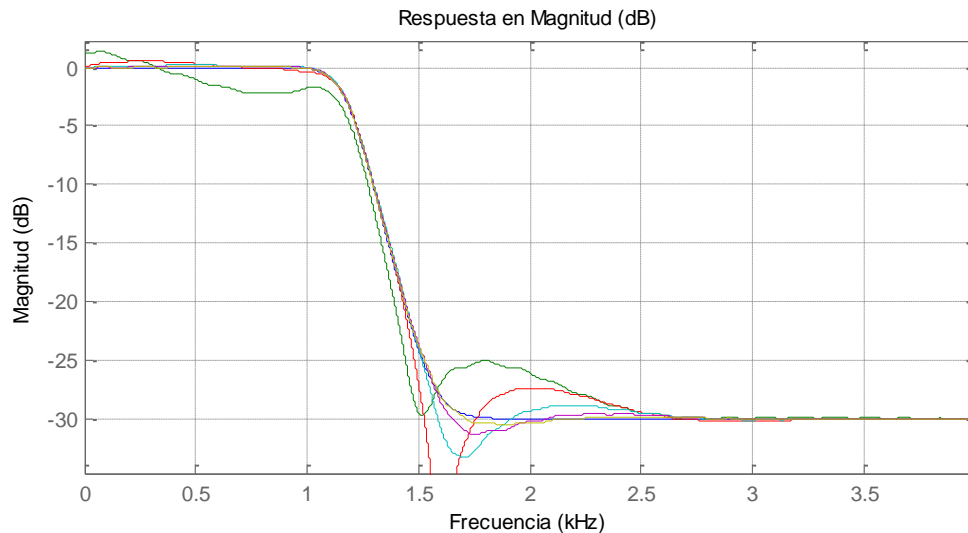


Figura 3.5.3. Algoritmo FDAF, convergencia hacia el filtro IIR.

Se puede afirmar que el algoritmo con mayor velocidad de convergencia es el RLS, sin embargo para Matlab la operación de matrices requiere un elevado consumo de recursos, que se traducen en tiempo de procesamiento; para el caso del algoritmo FDAF se requirió mayor número de muestras para converger al valor deseado, sin embargo, Matlab ha desarrollado el tratamiento de la transformada de Fourier obteniendo velocidades de procesamiento elevados, por lo que procesar mayor cantidad de muestras con el algoritmo resulta muy efectivo y se traduce en un ahorro de tiempo.

Tomando únicamente la respuesta del algoritmo RLS con la del filtro IIR podemos observar como las características de un filtro FIR pueden converger a la misma respuesta del IIR. El filtro FIR requiere más coeficientes, sin embargo su estabilidad se garantiza en todo momento al tener todos los polos en el origen (ver figura 3.5.4). La figura 3.5.5 muestra la distribución de los polos y ceros del filtro pasa bajo IIR, la respuesta en frecuencia es la misma que la de la figura 3.5.4 que representa los polos y ceros del filtro FIR del algoritmo RLS.

De las pruebas realizadas, la identificación de los sistemas usando ruido blanco presenta una mejor convergencia para la mayoría de algoritmos adaptativos, con un tamaño de muestra corto por lo que su velocidad de procesamiento es mucho más eficiente. En las siguientes secciones se mostrará la respuesta del sistema y el error que produce.

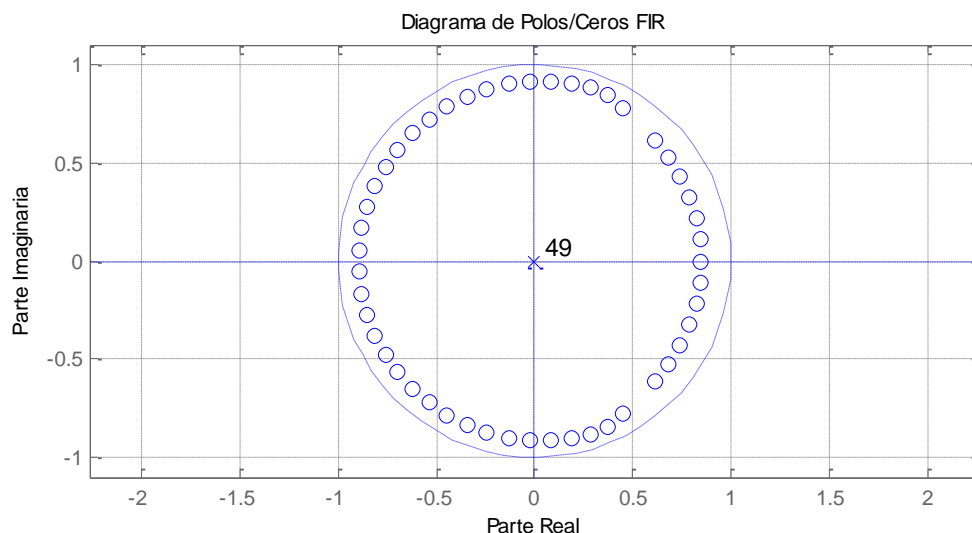


Figura 3.5.4. Diagrama de polos y ceros de un filtro FIR: Respuesta del algoritmo RLS para modelar el filtro FIR

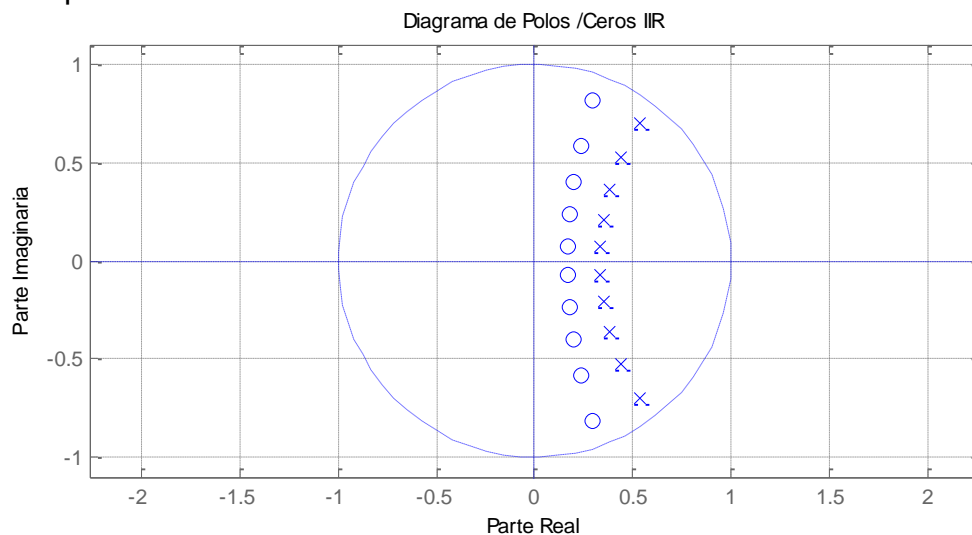


Figura 3.5.5. Diagrama de polos y ceros para un filtro IIR

3.5.1. Convergencia, señales de error, señal deseada, señal de salida

El paso de adaptación determina la velocidad de convergencia del filtro en busca de minimizar el error cuadrático, sin embargo el hecho de que el sistema tienda a este punto no quiere decir que la convergencia del sistema a la respuesta deseada se logre. De la comparación con respecto a las señales podríamos decir que el barrido de frecuencia requiere un paso de adaptación de valor muy pequeño para su convergencia a la respuesta deseada, mientras el ruido blanco con un paso de adaptación igual logra la convergencia mucho más rápido, las figuras de esta sección ilustran por medio de los algoritmos LMS y NLMS como es la convergencia de los algoritmos según su paso adaptativo y señal de excitación pudiendo ser ruido blanco (wn) y barrido de frecuencia lineal (sw). Partimos por definir un constante de adaptación muy pequeña de 0.00005 .

Un índice de adaptación muy bajo cuando se trata de reconocer sistemas con ruido blanco implicaría la no convergencia del sistema (ver figura 3.5.6, izquierda), mientras para un barrido de frecuencias, en el caso del LMS sería el valor más próximo a la señal deseada, donde la señal de ruido alcanza su mínimo valor en la muestra, sin embargo, no alcanza para llegar a la señal deseada (ver figura 3.5.7).

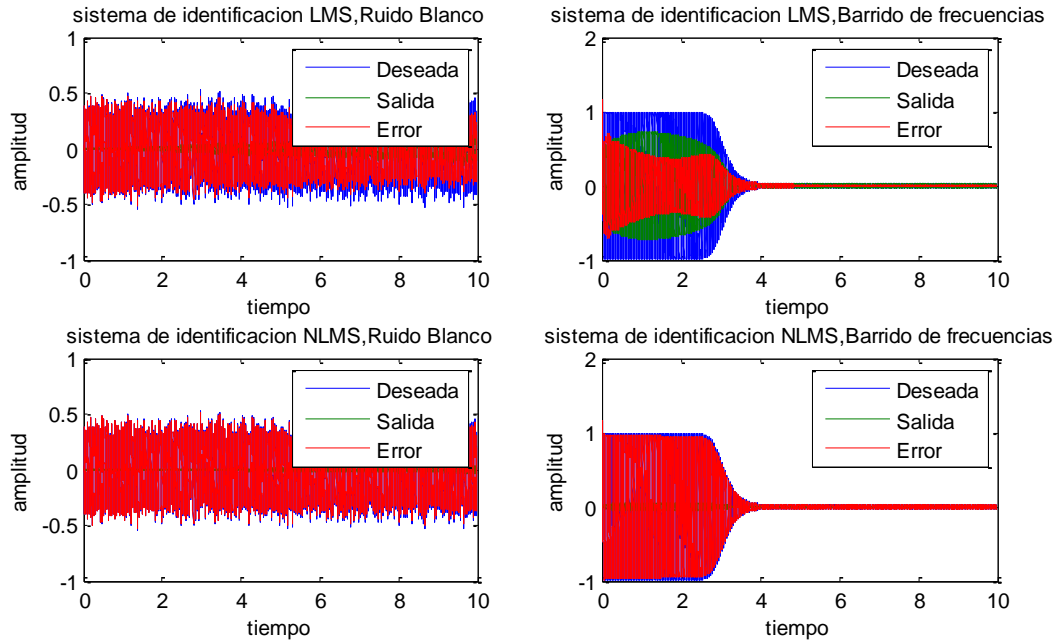


Figura 3.5.6. Grafica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el ruido blanco (izquierda) y barrido de frecuencia lineal (Derecha), *step*: 0.00005, coeficientes: 50

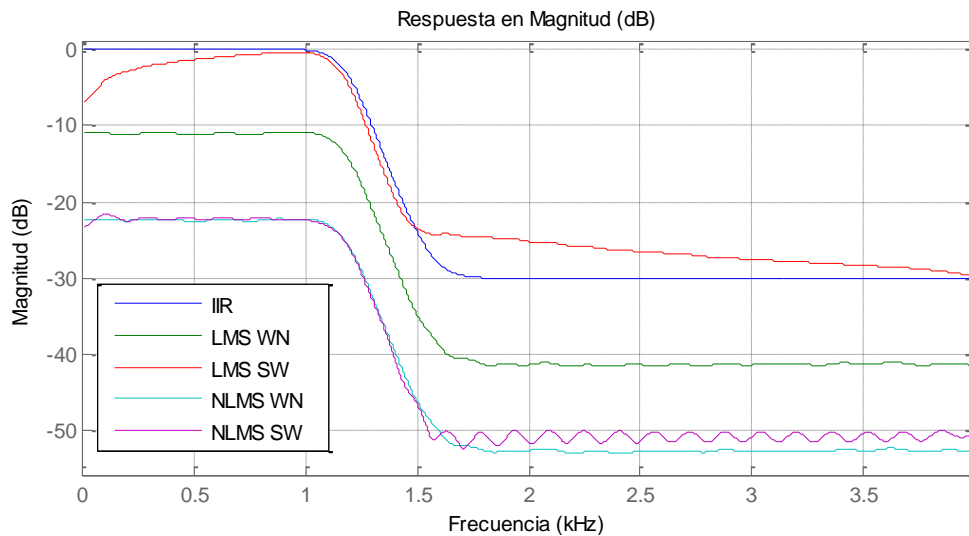


Figura 3.5.7. Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, *step*: 0.00005, coeficientes: 50

Para un paso adaptativo de 0.0005 , la respuesta de la señal de barrido de frecuencias para el NLMS obtiene su mejor aproximación al sistema deseado (ver figura 3.5.9) aunque la señal de error es elevada (figura 3.5.8, inferior derecha), además de presentar un comportamiento extraño por ir realizando un aprendizaje muestra a muestra, al contrario del ruido blanco donde la respuesta en frecuencia deseada empieza a estabilizarse logrando la convergencia para el algoritmo LMS, y una mejor aproximación para el caso del NLMS. Es posible apreciar cómo influye en la velocidad de convergencia.

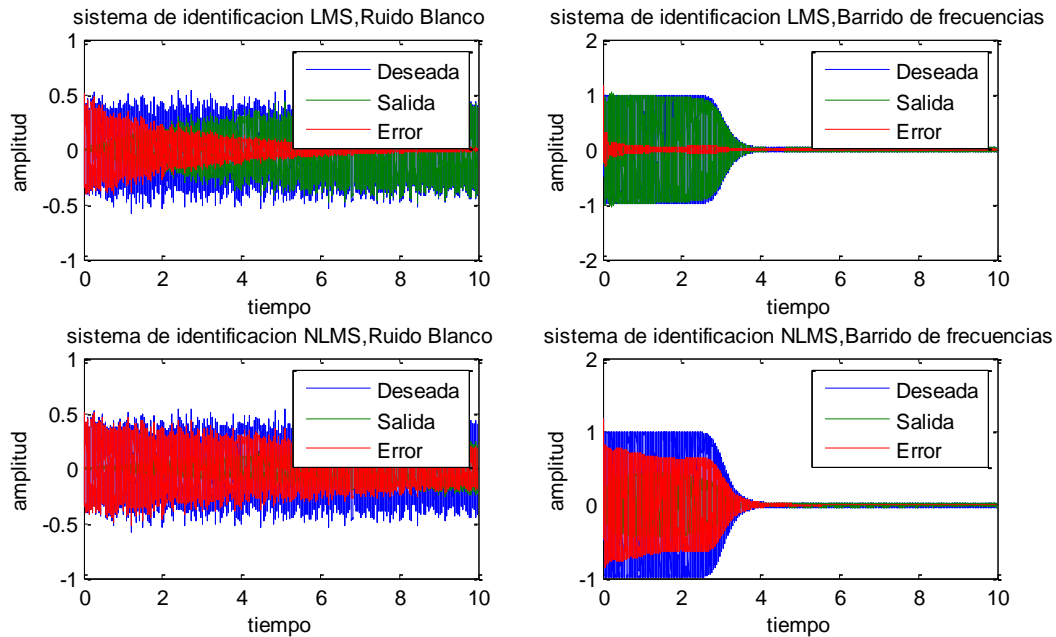


Figura 3.5.8. Grafica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el ruido blanco (izquierda) y barrido de frecuencia lineal (Derecha), $step: 0.0005$, coeficientes: 50.

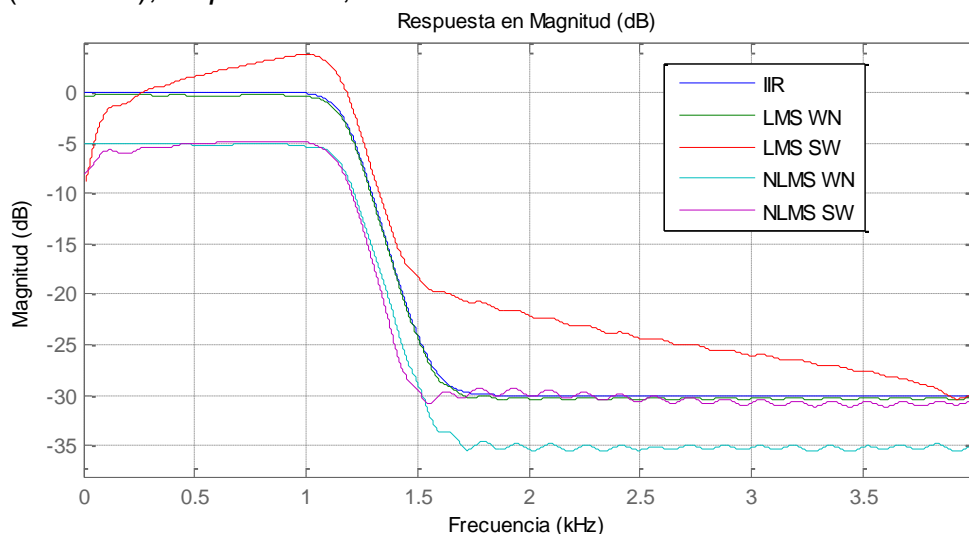


Figura 3.5.9. Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, $step: 0.0005$, coeficientes: 50

Con un paso de adaptación de 0.005 se logra una mayor velocidad de convergencia de las señales con ruido blanco (ver figura 3.5.10), su aproximación de respuesta en frecuencia a la señal deseada está totalmente adaptada (ver figura 3.5.11). El barrido de frecuencia no obtiene una mejor resolución de la convergencia al sistema desconocido (ver figura 3.5.11).

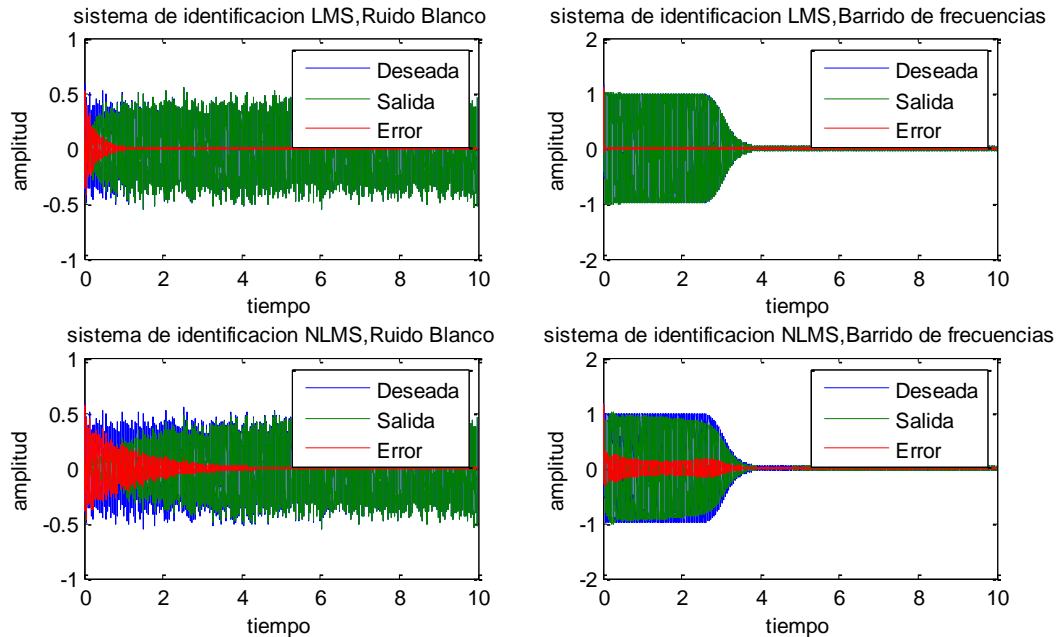


Figura 3.5.10. Gráfica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el Ruido Blanco (izquierda) y barrido de frecuencia (Derecha), $step:0.005$, coeficientes: 50

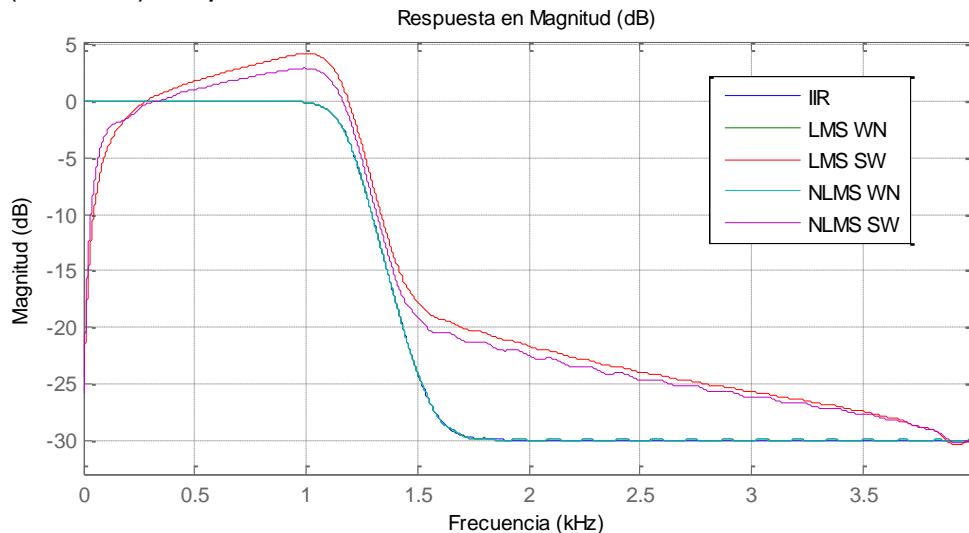


Figura 3.5.11. Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, $step: 0.005$, coeficientes: 50

Con un paso adaptativo muy grande el barrido de frecuencia pierde estabilidad en el algoritmo LMS (ver figura 3.5.12 y figura 3.5.13), el ruido blanco presenta una velocidad de convergencia elevada, que indicaría que no requiere de una muestra de gran dimensión para poder converger a la señal deseada.

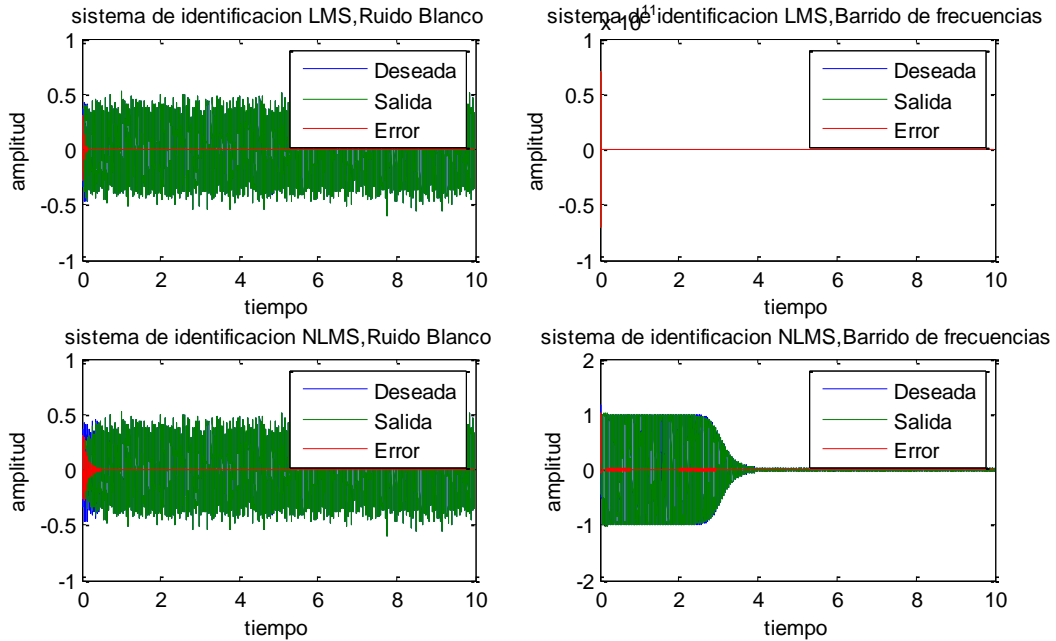


Figura 3.5.12. Gráfica señal deseada, salida y error para algoritmos LMS (Arriba) y NLMS (Abajo), para el Ruido Blanco (izquierda) y barrido de frecuencia (Derecha), *step:0.05*, coeficientes: 50

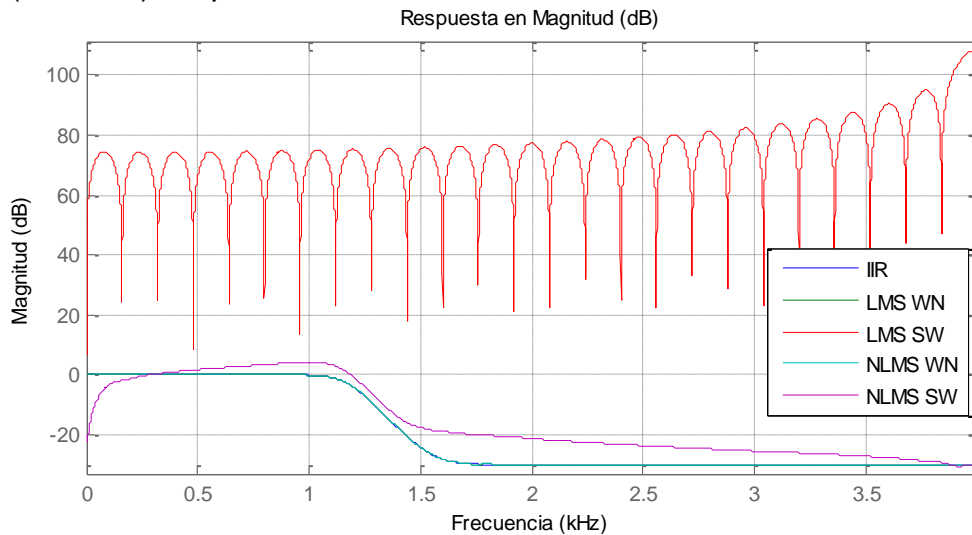


Figura 3.5.13. Convergencia al valor deseado, una vez evaluada toda la muestra, Step: 0.05, coeficientes: 50

3.6. Configuración de cancelación de eco

Para la configuración de este sistema se tomó una señal de voz como entrada (ver figura 3.6.1, color verde) y una señal de voz con reverberación captada por un micrófono (ver figura 3.6.1, color azul), el filtro actúa en configuración de cancelador de eco (ver sección 1.4.2). Para cada algoritmo se realiza una evaluación del desempeño, las gráficas de esta sección muestran el comportamiento de cada uno de los algoritmos para esta aplicación.

La figura 3.6.1 muestra la respuesta del algoritmo FDAF, cuyas ventajas son la rápida convergencia para una RI larga, tiene un método de convolución rápida para mejorar su desempeño y la velocidad de procesamiento evaluada es alrededor de 0.079403 segundos, equivalentes a 635 muestras de la señal. A pesar de tener un número de coeficientes elevados su tiempo de operación es corto y su salida de cancelación de eco presenta buen comportamiento al atenuar la señal de reverberación. Para la configuración del algoritmo, se especifica el valor de paso adaptativo de 0.026 , 2048 coeficientes escogidos así por tratarse de una señal de banda ancha, valor de δ 1, λ de 0.95 , para la estimación del tiempo de procesamiento se determinó con las sentencias (*tic*, *instrucción*, *toc*) de Matlab y se aprecia como la señal de error va convergiendo a la señal de voz.

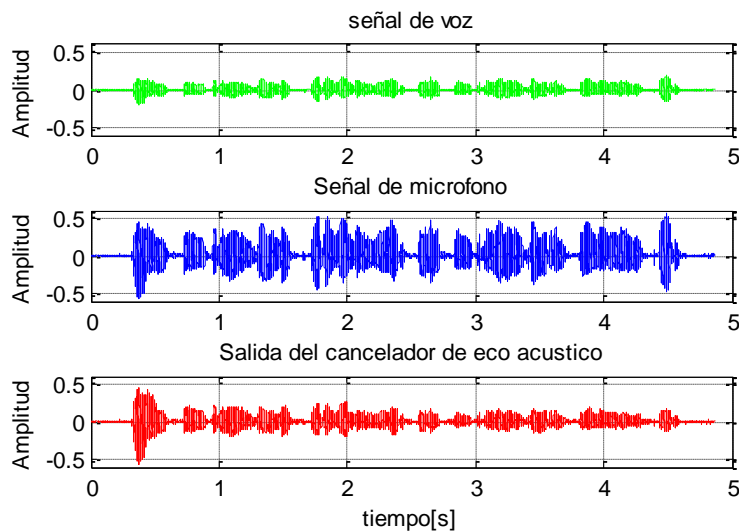


Figura 3.6.1. La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo FDAF con 2048 coeficientes.

La figura 3.6.2 muestra la respuesta del algoritmo LMS para el sistema de cancelación de eco, el tiempo de procesamiento utilizado por el Algoritmo FIR-LMS es de 4.438306 segundos, superior al del FDAF. Se aprecia una caída de la energía de la señal de salida a medida que el algoritmo converge, atenuando de forma considerable la señal de voz, marcando una dependencia del algoritmo con la señal de entrada. Este problema tiene que disminuir al usar el algoritmo NLMS. La

configuración del algoritmo se estableció así: paso de adaptación de 0.026 , y el número de coeficientes del filtro de 2048 .

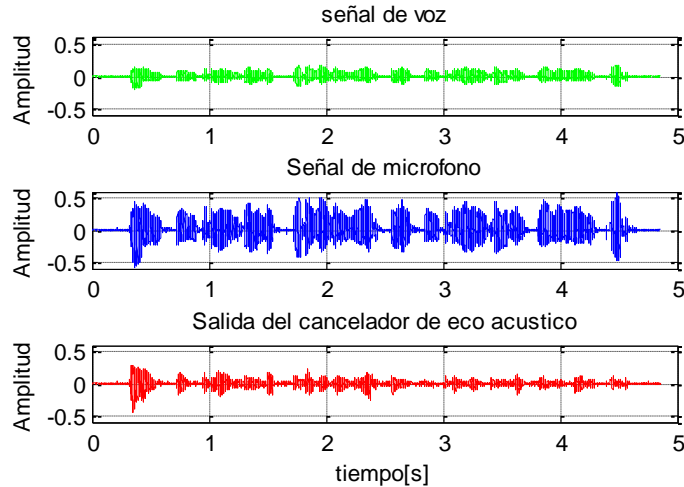


Figura 3.6.2. La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo LMS con 2048 coeficientes.

La figura 3.6.3 muestra la respuesta del algoritmo NLMS, usando los mismos parámetros que en el caso del FIR-LMS se aprecia una mejor respuesta del filtro, el tiempo de procesamiento del Algoritmo FIR-NLMS es de 2.996743 segundos, menor que el del LMS, su principal ventaja respecto al LMS es que independiza el parámetro de convergencia (paso de adaptación μ) de la potencia de la señal, se aprecia que la señal no sufre de una atenuación al paso de convergencia.

La configuración del algoritmo se estableció con un paso de adaptación de 0.026 , la longitud del filtro de 2048 coeficientes.

El comportamiento del algoritmo FIR-RLS requiere de mucho tiempo de procesamiento. Con 100 coeficientes requirió un tiempo de 5.172487 segundos, a un mayor número de coeficientes, el tiempo de procesamiento se incrementa, la respuesta no es óptima para el sistema de cancelación de eco (ver figura 3.6.4), su velocidad de procesamiento es muy lenta comparada con los algoritmos anteriores. Los parámetros de configuración para este algoritmo fueron: λ 0.99 y la matriz inversa compuesta por una matriz diagonal de unos especificada en Matlab con la función `eye(100)`.

Los resultados de esta gráfica no son concluyentes por tener tan pocos coeficientes, sin embargo el tiempo requerido para el procesamiento hace que el algoritmo sea descartado para esta simulación.

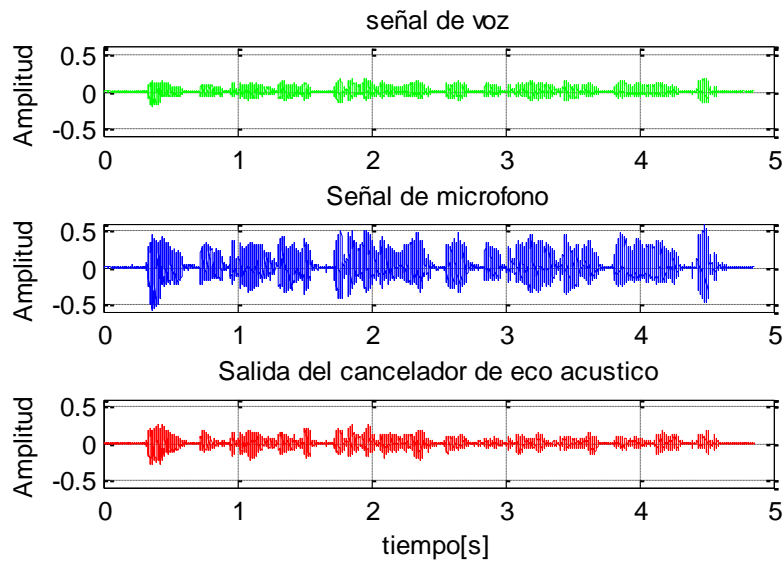


Figura 3.6.3. La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo NLMS con 2048 coeficientes.

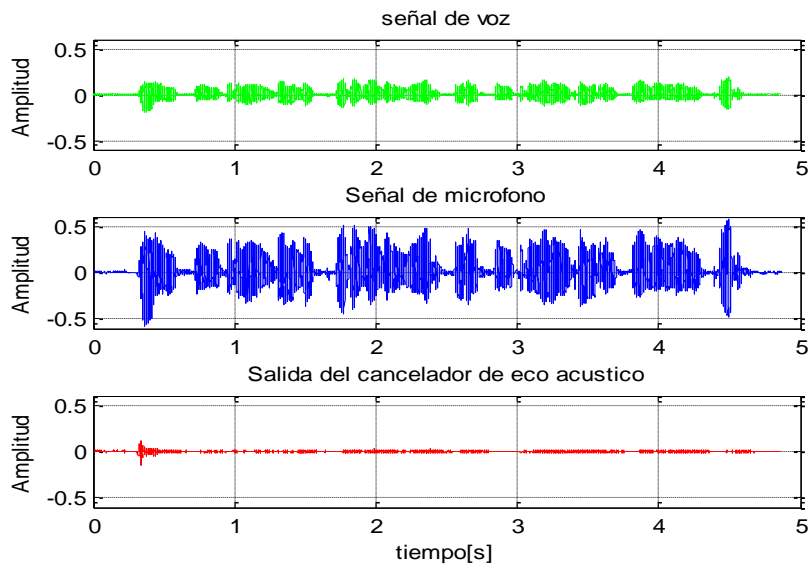


Figura 3.6.4. La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo RLS con 100 coeficientes.

La figura 3.6.5 muestra la respuesta del algoritmo XLMS, este algoritmo normalmente se utiliza para el control activo de ruido, este algoritmo es diseñado con el fin de resolver sistemas en los que la difusión de los valores propios es muy alta y la tasa de convergencia es elevada, se usa para eliminar esa dependencia. Si se considera la reverberación como un tipo de ruido, este algoritmo se convierte en una alternativa para tratar este problema. El tiempo estimado para la operación del algoritmo es de 1.536037 segundos, la configuración de los parámetros es, filtro secundario tipo FIR

pasa bajo, con un peso de adaptación de 0.4 . Requiere menor número de coeficientes que los otros algoritmos sin embargo no mejora el tiempo de procesamiento del algoritmo FDAF.

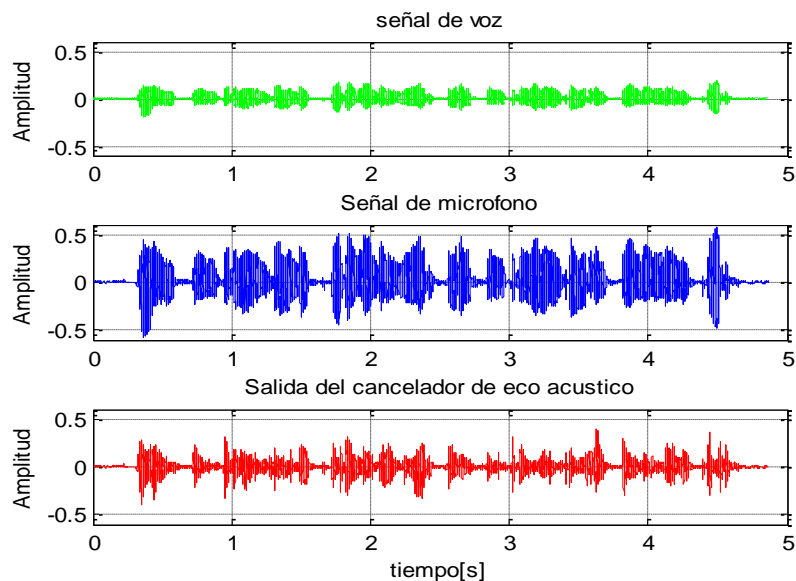


Figura 3.6.5. La señal de voz, señal de voz más acústica de la sala, señal con eco cancelado mediante el algoritmo XLMS con 2048 coeficientes.

3.7. Variación de la amplitud del Barrido

En uno de los sistemas propuestos se plantea el control de una señal de barrido de frecuencia, calibrando su amplitud. Con el uso de uno de los algoritmos que presentó mayor desempeño en la identificación de sistemas, el RLS, se debía aproximar a la respuesta deseada y tras diversas pruebas se llegó a el siguiente resultado:

Las señales que intervinieron fueron el barrido de frecuencias con el espectro limitado a la banda de interés de $300 - 3.400 \text{ Hz}$ (ver figura 2.7.4, superior) y la señal deseada que plantea el control de la amplitud del espectro por ventanas en el dominio del tiempo (ver figura 2.7.4, inferior). Sin embargo la respuesta encontrada (ver figura 3.7.1) de este sistema tiene las siguientes características: el espectro de frecuencias del filtro encontrado contiene características no uniformes. Uno de los problemas al tomar una señal discontinua para generar un espectro de frecuencias son los picos al final del espectro de la discontinuidad, entre mas coeficientes sean usados en el filtro, la tendencia será a una mejor representación de la señal sin embargo estos picos no desaparecen, tienden a cero, reduciendo la energía de estas ondulaciones, es un caso de convergencia no uniforme, llamado también *efecto Gibbs*.

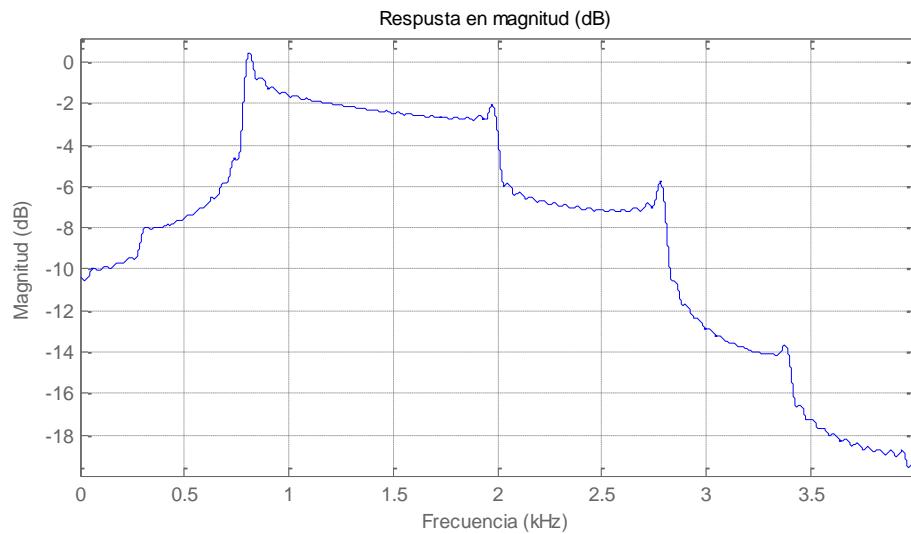


Figura 3.7.1. Magnitud de la respuesta en frecuencia, control de amplitud respuesta RLS.

Se utilizaron tres filtros adaptativos para validar resultados sin embargo el RLS fue el que presentó el mejor comportamiento, requería el uso de 150 coeficientes. Con tanta carga de procesamiento el algoritmo dura alrededor de 24.3 segundos en encontrar la respuesta óptima, el valor del error sigue siendo elevado y falta convergencia (ver figura 3.7.2). A partir de este resultado se puede afirmar que sigue siendo más atractivo el uso de filtros IIR para la implementación de la ecualización paramétrica.

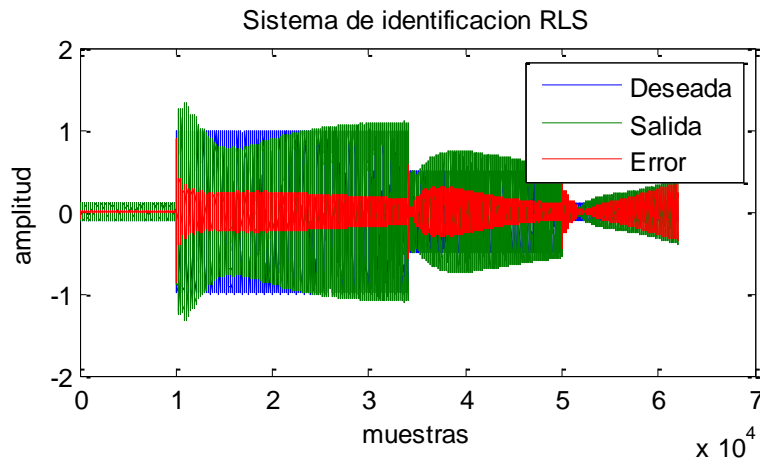


Figura 3.7.2. Señal deseada, señal de salida y de error, para el filtro IIR.

El cambio de estado produce un cambio abrupto en el error; este tipo de ecualización usando una ventana tan fina es difícil de modelar debido a la gran cantidad de coeficientes que requeriría el sistema. Mientras que para un filtro IIR a medida que su pendiente cae 6 dB se incrementa en un orden su función de transferencia, para una señal de barrido de frecuencias que presente múltiples escalones será aun más complejo modelarlo a través de un filtro FIR ya que requeriría muchos coeficientes.

Conclusiones

- El barrido de frecuencia cuenta con un espectro de frecuencias plano y amplio, por lo que se puede utilizar como señal de excitación para encontrar la RIR, considerando que el sistema que se desea modelar es LTI. Además tiene mayor inmunidad contra la distorsión armónica, que se introduce por la falta de linealidad de los equipos. Esta distorsión se puede remover por medio de un filtro que neutralice su acción.
- El diseño de un ecualizador paramétrico y la aplicación de filtros adaptativos no se pueden integrar fácilmente porque tienen configuraciones diferentes. Se pueden combinar sus características por medio de bloques funcionales que actúen de acuerdo al comportamiento de los mismos.
- La RIR es diferente dependiendo de las dimensiones, tipo de materiales e inmobiliario que se tenga, ya que esto provoca fenómenos físicos como reflexiones y absorciones, cada componente en frecuencia genera una respuesta diferente debido a la propagación de las ondas y con longitud de onda comparable con las rugosidades de las paredes.
- Un recinto no es un sistema LTI, el tránsito constante de personas modifica la RIR, por lo que utilizar un sistema inversor para ecualizar el recinto es inviable, requeriría de un análisis con elementos más sofisticados y de un método de evaluación distinto al de tratar de obtener un espectro en frecuencia plano.
- La curva de respuesta en frecuencia es la gráfica de la intensidad en un punto de la sala, normalmente la linealidad de ésta se ve comprometida por el equipo y las características acústicas del recinto. Para buscar la linealidad de la respuesta no es viable tener en cuenta la RIR ya que ésta proporciona aun mas desfase, lo ideal es buscar la respuesta lineal de cada uno de los parlantes y equipo de sonido.
- En corrección acústica una alternativa aceptable para mitigar problemas con ruido y realimentación en el micrófono, es el uso de un sistema de cancelación de eco, para este sistema un algoritmo adaptativo de buen desempeño es el FDAF por su rápido procesamiento de señales con longitud larga.
- La RIR se puede modelar como un filtro con muchos coeficientes por la cantidad de componentes en frecuencia que posee, su longitud depende de la frecuencia de muestreo utilizada, la misma frecuencia de muestreo es el límite de muestras de componentes de frecuencia que se pueden tener en cuenta para su representación.

- No se puede tener la misma relación del sonido directo e indirecto en todos los puntos del recinto, esto se debe a que las ondas recorren distintos caminos y tardan diferentes tiempos, sólo se podría ecualizar correctamente una zona.
- La RIR, es invariante por medios electrónicos, solo modelable por medios arquitectónicos, sin embargo la percepción auditiva sí es variable, depende tanto del recinto como de la ecualización que se realice del mismo.
- El uso de un rango de frecuencias para las diversas pruebas no es un factor influyente entre frecuencias menores de 300 Hz , su medida al ser realizada con un micrófono, no arroja respuestas significativas sobre los modos o armónicos de bajas frecuencias y los efectos de resonancia no son evaluados por estas técnicas.
- Las configuraciones simuladas actúan como componentes de un sistema por lo que su desempeño individual permite predecir el comportamiento del sistema.
- Para mejorar el tiempo de procesamiento sería ideal una configuración de filtros IIR que requieren menor número de coeficientes, sin embargo la estabilidad de un sistema de filtrado adaptativo de este tipo no está garantizada.
- Utilizar ventanas rectangulares para modelar filtros no es adecuado ya que el procesamiento de estas señales requiere de un registro grande debido a que la atenuación que se presenta es muy marcada y corta y se genera un efecto de discontinuidad en los bordes de su espectro.
- El algoritmo RLS tiene una buena velocidad de convergencia y es ideal para sistemas de identificación, sin embargo si el registro es amplio tendría que realizar muchos procesos de cálculo y requeriría de un procesador avanzado para este fin.
- El algoritmo LMS, depende de la amplitud de la potencia de la señal de entrada $x(n)$, por lo que su respuesta tendrá mayor cantidad de ruido, este fenómeno es apreciable en el sistema de cancelación de interferencia.
- El algoritmo FDAF es apto para ser utilizado en sistemas de cancelación de interferencia, el procesamiento de datos es rápido, aunque es de convergencia lenta y es útil para sistemas que requieren de un registro grande.
- Utilizar equipos caseros para medir las condiciones acústicas del recinto, genera datos que no pueden ser validados o aceptados para compararlos con las recomendaciones de los diversos estándares mundiales.

- De los diversos sistemas estudiados se podría probar implementar el sistema de ecualizador paramétrico, y el algoritmo FDAF configurado para un sistema de cancelación de interferencia (eliminar la realimentación de sistemas).
- En la configuración de identificación de sistemas, al utilizarse el ruido blanco como señal de excitación se garantiza una convergencia rápida y al utilizar el barrido de frecuencia se genera dependencia del tiempo que dure la muestra y se requiere un algoritmo de mayor exactitud, como el RLS para garantizar su convergencia a la respuesta deseada.

Recomendaciones

- Lo ideal para realizar estudio sobre acústica es tener acceso a recursos hardware de mejor desempeño.
- Realizar una calibración sobre los equipos que se utilicen, permite obtener datos con mejor resolución y validez.
- Realizar las pruebas sobre un ambiente controlado es fundamental, lo ideal sería que no existieran factores externos que afecten las muestras.
- Realizar varias pruebas de un mismo evento permite validar resultados, siempre está presente un nivel de incertidumbre, que se puede mitigar con análisis de varias pruebas sobre un mismo evento, aunque siempre existan leves diferencias.
- El uso de una bitácora permite llevar control sobre las experiencias.
- Es adecuado realizar pruebas básicas para comprender los fenómenos y tener un punto de apoyo para definir alternativas.
- Trabajar con sistemas más complejos no es adecuado si no se entiende el comportamiento de los sistemas básicos.

Perspectivas

El desarrollo de este proyecto abre un campo de estudio poco tratado en la facultad, la acústica tiene un campo de acción muy amplio, como sonares, o robots que se guíen por características binaurales, tratamientos de señales con bajas frecuencias como el latido de corazón, eco grammas, percepción auditiva, control de ruido, entre muchas aplicaciones.

Las diversas tecnologías que se pueden aplicar al tratamiento acústico es también amplio, particularmente para el desarrollo del proyecto sería válido realizar un estudio amplio sobre la acción de múltiples canales para el mejoramiento acústico, donde se requeriría de tecnología hardware más avanzada para poder capturar y procesar múltiples señales.

Referencias Bibliográficas

- Astaiza, E., Bermúdez, H., Muñoz, P. (2007). *Simulación de Sistemas de Telecomunicaciones*. Armenia – Colombia, Editorial Arte Imagen.
- Banchs, R. (2004). Discrete-time signals & systems. Curso Virtual. Caracas – Venezuela: Universidad Católica Andrés Bello. Disponible en: <http://varoitus.barcelonamedia.org/rafael/Teaching/Courses.html>. Acceso en 30 ene. 2009.
- Benvenuto, N., Cherubini, G. (2002). *Algorithms for Communications Systems and their Applications*. Tercera Edición. Chichester – Inglaterra, Editorial John Wiley & Sons Ltda.
- Borrás, O. (2006). Reductor de Ruido Mediante Resta Espectral en Entorno Matlab. Tesis Doctoral. España: Universidad Politécnica de Madrid. E.U.I.T. Telecomunicación.
- Bustamante, M. (2008). Desarrollo, Evaluación e Implementación en Tiempo Real del Sistema de Cancelación de Ruido. Mexico – DF: Escuela superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica. Sección de estudios de posgrado e investigación. Unidad Culucán.
- Carrión, A. (1998). *Diseño Acústico de Espacios Arquitectónicos*. Primera Edición. Barcelona – España, Ediciones de la Universidad Politécnica de Cataluña.
- Delbono, D. (n.d.). Consideraciones Generales sobre Ecuilización, Reverberancia y Paneo. Centro de estudios de tecnologías artísticas. Escuela internacional de sonido. Disponible en: <http://www.scribd.com/doc/3859424/Ecuilizacion-Reverberancia-y-Paneo>. Acceso en 1 dic. 2008.
- García, L. (2007). *Ecuilización de Histogramas en el Procesado Robusto de Voz*. Tesis Doctoral. Granada – España: Universidad de Granada. Departamento de teoría de la señal, telemática y Comunicaciones.
- Haykin, S. (2000). *Communications Systems*. Cuarta Edición. Ancaster – Ontario, Editorial John Wiley and Sons, Inc.
- Haykin, S. (2002). *Adaptive Filter Theory*. Cuarta Edición. Upper Saddle River – New Jersey, Editorial Prentice Hall.
- Kreyszig, E. (2003). *Matemáticas Avanzadas para Ingeniería*. Vol 2. Primera Edición. México - D.F, Editorial Limusa Wiley.

- Llinares, J.; Llopis, A. y Sancho, J. (2008). *Acústica, Arquitectónica y Urbanística*. México - D.F, Editorial Limusa Universidad Politécnica de Valencia.
- Lopez, R. (2001). *Adaptive Algorithms for Identification and Equalization Using Recursive Filters*. Tesis Doctoral. Vigo – España: Universidad VIGO. ETSE Telecomunicación.
- Mínguez, A. (1998). *Ingeniería Avanzada para Sistemas de Control de Ruido Acústico mediante Técnicas Adaptativas*. España: Universidad Politécnica de Madrid. Departamento de señales, sistemas y radiocomunicaciones.
- Mitra, Sanjit K. (2007). *Procesamiento de Señales Digitales. Un Enfoque Basado en Computadora*. Tercera Edición. México - D.F, Editorial Mc Graw Hill.
- Miyara, F. (2004). *Acústica y Sistemas de Sonido*. Tercera Edición. Rosario, Argentina, UNR Editora.
- Nguyen, P. (2007, Agosto 7). *Fundamentals of Signal Processing (thu)*. Disponible en: página web de Connexions: <http://cnx.org/content/col10446/1.1/>. Acceso en 30 nov. 2009.
- Orfanidis, S. (1997, Junio). *Digital Parametric Equalizer Design With Prescribed Nyquist – Frequency Gain [versión electrónica]*, *Journal of the Audio Engineering Society*. Vol. 45, p.444.
- Orfanidis, S. (2005, Noviembre). *High-Order Digital Parametric Equalizer Design [versión electrónica]*, *Journal of the Audio Engineering Society*. Vol. 53, pp. 1026 - 1046.
- Ortega, A. (2008). *Tratamiento Digital Robusto de Audio y Sonido en el Automóvil*. Tesis Doctoral. México – DF: Escuela superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica. Sección de estudios de posgrado e investigación. Unidad Culhuacán.
- Poularikas, A., Ramadan, Z. (2006). *Adaptive Filtering Primer with Matlab*. Boca Ratón, Florida – Estados Unidos de América, Editorial Taylor & Francis Group.
- Proakis, J., Manolakis, D. (2007). *Tratamiento Digital de Señales*. Madrid – España, Editorial Prentice Hall Educación, S.A.
- Rubio, L. (2003). *Técnicas de Ecuación Adaptativa en Comunicaciones Móviles Basadas en Estimación y Seguimiento del Canal*. Tesis Doctoral. Valencia – España: Universidad Politécnica de Valencia. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación.
- Sanches, B. (2004). *Estudo e Implementação de Medição de Resposta Impulsiva em Salas de Pequeno Porte*. Relatório Final de Iniciação Científica – FAPESP. Sao

Paulo - Brasil: Laboratório de Acústica Musical e Informática. Depto.de Musica – ECA/USP.

Sánchez, J. (2004). Mejora de Señal de Voz en Condiciones Acústicas Adversas Mediante Arrays de Micrófonos. España: Universidad Politécnica de Madrid. Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. E.T.S.I. Telecomunicación.

Serrano, C. (2008). *Modelo Integral para el Profesional en Ingeniería*. Popayán – Colombia, Universidad del Cauca. Grupo en Ingeniería Telemática.

SOCIEDAD ESPAÑOLA DE ACÚSTICA, S.E.A. (n.d.). Revista de Acústica. Disponible en: <http://www.sea-acustica.es/>. Acceso en 15 ago. 2008.

Vaseghi, S. (2006). *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. Tercera Edición. Chichester – Inglaterra, Editorial John Wiley & Sons Ltda.