

RAE

TIPO DE DOCUMENTO: Trabajo realizado sobre el desarrollo de software de procesamiento de señal destinado a la evaluación de acústica de salas según la norma ISO 3382 y compensación espectral de sistemas lineales invariantes en el tiempo (LTI).

TÍTULO: SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARAMETROS ACÚSTICOS EN RECINTOS Y COMPENSACIÓN ESPECTRAL.

AUTOR: Christian Camilo Mesa Villanueva.

LUGAR: Bogotá (Distrito Capital).

FECHA: Noviembre 2011

PALABRAS CLAVE: Acústica, ISO 3382, MATLAB, programa, respuesta al impulso, señales, sistemas, parámetros acústicos, compensación espectral, ecualización automática, filtro, fir, iir, software, tiempo de reverberación, correlación cruzada interaural, cabeza binaural, algoritmo, Sigma E, fft, transformada de Fourier, transformada de Laplace, transformada z, transformada rápida de Fourier, claridad, calidez, definición, tiempo central, coeficiente de correlación, lti, lineal invariante en el tiempo, interfaz de usuario, Aurora, Dirac, Easera, función de transferencia, dodecaedro, IACC, RT, D50, C80, G, Ts, LF, IACF, T20, T30, fuerza acústica, sweep, barrido de frecuencia, ruido blanco, ruido rosa, medición.

DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO: El presente trabajo propone la realización de un programa con interfaz gráfica de usuario en el entorno de desarrollo de MATLAB que sea capaz de medir los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382 por los métodos de la respuesta impulsiva y de fuente interrumpida, además contara con la ventaja frente a los demás paquetes de software en el mercado de permitir que el usuario pueda realizar ecualización automática para compensar el espectro de frecuencias de sistemas como por ejemplo una tarjeta adquisidora de datos y de esta forma mejorar la exactitud de las mediciones.

LÍNEA DE INVESTIGACIÓN: el presente proyecto se desarrolla en la línea de investigación correspondiente a la de tecnologías actuales y sociedad.

FUENTES CONSULTADAS: -A.J. Berkhout, D. de Vries, M. M. Boone, "A New Method to Acquire Impulse Responses in Concert Halls"; AES 1980. Swen Müller, Paulo Massarani "Transfer-Function Measurement with Sweeps" , 2001. Joan. B Fuentes, Jenaro Vera, Encarna Gimeno, "Sistema de ecualización automática de recintos utilizando la técnica MLS."; 2004.

CONTENIDOS: Este trabajo se encuentra en el planteamiento del problema de como optimizar la respuesta en frecuencia de los sistemas de medición de parámetros acústicos en recintos, la respuesta a esta cuestión es empleando un sistema de compensación

espectral o ecualización automática a partir de la inversión de la función de transferencia y de filtros FIR construidos por el método de muestreo en frecuencia, además se explica cómo construir un programa para la medición de los parámetros acústicos en recintos según la norma ISO 3382.

METODOLOGÍA: El enfoque de esta investigación es del tipo empírico – analítico ya que se desarrollara un software cuyo propósito será realizar cálculos a partir de un modelo teórico que será simulado mediante herramientas informáticas seguida de una verificación experimental en el mundo real.

CONCLUSIONES:

- Los algoritmos desarrollados para la obtención de los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382 son bastante precisos ya que se asemejan en su mayoría a los programas de software más poderosos del mercado como Easera Aurora y dBBATI.

- La compensación espectral solo puede ser lograda de manera aproximada debido a que no todo sistema se puede invertir de manera unívoca cambiando los polos por los ceros ya que para ello se debe cumplir con la propiedad uno a uno, es decir, que entradas diferentes del sistema producen salidas diferentes, además la estabilidad no siempre se asegura con los sistemas unívocamente inversos.

- La compensación espectral empleando la técnica del filtro FIR por muestreo en frecuencia que fue planteada por el autor del presente proyecto de grado, aunque es una técnica aproximada contiene una precisión de 0.5Hz a 1Hz convirtiéndola en un sistema de altísima precisión que se caracteriza por que asegura en todos los casos la estabilidad y causalidad, condiciones deseables para el procesamiento en entornos computacionales.

- Los algoritmos de generación de señales sweep, ruido rosa y ruido blanco propuestos son bastante efectivos lo cual queda sustentado en los análisis estadísticos realizados al respecto y son suficientemente estables como para que puedan ser llevados a otros entornos de programación libre como Java , C++, Python, Octave entre otros.

- La interfaz de usuario de Sigma E es bastante intuitiva y fácil de manejar, además cuenta con todas las herramientas suficientes convirtiéndola en una interfaz de calidad comparable con los demás paquetes de software disponibles en el mercado tales como Dirac de la compañía Danesa Bruel and kjaer, dBBATI de la compañía francesa 01dB-Metravib o Easera de la compañía Alemana SDA.

- Las pequeñas discrepancias entre los resultados obtenidos en el cálculo de los parámetros acústicos con diferentes paquetes de software, puede deberse principalmente a que los filtros empleados difieren de un programa a otro sin embargo no hay mucho que el autor pueda explicar al respecto ya que los algoritmos empleados por estos programas no son de naturaleza pública.

- Debido a la metodología empleada para la evaluación del parámetro IACC, en este caso la desviación estándar de la muestra de treinta mediciones en una única configuración de fuente receptor, indica que el software Sigma E contiene un algoritmo mucho más confiable y preciso que el del programa Easera de la compañía Alemana SDA, ya que la dispersión de los datos es menor con Sigma E que con Easera, sin embargo la tendencia central de la muestra para ambos programas fue casi la misma.

-La compensación espectral por filtrado FIR funciona más efectivamente para los parámetros acústicos que corresponden a relaciones energéticas como G, C50, C80, D50, LF, Ts, C50mid, C80mid, LFmid, Gmid además de EDT, mientras que los parámetros T20 y T30, los resultados se mejoran sí se implementa una corrección de fase a parte de la compensación de magnitud espectral que proporciona el compensador FIR.

- La compensación espectral puede servir de herramienta útil para asegurar la relación señal ruido por bandas de frecuencia exigida por la norma ISO 3382.

- La etapa de filtrado de señal empleando configuraciones de filtros FIR representa un coste computacional mayor que si se realizase con sistemas IIR, sin embargo esta desventaja queda compensada y superada por la importante propiedad de estabilidad, fase lineal y cero de los sistemas FIR, lo cual es importante porque una distorsión en la fase significa implícitamente una distorsión en la curva de caída alterando los resultados de T20, T30 y EDT, además al distorsionarse la fase se distorsiona el retardo de grupo cambiando los resultados de las relaciones energéticas y los parámetros de espacialidad de la norma ISO 3382.

- Los análisis espectrales de la energía en bandas de octava y fracción de octava para una señal son más precisos cuando se emplea la técnica del análisis FFT utilizando la relación de Parseval para señales y sistemas discretos que cuando se emplea mediante el uso de filtros selectivos en frecuencia, además el coste computacional se disminuye debido las ventajas de los algoritmos de la FFT.

SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARAMETROS ACÚSTICOS EN RECINTOS
Y COMPENSACIÓN ESPECTRAL

CHRISTIAN CAMILO MESA VILLANUEVA

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA
FACULTAD DE INGENIERÍA
INGENIERÍA DE SONIDO
BOGOTÁ D.C. – COLOMBIA

2011

SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARAMETROS ACÚSTICOS EN RECINTOS
Y COMPENSACIÓN ESPECTRAL

CHRISTIAN CAMILO MESA VILLANUEVA

PROYECTO DE GRADO

PROFESOR OSCAR ACOSTA.

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA

FACULTAD DE INGENIERÍA

INGENIERÍA DE SONIDO

BOGOTÁ D.C. – COLOMBIA

2011

Nota de aceptación

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Bogotá DC Noviembre de 2011

CONTENIDO

	Pág.
LISTA DE TABLAS	13
LISTA DE FIGURAS	14
INTRODUCCIÓN	17
1.0 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	18
1.1 ANTECEDENTES (ESTADO DEL ARTE).....	18
1.2 DESCRIPCIÓN Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA.....	18
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	20
1.4 OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN	20
1.4.1 Objetivo general	20
1.4.2 Objetivos específicos.....	20
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES DEL PROYECTO	20
1.5.1 Alcances	20
1.5.2 Limitaciones	21
2. MARCO DE REFERENCIA.....	21
2.1 MARCO TEÓRICO – CONCEPTUAL	21
2.1.1 Conceptos de señal y de sistema.....	21
2.1.2 Señales deterministas y señales aleatorias.....	21
2.1.3 Señales de energía.....	22
2.1.4 Sistema con y sin memoria (sistema dinámico y estático)	22
2.1.5 Invertibilidad y sistema de inversos.....	22
2.1.6 Sistemas causales	22
2.1.7 Sistemas estables	23
2.1.8 Sistemas invariantes en el tiempo.....	23
2.1.9 Sistema lineal.....	23
2.1.10 Sistemas lineales e invariantes en el tiempo (LTI)	23
2.1.11 Función delta Dirac (impulso unitario)	24

2.1.12 Respuesta al impulso	24
2.1.13 la suma de convolución.....	25
2.1.14 La integral de convolución.....	26
2.1.15 Propiedades de los sistemas LTI	26
2.1.16 Sistemas LTI con y sin memoria.....	26
2.1.17 Invertibilidad de sistemas LTI y deconvolución.....	27
2.1.18 Correlación cruzada y autocorrelación.....	28
2.1.19 Correlación cruzada normalizada.....	29
2.1.20 Análisis en frecuencia de señales y sistemas	29
2.1.21 Serie de Fourier.....	30
2.1.22 Transformada de Fourier	30
2.1.23 Convergencia de la transformada continua de Fourier.....	31
2.1.24 Convergencia de la transformada discreta de Fourier	31
2.1.25 Propiedades de la transformada de Fourier para señales continuas	32
2.1.26 Propiedades de la transformada de Fourier para señales discretas	33
2.1.27 Respuesta en frecuencia y función de transferencia de sistemas LTI	34
2.1.28 Sistemas continuos LTI caracterizados por ecuaciones diferenciales lineales con coeficientes constantes.....	35
2.1.29 Sistemas caracterizados por ecuaciones de diferencias lineales con coeficientes constantes.....	36
2.1.30 Interpretación de la magnitud y fase en señales.....	37
2.1.31 Interpretación de la magnitud y fase en sistemas LTI.....	37
2.1.32 Fases lineal y no lineal.....	38
2.1.33 Retardo de grupo	39
2.1.34 Filtrado.....	39
2.1.35 Filtro ideal.....	40
2.1.36 Filtros ideales continuos	40
2.1.37 Filtros ideales discretos.....	42
2.1.38 Ejemplo de filtro continuo descrito por ecuaciones diferenciales.....	43
2.1.39 Filtros discretos descritos por ecuaciones de diferencias (filtros IIR y filtros FIR)	44
2.1.40 Filtro IIR versus filtro FIR	45

2.1.41 Conversión análogo-digital (A/D).....	48
2.1.42 Muestreo en el dominio del tiempo	49
2.1.43 Aliasing en el dominio de la frecuencia	49
2.1.44 Teorema de muestreo	49
2.1.45 Cuantificación	49
2.1.46 Codificación.....	50
2.1.47 Longitud de palabra	50
2.1.48 Error de cuantificación o ruido de cuantificación.....	50
2.1.49 Cuantificación por redondeo y por truncamiento	50
2.1.51 Aliasing en el dominio del tiempo.....	53
2.1.52 La transformada de la Laplace	53
2.1.53 Región de convergencia de la transformada de Laplace y diagrama de polos y ceros.....	54
2.1.54 Polos y ceros en el infinito.....	56
2.1.55 Análisis y caracterización de los sistemas LTI usando la transformada de Laplace	56
2.1.56 La transformada Z.....	57
2.1.57 Región de convergencia de la transformada Z	58
2.1.58 Análisis y caracterización de los sistemas LTI usando la transformada Z.....	59
2.1.59 Fundamentos de estadística inferencial.....	60
2.1.60 Media de la muestra	60
2.1.61 Medidas de la dispersión muestral.....	60
2.1.62 Espacio muestral.....	61
2.1.63 Evento.....	61
2.1.64 Complemento	61
2.1.65 Intersección.....	61
2.1.66 Unión.....	61
2.1.67 Probabilidad de un evento.....	61
2.1.68 Eventos dependientes e independientes	62
2.1.69 Concepto de variable aleatoria	62
2.1.70 Esperanza matemática	62
2.1.71 Medidas de la dispersión de una población.....	63

2.1.72 Estimación de la media, y la dispersión de una población.....	63
2.1.73 Distribuciones de probabilidad.....	64
2.1.74 Distribución de probabilidad para variable discreta.....	64
2.1.75 Distribución de probabilidad para variable continua.....	64
2.1.76 Tipos de distribución de probabilidad.....	65
2.1.77 Distribución uniforme discreta.....	65
2.1.78 Distribución uniforme continua.....	65
2.1.79 Regresión lineal simple (Métodos de los mínimos cuadrados).....	65
2.1.80 Coeficiente de correlación de Pearson.....	67
2.1.81 Curva de caída.....	67
2.1.82 Integral de Schroeder.....	68
2.1.83 Tiempo de reverberación (RT).....	69
2.1.84 Método de evaluación de RT.....	69
2.1.85 T20 y T30.....	69
2.1.86 Incertidumbre de la medición por el método de fuente interrumpida.....	70
2.1.87 Sonoridad G (fuerza acústica).....	70
2.1.88 Relaciones energéticas ELR (“early to late ratios”).....	71
2.1.89 Definición (D50).....	72
2.1.90 Tiempo central (Ts).....	73
2.1.91 Función de correlación cruzada interaural normalizada.....	74
2.1.92 Demostración de IACF Para tiempo continuo.....	74
2.1.93 Demostración de IACF Para tiempo discreto.....	76
2.1.94 Par de ecuaciones para calcular IACF	79
2.1.95 Correlación cruzada interaural.....	80
2.1.96 Eficiencia lateral (LF).....	80
2.1.97 Calidez acústica (BR).....	80
2.1.98 Brillo (Br).....	80
2.1.99 Promedios.....	80
2.2 MARCO LEGAL O NORMATIVO.....	81
3.0 METODOLOGÍA.....	81

3.1	ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN.....	81
3.2	LÍNEA DE INVESTIGACIÓN DE USB / SUB-LÍNEA DE FACULTAD / CAMPO TEMÁTICO DEL PROGRAMA.....	81
3.3	TÉCNICAS DE RECOLECCIÓN DE INFORMACIÓN	82
3.5	HIPOTESIS.....	85
3.6.1	Variables independientes.....	86
3.6.2	Variables dependientes.....	86
4.0	DESARROLLO INGENIERIL.....	86
4.1	Filtros empleados en el programa	86
4.2	Diseño de filtros FIR Mediante el método de ventana en el entorno de MATLAB.....	86
4.3	Corrección del retardo de grupo para filtros FIR Causales de fase lineal en MATLAB	88
4.4	Filtros de bandas de octava y fracción de octava	92
4.5	Señales de espectro blanco.....	92
4.6	Señales de espectro rosa.....	93
4.7	Generación de sweep lineal.....	94
4.8	Generación de sweep logarítmico	95
4.9	Análisis estadístico del espectro del sweep lineal.....	97
4.10	Análisis estadístico del espectro del sweep logarítmico	98
	Figura 47: análisis de energía por bandas de octava de la señal sweep logarítmica generada.....	99
4.11	Generación de ruido blanco.....	100
4.12	Generación de ruido Rosa	103
4.13	Análisis estadístico del espectro del ruido blanco	104
4.14	Análisis estadístico del espectro del ruido rosa	104
4.15	Compensación espectral.....	105
4.16	Compensación espectral mediante inversión de la función de transferencia.....	106
4.17	Compensación espectral mediante filtro FIR	108
4.18	Compensación espectral de una tarjeta de sonido convencional	110
4.19	Compensación espectral en medición según ISO 3382	114
4.20	Programa Sigma E.....	114
4.20.1	Módulos Subprogramas / Operaciones de señal.....	121

4.20.2 Módulos (subprogramas) / Analizador espectral.....	122
4.20.3 Módulos Subprogramas / Generador de señal	124
4.20.4 Módulos Subprogramas / Medidor de presión sonora	125
4.20.6 Módulos Subprogramas / Parámetros acústicos	127
4.21 Paquetes de programas disponibles en el mercado.....	135
5.0 PRESENTACION Y ANALISIS DE RESULTADOS	136
5.1 Medición de parámetros acústicos en la Basílica Nuestra Señora Del Rosario (Moniquira Boyacá)	136
5.3 Comparación de parámetros acústicos obtenidos empleando compensación espectral y sin compensación.	151
6.0 CONCLUSIONES.....	159
7.0 RECOMENDACIONES.....	161
BILBIOGRAFIA.....	163

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1.....	46
Tabla 2.....	51
Tabla 3.....	52
Tabla 4.....	101
Tabla 5.....	103
Tabla 6.....	118
Tabla 7.....	151
Tabla 8.....	152
Tabla 9.....	153
Tabla 10.....	154
Tabla 11.....	155
Tabla 12.....	156
Tabla 13.....	157

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.....	19
Figura 2.....	24
Figura 3.....	25
Figura 4.....	25
Figura 5.....	41
Figura 6.....	41
Figura 7.....	41
Figura 8.....	42
Figura 9.....	42
Figura 10.....	43
Figura 11.....	43
Figura 12.....	44
Figura 13.....	47
Figura 14.....	47
Figura 15.....	48
Figura 16.....	55
Figura 17.....	56
Figura 18.....	58
Figura 19.....	66
Figura 20.....	66
Figura 21.....	68
Figura 22.....	71
Figura 23.....	72
Figura 24.....	73
Figura 25.....	83
Figura 26.....	83
Figura 27.....	84
Figura 28.....	84
Figura 29.....	85
Figura 30.....	85
Figura 31.....	87
Figura 32.....	88
Figura 33.....	89
Figura 34.....	89
Figura 35.....	90
Figura 36.....	90
Figura 37.....	91
Figura 38.....	91
Figura 39.....	92
Figura 40.....	93
Figura 41.....	94

Figura 42.....	94
Figura 43.....	96
Figura 44.....	97
Figura 45.....	98
Figura 46.....	99
Figura 47.....	99
Figura 48.....	101
Figura 49.....	102
Figura 50.....	104
Figura 51.....	105
Figura 52.....	106
Figura 53.....	110
Figura 54.....	111
Figura 55.....	111
Figura 56.....	112
Figura 57.....	112
Figura 58.....	113
Figura 59.....	113
Figura 60.....	115
Figura 61.....	116
Figura 62.....	116
Figura 63.....	117
Figura 64.....	118
Figura 65.....	118
Figura 66.....	119
Figura 67.....	120
Figura 68.....	121
Figura 69.....	121
Figura 70.....	122
Figura 71.....	123
Figura 72.....	123
Figura 73.....	124
Figura 74.....	125
Figura 75.....	126
Figura 76.....	126
Figura 77.....	127
Figura 78.....	128
Figura 79.....	128
Figura 80.....	129
Figura 81.....	129
Figura 82.....	130
Figura 83.....	130
Figura 84.....	131
Figura 85.....	131
Figura 86.....	132
Figura 87.....	132

Figura 88.....	133
Figura 89.....	134
Figura 90.....	134
Figura 91.....	136
Figura 92.....	137
Figura 93.....	137
Figura 94.....	138
Figura 95.....	139
Figura 96.....	139
Figura 97.....	140
Figura 98.....	141
Figura 99.....	141
Figura 100.....	142
Figura 101.....	142
Figura 102.....	143
Figura 103.....	143
Figura 104.....	144
Figura 105.....	144
Figura 106.....	145
Figura 107.....	145
Figura 108.....	146
Figura 109.....	148
Figura 110.....	148
Figura 111.....	149
Figura 112.....	149
Figura 113.....	150
Figura 114.....	150
Figura 115.....	151
Figura 116.....	152
Figura 117.....	153
Figura 118.....	154
Figura 119.....	155
Figura 120.....	156
Figura 121.....	157
Figura 122.....	158

INTRODUCCIÓN

Desde hace varias décadas el interés por lograr el mejor confort acústico en recintos ha incrementado a tal punto que se ha realizado numerosos trabajos por parte de científicos en todo el mundo para establecer una correlación directa entre parámetros objetivos (físicos) y parámetros subjetivos (asociados a la percepción humana) en una sala. El estándar ISO 3382 permite obtener una radiografía acústica de un recinto en términos de parámetros que pueden ser hallados mediante software de procesamiento y que poseen una sencilla interpretación.

El proyecto a desarrollar propone la realización de un programa con interfaz gráfica de usuario en el entorno de desarrollo de MATLAB capaz de medir los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382 por los métodos de la respuesta impulsiva y de fuente interrumpida, además contara con la ventaja frente a los demás paquetes de software en el mercado de permitir que el usuario pueda realizar ecualización automática para compensar el espectro de frecuencias de sistemas como por ejemplo una tarjeta adquisidora de datos y de esta forma mejorar la exactitud de las mediciones.

El programa permitirá al usuario generar señales sweep lineal, logarítmico, ruido blanco y ruido rosa, entre otras, además dispondrá de herramientas de procesamiento como la convolución y deconvolución de señales, correlación cruzada, transformada de Fourier, análisis de energía por bandas de octava y tercio de octava, análisis de espectrograma, etc. Otras cualidades del software corresponde a un medidor de presión sonora en tiempo real, reproducción y captura simultánea de señales monofónica y multicanal, exportación de resultado a Excel, entre otros.

Estas y otras características permitirán al programa tener una calidad comparable con paquetes de software especializados disponibles en el mercado como lo es Dirac de la compañía Danesa Bruel and kjaer, dBATI de la compañía Francesa 01dB-Metravib, Easera de la compañía Alemana SDA (Software Design Ahnert GmbH) entro otros.

1.0 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

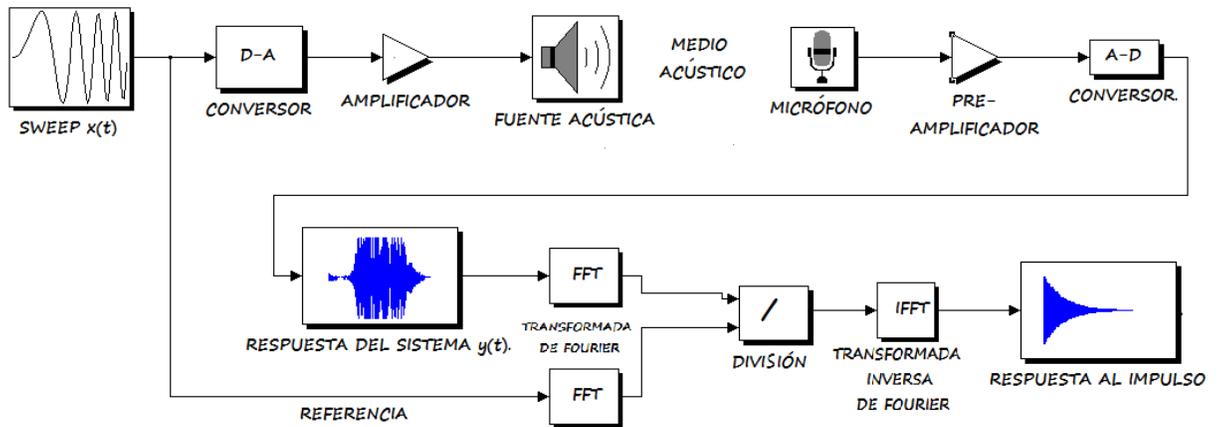
1.1 ANTECEDENTES (ESTADO DEL ARTE)

- A.J. Berkhout; D. de Vries y M. M. Boone. A new method to acquire impulse responses in concert halls. AES 1980.
- MÜLLER, Swen y MASSARANI Paulo. Transfer function measurement with sweeps. 2001
- FUENTES, Joan B; VERA, Jenaro y GIMENO, Encarna. Sistema de ecualización automática de recintos utilizando la técnica MLS. 2004.
- Antecedentes nacionales
- SANDOVAL MARTÍNEZ, Antonio. Algoritmo de deconvolucion discreta optimizado para aplicaciones en acústica: ADOA. 2006.
- INSTITUTO COLOMBIANO DE NORMAS TÉCNICAS Y CERTIFICACIÓN (ICONTEC). norma NTC 5548. Medición del tiempo de reverberación de recintos con referencia a otros parámetros” como una adopción de la norma ISO 3382. Noviembre 2007.
- ORTEGA, Ismael; ORJUELA, Andrés y CORTES, David. Diseño e implementación de prototipo funcional de reverberador por convolución en tiempo real; 2008.
- CAMPO, Maria; CAMPOS, Alexander y OTERO, Jorge. Diseño de un software de tipo VST, mediante un algoritmo matemático, que convolucione una señal de audio, con la respuesta al impulso de recintos cerrados, en la ciudad de BOGOTA. 2009

1.2 DESCRIPCIÓN Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

La figura 1 presenta un sistema convencional de medición de la respuesta impulsiva de recintos, este tipo de sistemas modelados como sistemas lineales e invariantes en el tiempo está constituido por una cadena de procesamiento, o subsistemas conectados en cascada, donde cada uno de estos subsistemas contienen una respuesta impulsiva característica de sí mismo.

Figura 1: diagrama de bloques de un sistema convencional de medición de parámetros acústicos en recintos mediante la técnica de sweep.



Fuente propia

La cadena de subsistemas que colorean la señal está constituida principalmente por:

- Conversor digital analógico.
- Amplificador de potencia.
- Parlante o transductor electroacústico.
- Recinto a medir (medio acústico).
- Micrófono de medición (transductor electroacústico).
- Preamplificador de micrófono.
- Conversor análogo digital.

Cuando se pretende medir los parámetros acústicos de un recinto, se debe medir solo la respuesta al impulso de un sistema, esta corresponde a la del recinto, sin embargo esta respuesta impulsiva está siendo alterada por los demás subsistemas que están conectados en cascada causando un incremento de los errores sistemáticos lo cual se reflejara en la imprecisión de los parámetros acústicos medidos en la sala. Un ejemplo de esto se encuentra en la respuesta en frecuencia del parlante que debería ser lo más plana posible, es un hecho que la mayoría de parlantes tienen un déficit de emisión en una determinada banda de frecuencias. Este tipo de consecuencia conlleva a la siguiente pregunta problema:

Pregunta problema

¿Cómo optimizar la respuesta en frecuencia de los sistemas de medición de parámetros acústicos en recintos?

La respuesta a esta pregunta es: empleando un sistema de compensación espectral la cual quedara completamente resuelta en el desarrollo del presente proyecto de grado.

1.3 JUSTIFICACIÓN

Los programas para mediciones de parámetros acústicos de un recinto a partir de la respuesta impulsiva o de fuente interrumpida, son una herramienta muy útil para todo individuo que desee analizar este tipo de sistemas, estos proveen información muy relevante para mejorar el confort acústico de las salas y de esta forma mejorar la calidad de vida de las personas.

La compensación espectral permite obtener resultados más confiables, por esta razón el sistema de medición propuesto, será un sistema optimizado.

1.4 OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN

1.4.1 Objetivo general

-Desarrollar e implementar un software para medición de los parámetros acústicos: T20, T30, T60, EDT, r20, r30, G, C50, C80, D50, BR, Br, IACF, IACC, LF, Ts, Rtmid, C50mid, C80mid, IACCmid, LFmid, Gmid, y compensación espectral del sistema.

1.4.2 Objetivos específicos

-Desarrollar e implementar un algoritmo en MATLAB que permita generar señales sweeps, ruido blanco y ruido rosa como especifique el usuario.

- Desarrollar e implementar de una interfaz gráfica de usuario en la IDE o entorno de desarrollo integrado de MATLAB.

-Realizar comparaciones parciales de mediciones obtenidas por el software propuesto y algún otro software disponible.

1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES DEL PROYECTO

1.5.1 Alcances

-El proyecto pretende servir de herramienta informática para medición de parámetros acústicos de recintos bajo normativa y compensación espectral de este tipo de sistemas LTI.

1.5.2 Limitaciones

-El autor se someterá a las condiciones de uso de licencia del entorno de MATLAB establecidas para la universidad de San Buenaventura sede Bogotá.

-Debido a que no todos los paquetes de software calculan todos los parámetros para todas las bandas, las comparaciones que se realicen serán de manera parcial, por otra parte no será necesario comparar todos los parámetros ya que es suficiente con elegir al menos uno de cada categoría.

2. MARCO DE REFERENCIA

2.1 MARCO TEÓRICO – CONCEPTUAL

El presente proyecto se sustenta en su mayoría por la teoría de señales y sistemas y de probabilidad y estadística por lo que a continuación se dará una breve descripción a los conceptos más relevantes para el proyecto.

2.1.1 Conceptos de señal y de sistema

Una señal se define como cualquier magnitud física que varía con el tiempo, el espacio o cualquier otra variable o variables independientes. Matemáticamente, una señal se describe como una función de una o más variables independientes. Las señales pueden ser continuas o discretas, la notación en este documento para representar señales será la siguiente:

$x(t)$: Señal continua de una variable independiente t .

$x[n]$: Señal discreta de una variable independiente n .

Un sistema se puede definir como un dispositivo físico que realiza una operación sobre una señal. Por ejemplo un filtro, un amplificador, un parlante, un micrófono, etc.

2.1.2 Señales deterministas y señales aleatorias

Una señal determinista (como por ejemplo un sweep lineal) es una señal que se puede escribir unívocamente mediante una expresión matemática explícita, una tabla de datos o una regla bien definida. El término determinista se emplea para destacar el hecho de que todos los valores pasados, presentes y futuros de la señal se conocen de forma precisa y sin incertidumbre.

Las señales aleatorias (como por ejemplo un ruido blanco o rosa) son aquellas que o no se pueden describir con un grado razonable de precisión mediante fórmulas matemáticas o una descripción es demasiado compleja como para resultar práctica, esto implica que la señal evoluciona en el tiempo de manera no predecible.

NOTA: El marco de trabajo matemático para llevar a cabo el análisis teórico de las señales aleatorias lo proporciona la teoría de la probabilidad y los procesos estocásticos, temas que serán abordados más adelante en el presente documento.

2.1.3 Señales de energía

La energía total en el intervalo de tiempo $t_1 \leq t \leq t_2$ en una señal se define como:

Tiempo continuo $E_x = \int_{t_1}^{t_2} |x(t)|^2 dt$

Tiempo discreto $E_x = \sum_{n=n_1}^{n_2} |x[n]|^2$

Las señales que contienen una cantidad acotada de energía son conocidas como señales de energía.

La mayoría de las señales con las que se trabajaran en el dominio del tiempo serán señales de energía reales (no compleja), por lo que no será necesario extraer el valor absoluto de la señal para conocer su energía y solo bastara con extraer el cuadrado en las ecuaciones anteriores.

2.1.4 Sistema con y sin memoria (sistema dinámico y estático)

Se dice que un sistema es sin memoria si su salida para cada valor de variable independiente en un tiempo dado depende solamente de la entrada en ese mismo tiempo. Un ejemplo de un sistema sin memoria es un resistor eléctrico. El concepto de memoria en un sistema corresponde a la presencia de un mecanismo en el sistema que mantiene o almacena información sobre los valores de entrada en instantes diferentes del tiempo actual. En muchos sistemas físicos, la memoria está directamente asociada con el almacenamiento de energía, un ejemplo en acústica de este tipo de sistemas se debe al fenómeno de la reverberación en recintos que corresponde a una energía que queda almacenada en la sala una vez que la fuente acústica ha dejado de radiar energía en forma de ondas mecánicas.

2.1.5 Invertibilidad y sistema de inversos

Se dice que un sistema es invertible si distintas entradas producen distintas salidas. Si un sistema es invertible entonces existe un sistema inverso tal que cuando está conectado en cascada con el sistema original, produce una salida igual a la entrada del primer sistema.

2.1.6 Sistemas causales

Un sistema es causal o no anticipativo si su salida en cualquier instante de tiempo depende solo de valores de la entrada en el momento presente y en el pasado.

2.1.7 Sistemas estables

Un sistema es estable si entradas acotadas al sistema producen salidas acotadas. La estabilidad de sistemas físicos por lo general resulta de la presencia de mecanismos que disipan energía, un ejemplo de esto en sistemas acústicos se debe a la absorción del sonido por parte de las superficies de una sala que transforma las ondas mecánicas en calor manteniendo una cantidad acotada de energía acústica en la sala.

2.1.8 Sistemas invariantes en el tiempo

Un sistema es invariante en el tiempo si el comportamiento y características del mismo están fijos en el tiempo, en física no siempre es fácil encontrar un sistema de este tipo, sin embargo se puede partir de la hipótesis de que algunos sistemas se comportan como sistemas invariantes en el tiempo obteniendo resultados confiables. Un ejemplo de esto en acústica sucede cuando se mide el tiempo de reverberación en un recinto, entonces se asume que si se mide cualquier otro día el resultado será el mismo.

2.1.9 Sistema lineal

Un sistema lineal en tiempo continuo o tiempo discreto es aquel que posee la propiedad de superposición, es decir, si una entrada consiste en la suma ponderada de varias señales, entonces la salida es simplemente la superposición de las respuestas del sistema a cada una de estas señales, un ejemplo de este tipo de sistemas en los que se aprovecha la propiedad de superposición, se emplea cuando se realiza la captura de una pieza musical, esta se puede realizar grabando cada uno de los intérpretes de manera independiente y sumar las grabaciones, el resultado será como si se hubiesen grabado los intérpretes simultáneamente.

2.1.10 Sistemas lineales e invariantes en el tiempo (LTI)

La linealidad y la invariancia en el tiempo juegan un papel fundamental en el análisis de señales y sistemas, muchos procesos físicos poseen estas propiedades por lo que pueden modelarse como sistemas LTI. Una de las principales razones por la que este tipo de sistemas son accesibles al análisis, es que todos estos poseen la propiedad de superposición, como consecuencia, si es posible representar la entrada a un sistema LTI en términos de una combinación lineal de un conjunto de señales básicas, entonces se puede utilizar la superposición para calcular la salida del sistema en términos de sus respuestas a estas señales básicas.

Una de las características importantes del impulso unitario (función delta dirac) tanto en el dominio discreto como en el continuo, es que las señales muy generales se pueden representar como la combinación lineal de impulsos escalados y desplazados, este hecho junto con las propiedades de superposición e invariancia en el tiempo, permiten realizar una caracterización completa de cualquier sistema LTI en términos de su respuesta al impulso unitario.

2.1.11 Función delta Dirac (impulso unitario)

La señal delta Dirac o impulso unitario se define matemáticamente de la siguiente manera:

Tiempo continuo

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & t \neq 0 \\ 1, & t = 0 \end{cases}$$

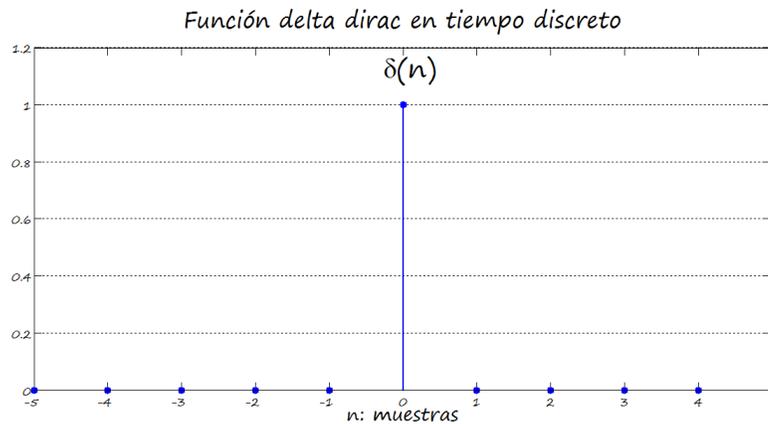
Tiempo discreto

$$\delta[n] = \begin{cases} 0, & n \neq 0 \\ 1, & n = 0 \end{cases}$$

Donde t y n son segundos y muestras respectivamente.

A continuación se muestra en la figura 2 el impulso unitario para tiempo discreto:

Figura 2: señal delta Dirac (impulso unitario)

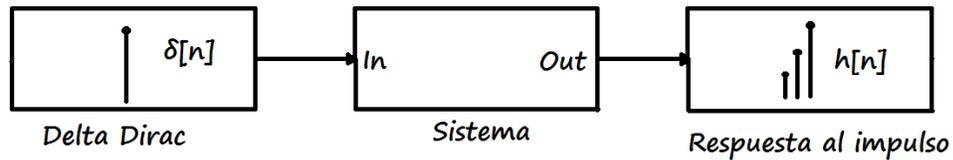


Fuente propia

2.1.12 Respuesta al impulso

Cuando se ingresa una señal delta Dirac a un sistema continuo o discreto, la señal de salida de este sistema se conocerá como su respuesta al impulso como se observa en la figura 3 para el caso de sistemas discretos:

Figura 3: respuesta al impulso unitario de un sistema



Fuente propia

La respuesta al impulso caracteriza por completo a un sistema LTI.

2.1.13 la suma de convolución

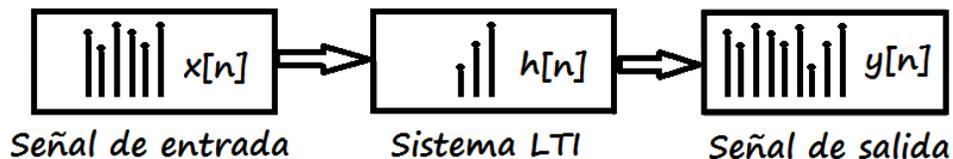
La suma de convolución expresa la respuesta de un sistema LTI discreto a una entrada arbitraria en términos de la respuesta al impulso unitario, esta operación se realiza mediante la siguiente ecuación:

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h[n-k]$$

Dónde: $x[n]$: señal de entrada, $h[n]$: respuesta al impulso $y[n]$: respuesta del sistema

De aquí se desprende que un sistema LTI se caracteriza completamente por su respuesta al impulso como se observa en la figura 4.

Figura 4: relación entrada y salida de un sistema LTI



Fuente propia

Una forma alternativa de interpretar la convolución discreta, es como una multiplicación algebraica de polinomios.

En MATLAB la operación de convolución para secuencias finitas se puede realizar fácilmente con la función conv donde la longitud de $y[n]$ será $l + m - 1$ donde l y m son las longitudes de las secuencias $x[k]$ y $h[k]$ respectivamente, el valor de inicio de la señal de salida, es decir $y[0]$ estará ubicado en la posición $l_0 + m_0 - 1$ donde l_0 y m_0 son las longitudes de las secuencias $x[k]$ y $h[k]$ en el intervalo de $-\infty < k \leq 0$

2.1.14 La integral de convolución

De manera análoga, se puede obtener una caracterización completa de un sistema LTI en tiempo continuo, mediante su respuesta al impulso unitario. Para el caso continuo, la operación de convolución se realiza mediante la siguiente ecuación:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau$$

Una representación simbólica de la operación de convolución tanto en tiempo continuo como discreto viene dada de la siguiente forma:

Tiempo discreto $y[n] = x[n] * h[n]$

Tiempo continuo $y(t) = x(t) * h(t)$

2.1.15 Propiedades de los sistemas LTI

Propiedad conmutativa:

Tiempo continuo $x(t) * h(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau$

Tiempo discreto $x[n] * h[n] = h[n] * x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k]x[n - k]$

Propiedad distributiva:

Tiempo continuo $x(t) * (h_1(t) + h_2(t)) = x(t) * h_1(t) + x(t) * h_2(t)$

Tiempo discreto $x[n] * (h_1[n] + h_2[n]) = x[n] * h_1[n] + x[n] * h_2[n]$

Propiedad asociativa:

Tiempo continuo $x(t) * (h_1(t) * h_2(t)) = (x(t) * h_1(t)) * h_2(t)$

Tiempo discreto $x[n] * (h_1[n] * h_2[n]) = (x[n] * h_1[n]) * h_2[n]$

2.1.16 Sistemas LTI con y sin memoria

Un sistema LTI es sin memoria si se cumple:

Tiempo continuo $h(t) = 0$ para $t \neq 0$ es decir: $h(t) = K\delta(t)$

Tiempo discreto $h[n] = 0$ para $n \neq 0$ es decir: $h[n] = K\delta[n]$

Donde $\delta(t)$ y $\delta[n]$ son los impulsos unitarios (función delta Dirac) en tiempo continuo y discreto, K es una constante.

2.1.17 Invertibilidad de sistemas LTI y deconvolución

Un sistema es invertible si la entrada para el sistema puede recuperarse de la salida, para sistemas continuos esto es:

$$y(t) = x(t) * h(t)$$

$$y(t) * h^{-1}(t) = x(t)$$

Entonces:
$$h(t) * h^{-1}(t) = \delta(t)$$

Para el caso discreto se cumple exactamente lo mismo:

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

$$y[n] * h^{-1}[n] = x[n]$$

Entonces:
$$h[n] * h^{-1}[n] = \delta[n]$$

Donde $h^{-1}(t)$ y $h^{-1}[n]$ son la respuesta al impulso del sistema inverso en tiempo continuo y discreto.

El proceso de recuperación de $x[n]$ a partir de $h[n] * x[n]$ se denomina deconvolución, ya que corresponde a deshacer la operación de convolución, esto se cumple también para sistemas continuos.

De la misma forma en que se emplea la deconvolución para hallar $x[n]$ a partir de $h[n] * x[n]$, podemos emplearla para hallar $h[n]$ conociendo $x[n]$ y $y[n]$.

Debido a que la operación de convolucion para señales discretas puede ser interpretada como una multiplicación algebraica de polinomios, la deconvolucion de señales discretas puede interpretarse como una división algebraica de polinomios.

La deconvolución y los sistemas inversos desempeñan un papel importante en muchos problemas de sistemas de procesamiento de señales, un problema común es el de invertir o "ecualizar" la distorsión introducida por un sistema no ideal, este es el caso de un parlante que introduce cierta distorsión a la señal de audio, esta señal puede ser recuperada por un ecualizador que se encargara de invertir la distorsión causada por el sistema en este caso el ecualizador representa un sistema inverso al del parlante.

Los conceptos de deconvolución, ecualización e invertibilidad de sistemas LTI, constituyen una fuerte base teórica para el entendimiento de los sistemas de

compensación espectral como el que se propone a desarrollar el autor del presente proyecto de grado, por esta razón, más adelante se retomara estos conceptos.

2.1.18 Correlación cruzada y autocorrelación

El objetivo al calcular la correlación entre dos señales, es medir el grado de semejanza entre ambas.

Sean dos señales x e y , en el dominio del tiempo, entonces la correlación cruzada de “ x ” con “ y ” viene dada por las siguientes ecuaciones:

$$\text{En tiempo continuo } r_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t-\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t+\tau)dt$$

$$\text{En tiempo discreto } r_{xy}[l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n-l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y[n]x[n+l]$$

La autocorrelación de la secuencia “ x ” corresponde a la correlación cruzada de la señal consigo misma, y se representa como r_{xx} .

Dos propiedades importantes de estas operaciones son las siguientes:

En tiempo continuo

$$r_{xy}(\tau) = r_{yx}(-\tau)$$

$$r_{xx}(\tau) = r_{xx}(-\tau)$$

En tiempo discreto

$$r_{xy}[l] = r_{yx}[-l]$$

$$r_{xx}[l] = r_{xx}[-l]$$

De lo anterior se puede notar que la autocorrelación es una función par.

Es evidente la similitud que existe entre el cálculo de la correlación cruzada y el cálculo de la convolución, de hecho la correlación cruzada de las secuencias “ x ” e “ y ”, puede expresarse en términos de la convolución en la siguiente manera:

$$\text{Tiempo continuo } r_{xy}(\tau) = x(\tau) * y(-\tau)$$

$$\text{Tiempo discreto } r_{xy}[l] = x[l] * y[-l]$$

Es importante aclarar que a diferencia de la convolución, la correlación cruzada no tiene la propiedad conmutativa, por lo que la correlación cruzada de “ x ” con “ y ” no tiene por qué ser igual a la correlación cruzada de “ y ” con “ x ”, es decir para tiempo continuo y discreto se puede cumplir que: $r_{xy} \neq r_{yx}$

2.1.19 Correlación cruzada normalizada

De la sección 2.1.18 se puede observar que si se aplica un factor de escala a una o ambas señales implicadas en la correlación cruzada, la forma de la secuencia de la correlación no varía, únicamente se modificarán sus amplitudes en el mismo factor de escala. Puesto que el cambio de escala no es importante, en la práctica se suelen normalizar las secuencias de correlación cruzada y autocorrelación en el rango comprendido entre -1 y 1, entonces:

En tiempo continuo

$$\rho_{xy}(\tau) = \frac{r_{xy}(\tau)}{\sqrt{r_{xx}(\mathbf{0}) r_{yy}(\mathbf{0})}}$$
$$\rho_{xx}(\tau) = \frac{r_{xx}(\tau)}{r_{xx}(\mathbf{0})}$$

Dónde: $|\rho_{xx}(\tau)| \leq 1$ y $|\rho_{xy}(\tau)| \leq 1$

En tiempo discreto

$$\rho_{xy}[l] = \frac{r_{xy}[l]}{\sqrt{r_{xx}[\mathbf{0}] r_{yy}[\mathbf{0}]}}$$
$$\rho_{xx}[l] = \frac{r_{xx}[l]}{r_{xx}[\mathbf{0}]}$$

Dónde: $|\rho_{xx}[l]| \leq 1$ y $|\rho_{xy}[l]| \leq 1$

2.1.20 Análisis en frecuencia de señales y sistemas

La mayor parte de las señales de interés práctico se pueden descomponer en una suma de componentes sinusoidales (o exponenciales complejas). Cuando se trabaja con señales periódicas, tal descomposición se conoce como la serie de Fourier, en el caso de señales aperiódicas la descomposición se conoce como la transformada de Fourier. La propiedad de linealidad de los sistemas LTI implica que una suma lineal de componentes sinusoidales en la entrada produce una suma lineal similar de componentes sinusoidales en la salida, la cual solo difiere en las amplitudes y fases de las sinusoides de entrada.

2.1.21 Serie de Fourier

Sea “x” una señal periódica en el dominio del tiempo, entonces el análisis en frecuencia de la señal es:

En Tiempo continuo

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk(2\pi/T)t}$$
$$a_k = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-jk(2\pi/T)t} dt$$

T : periodo de $x(t)$ en segundos, ω_0 : frecuencia fundamental en $\frac{\text{rad}}{\text{segundo}}$

En Tiempo discreto

$$x[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{jk\omega_0 n} = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k e^{jk(2\pi/N)n}$$
$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] e^{-jk\omega_0 n} = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] e^{-jk(2\pi/N)n}$$

N : periodo de $x[n]$ en muestras, ω_0 : frecuencia fundamental en $\frac{\text{rad}}{\text{muestra}}$

Para una información más detallada de la convergencia y demostración de las propiedades de las series de Fourier se recomienda consultar los textos de la bibliografía.

2.1.22 Transformada de Fourier

Sea “x” una señal aperiódica en el dominio del tiempo, entonces el análisis en frecuencia de la señal es:

En Tiempo continuo

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$
$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

En Tiempo discreto

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega$$

$$X(e^{jw}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-jwn}$$

Donde $x(t)$ y $x[n]$: señal en el dominio del tiempo, w : frecuencia en radianes por unidad de tiempo

$X(jw)$ y $X(e^{jw})$: transformada de Fourier (señal en el dominio de la frecuencia).

2.1.23 Convergencia de la transformada continua de Fourier

No todas las señales se le pueden realizar el análisis en frecuencia mediante transformada de Fourier por lo que existen unas condiciones que permiten determinar si una señal tiene transformada de Fourier, dichas condiciones se les conoce como condiciones de Dirichlet, estas requieren que:

1. $x(t)$ Sea absolutamente integrable lo cual implica que la señal contenga energía finita, es decir:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty$$

2. $x(t)$ tenga un número finito de máximos y mínimos dentro de cualquier intervalo finito.

3. $x(t)$ tenga un número finito de discontinuidades dentro de cualquier intervalo finito, además cada una de estas discontinuidades debe ser finita.

2.1.24 Convergencia de la transformada discreta de Fourier

Las condiciones sobre $x[n]$ que garantizan la convergencia de la transformada de Fourier discreta de Fourier son la contraparte directa de las condiciones de convergencia para la transformada continua de Fourier.

Específicamente la ecuación de análisis convergerá si $x[n]$ es absolutamente sumable, es decir:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]| < \infty$$

Lo cual implica que la señal $x[n]$ tenga energía finita. Por lo general no hay problemas de convergencia asociados con la ecuación de síntesis ya que la integral de esta ecuación es sobre un intervalo de duración finita (de 2π).

Con esto se puede notar que un grupo significativamente grande de señales de uso práctico tiene transformada de Fourier.

2.1.25 Propiedades de la transformada de Fourier para señales continuas

$$x(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(j\omega)$$

$$y(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} Y(j\omega)$$

Linealidad: $ax(t) + by(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} aX(j\omega) + bY(j\omega)$

Desplazamiento de tiempo: $x(t - t_0) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} e^{-j\omega t_0} X(j\omega)$

Desplazamiento de frecuencia: $e^{j\omega_0 t} x(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(j(\omega - \omega_0))$

Conjugación: $x^*(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X^*(-j\omega)$

Inversión en tiempo: $x(-t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(-j\omega)$

Escalamiento de tiempo: $x(at) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \frac{1}{|a|} X\left(\frac{j\omega}{a}\right)$

Convolución: $x(t) * y(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(j\omega) Y(j\omega)$

Multiplicación: $x(t)y(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \frac{1}{2\pi} X(j\omega) * Y(j\omega)$

Diferenciación de tiempo: $\frac{d}{dt} x(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} j\omega X(j\omega)$

Integración $\int_{-\infty}^t x(t) dt \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \frac{1}{j\omega} X(j\omega) + \pi X(0) \delta(\omega)$

Diferenciación en frecuencia $tx(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} j \frac{d}{d\omega} X(j\omega)$

Simetría conjugada para señales reales $x(t) \text{ real} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \begin{cases} X(j\omega) = X^*(-j\omega) \\ \text{Re}\{X(j\omega)\} = \text{Re}\{X(-j\omega)\} \\ \text{Im}\{X(j\omega)\} = -\text{Im}\{X(-j\omega)\} \\ |X(j\omega)| = |X(-j\omega)| \\ \angle X(j\omega) = -\angle X(-j\omega) \end{cases}$

Simetría para señales real y par $x(t) \text{ real y par} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(j\omega) \text{ real y par}$

Simetría para señales real e impar

$x(t) \text{ real e impar} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(j\omega) \text{ puramente imaginaria e impar}$

Relación de Parseval para señales aperiódicas $\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega$

2.1.26 Propiedades de la transformada de Fourier para señales discretas

$$x[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(e^{j\omega})$$

$$y[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} Y(e^{j\omega})$$

$$\text{periodica con periodo } 2\pi \begin{cases} X(e^{j\omega}) \\ Y(e^{j\omega}) \end{cases}$$

Linealidad $ax[n] + by[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} aX(e^{j\omega}) + bY(e^{j\omega})$

Desplazamiento de tiempo $x[n - n_0] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} e^{-j\omega n_0} X(e^{j\omega})$

Desplazamiento de frecuencia: $e^{j\omega_0 n} x[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(e^{j(\omega - \omega_0)})$

Conjugación: $x^*[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X^*(e^{-j\omega})$

Inversión en tiempo: $x[-n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(e^{-j\omega})$

Expansión en tiempo $x_{(k)}[n] = \begin{cases} x[n/k], & \text{si } n = \text{multiplo de } k \\ 0, & \text{si } n \neq \text{multiplo de } k \end{cases} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(e^{jk\omega})$

Convolución: $x[n] * y[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(e^{j\omega}) Y(e^{j\omega})$

Multiplicación: $x[n] y[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(e^{j\theta}) * Y(e^{j(\omega - \theta)}) d\theta$

Diferenciación en tiempo $x[n] - x[n - 1] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} (1 - e^{-j\omega}) X(e^{j\omega})$

Acumulación $\sum_{k=-\infty}^n x[k] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \frac{1}{1 - e^{-j\omega}} X(e^{j\omega})$

Diferenciación en frecuencia $nx[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} j \frac{dX(e^{j\omega})}{d\omega}$

Simetría conjugada para señales reales $x[n] \text{ real} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \begin{cases} X(e^{j\omega}) = X^*(e^{-j\omega}) \\ \text{Re}\{X(e^{j\omega})\} = \text{Re}\{X(e^{-j\omega})\} \\ \text{Im}\{X(e^{j\omega})\} = -\text{Im}\{X(e^{-j\omega})\} \\ |X(e^{j\omega})| = |X(e^{-j\omega})| \\ \angle X(e^{j\omega}) = -\angle X(e^{-j\omega}) \end{cases}$

Simetría para señales real y par $x[n] \text{ real y par} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(e^{j\omega}) \text{ real y par}$

Simetría para señales real e impar

$$x(n) \text{ real e impar} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} X(e^{j\omega}) \text{ puramente imaginaria e impar}$$

Relación de Parseval $\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} |X(e^{j\omega})|^2 d\omega$

2.1.27 Respuesta en frecuencia y función de transferencia de sistemas LTI

La transformada de Fourier de la respuesta al impulso unitario tanto de un sistema continuo como de uno discreto se conoce como la respuesta en frecuencia del sistema, entonces:

En tiempo continuo

$$h(t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} H(j\omega)$$

En tiempo discreto

$$h[n] \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} H(e^{j\omega})$$

Aprovechando la propiedad de convolución de la transformada de Fourier, es posible expresar la respuesta en frecuencia de un sistema LTI en términos de la transformada de Fourier de la entrada y salida del sistema, es decir:

En tiempo continuo

$$\mathcal{F}\{y(t)\} = \mathcal{F}\{x(t) * h(t)\}$$

$$Y(j\omega) = X(j\omega)H(j\omega)$$

Despejando la respuesta en frecuencia se tiene:

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}$$

En tiempo discreto

$$\mathcal{F}\{y[n]\} = \mathcal{F}\{x[n] * h[n]\}$$

$$Y(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega})H(e^{j\omega})$$

Despejando la respuesta en frecuencia se tiene:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{Y(e^{j\omega})}{X(e^{j\omega})}$$

Sí un sistema LTI queda completamente caracterizado por su respuesta al impulso unitario, entonces también quedara caracterizado por su respuesta en frecuencia, por otra parte, el análisis de Fourier se restringe únicamente a sistemas cuyas respuestas al impulso posean transformada de Fourier, con objeto de utilizar las técnicas de la transformada para examinar sistemas LTI inestables, se puede desarrollar una generalización de la transformada de Fourier conocida como la transformada de Laplace para sistemas continuos o la transformada Z para sistemas discretos, la transformada de la Laplace de la respuesta al impulso unitario se conoce como la función de transferencia del sistema, en analogía con los sistemas discretos, la transformada Z de la respuesta al impulso unitario, se conoce como la función de transferencia del sistema. Más adelante se da una descripción de las transformadas de Laplace y Z

2.1.28 Sistemas continuos LTI caracterizados por ecuaciones diferenciales lineales con coeficientes constantes

Una clase importante de sistemas continuos LTI, es aquel en la cual la entrada y la salida satisfacen una ecuación diferencial lineal con coeficientes constantes de la forma:

$$\sum_{k=0}^N a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^M b_k \frac{d^k x(t)}{dt^k}$$

Se supone que el sistema es estable por lo que su respuesta en frecuencia existe, entonces aplicando la transformada de Fourier a ambos miembros de la ecuación diferencial:

$$\mathcal{F} \left\{ \sum_{k=0}^N a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \mathcal{F} \left\{ \sum_{k=0}^M b_k \frac{d^k x(t)}{dt^k} \right\}$$

Según la propiedad de linealidad de la transformada de Fourier:

$$\sum_{k=0}^N a_k \mathcal{F} \left\{ \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \sum_{k=0}^M b_k \mathcal{F} \left\{ \frac{d^k x(t)}{dt^k} \right\}$$

De la propiedad de diferenciación de la transformada de Fourier se tiene:

$$Y(j\omega) \left[\sum_{k=0}^N a_k (j\omega)^k \right] = X(j\omega) \left[\sum_{k=0}^M b_k (j\omega)^k \right]$$

Aplicando algo de algebra

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k (j\omega)^k}{\sum_{k=0}^N a_k (j\omega)^k}$$

Según el análisis realizado en la sección anterior, se puede identificar el miembro izquierdo de esta ecuación como la respuesta en frecuencia del sistema, entonces se tiene que:

$$H(j\omega) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k(j\omega)^k}{\sum_{k=0}^N a_k(j\omega)^k}$$

De esta forma se concluye que $H(j\omega)$ es una función racional, es decir es una razón de polinomio en $(j\omega)$.

2.1.29 Sistemas caracterizados por ecuaciones de diferencias lineales con coeficientes constantes

En esta sección se realiza la contraparte en tiempo discreto del análisis realizado en la sección anterior para sistemas continuos LTI.

La ecuación general lineal de diferencias con coeficientes constantes para un sistema LTI discreto con entrada $x[n]$ y salida $y[n]$ tiene la forma:

$$\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k]$$

Al aplicar la transformada de Fourier a ambos miembros de la ecuación y usando las propiedades de linealidad y desplazamiento en el tiempo de la transformada discreta de Fourier se tiene:

$$\sum_{k=0}^N a_k e^{-jk\omega} Y(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^M b_k e^{-jk\omega} X(e^{j\omega})$$

Aplicando algo de algebra

$$\frac{Y(e^{j\omega})}{X(e^{j\omega})} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k e^{-jk\omega}}{\sum_{k=0}^N a_k e^{-jk\omega}}$$

Teniendo en cuenta la ecuación (véase la sección 2.1.17 respuesta en frecuencia y función de transferencia de sistemas LTI) se puede identificar el miembro izquierdo de esta ecuación como la respuesta en frecuencia del sistema, entonces:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k e^{-jk\omega}}{\sum_{k=0}^N a_k e^{-jk\omega}}$$

2.1.30 Interpretación de la magnitud y fase en señales

En general la transformada de Fourier es compleja por lo que esta se puede representar en términos de sus componentes real e imaginaria o en términos de su magnitud y fase, es decir:

En tiempo continuo

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = |X(j\omega)|e^{j\angle X(j\omega)}$$

En tiempo discreto

$$\mathcal{F}\{x[n]\} = |X(e^{j\omega})|e^{j\angle X(e^{j\omega})}$$

$|X(j\omega)|$ y $|X(e^{j\omega})|$ proporciona información acerca de las magnitudes relativas de la exponenciales complejas (o senoidales) que conforman la señal $x(t)$, el ángulo de fase $\angle X(j\omega)$ y $\angle X(e^{j\omega})$ no afecta las amplitudes de las componentes individuales de frecuencia sino que proporciona información concerniente a las fases relativas de dichas exponenciales (o senoidales), dependiendo de cuál sea esta función de fase se puede obtener señales con apariencia muy diferente aun si la función de magnitud permanece sin cambio.

Para ilustrar la importancia de la fase en una señal de audio, suponga que $x(t)$ es la grabación en cinta magnética de una oración, entonces $x(-t)$ (señal reflejada en tiempo) representa la oración reproducida al revés, si se toma en cuenta la tabla de propiedades de la transformada continua de Fourier, al ser $x(t)$ una señal real, el efecto en el dominio de la frecuencia de la reflexión de la señal $x(t)$ consiste en remplazar la fase de la transformada de Fourier con su negativo:

$$\mathcal{F}\{x(-t)\} = X(-j\omega) = |X(j\omega)|e^{-j\angle X(j\omega)}$$

Es decir, la reproducción en sentido inverso tiene la misma función de magnitud que la señal original pero difiere en la fase (se cumpliría exactamente lo mismo si la señal fuese discreta) y resulta claro que este cambio de fase tiene un impacto significativo en la inteligibilidad de la grabación.

2.1.31 Interpretación de la magnitud y fase en sistemas LTI

Según la propiedad de convolución de la transformada continua de Fourier, $Y(j\omega)$ y $Y(e^{j\omega})$ está relacionada con la transformada de Fourier de la señal de entrada al sistema mediante la ecuación:

En tiempo continuo

$$Y(j\omega) = X(j\omega)H(j\omega)$$

En tiempo discreto

$$Y(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega}) H(e^{j\omega})$$

De manera equivalente una representación alternativa de lo anterior:

En tiempo continuo

$$|Y(j\omega)| = |X(j\omega)| |H(j\omega)|$$

$$\angle Y(j\omega) = \angle X(j\omega) + \angle H(j\omega)$$

En tiempo discreto

$$|Y(e^{j\omega})| = |X(e^{j\omega})| |H(e^{j\omega})|$$

$$\angle Y(e^{j\omega}) = \angle X(e^{j\omega}) + \angle H(e^{j\omega})$$

Se puede ver que el efecto que tiene el sistema LTI sobre la señal que procesara es de escalarla en magnitud según la ganancia del sistema $|H(j\omega)|$ (ó $|H(e^{j\omega})|$ para el sistema discreto) y adicionar la fase $\angle H(j\omega)$ (ó $\angle H(e^{j\omega})$ para el sistema discreto).

2.1.32 Fases lineal y no lineal

Cuando el desplazamiento de fase a la frecuencia ω es una función lineal de ω , hay una interpretación directa del efecto en el dominio del tiempo. Para ilustrar esta interpretación, considere el sistema LTI continuo con respuesta en frecuencia $H(j\omega) = e^{-j\omega t_0}$, de manera que el sistema tiene ganancia unitaria y fase lineal de pendiente negativa, es decir:

$$|H(j\omega)| = 1; \quad \angle H(j\omega) = -\omega t_0$$

Según la propiedad de la transformada de Fourier de desplazamiento en el tiempo, se puede ver que para este caso:

$$y(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(j\omega)\} = x(t - t_0)$$

Por lo que un comportamiento de fase lineal en el dominio de la frecuencia, corresponde a un desplazamiento de la señal en el dominio del tiempo.

En el caso de sistemas discretos el efecto de la fase lineal es similar al del caso continuo cuando la pendiente de la función de fase es un entero, en efecto se sabe que el sistema LTI con respuesta en frecuencia $e^{-j\omega n_0}$ con función de fase lineal $-\omega n_0$ produce una salida que es un desplazamiento simple de la entrada, es decir:

$$y[n] = \mathcal{F}^{-1}\{H(e^{j\omega})\} = x[n - n_0]$$

Si bien los desplazamiento de fase lineal conducen a una comprensión y visualización sencilla de los cambios en una señal, si una señal de entrada se somete a un desplazamiento de fase que es una función no lineal de ω se obtiene una señal que puede parecer considerablemente diferente a la señal de entrada incluso si la ganancia del sistema $|H(j\omega)|$ (o $|H(e^{j\omega})|$ para el sistema discreto) es igual a uno.

2.1.33 Retardo de grupo

Como se analizó en la sección anterior los sistemas con características de fase lineal se pueden interpretar de forma sencilla como los desplazamientos en tiempo, de hecho para estos sistemas la pendiente de la fase dice el tamaño del desplazamiento en el tiempo, esto es en el caso continuo si $\angle H(j\omega) = -\omega t_0$, entonces el sistema imparte un desplazamiento de tiempo de $-t_0$ o un retardo de t_0 , de forma similar para el caso discreto, $\angle H(e^{j\omega}) = -\omega n_0$ corresponde a un retardo de n_0 muestras. En ambos casos dicho retardo se denomina como retardo de grupo y se puede extender de manera simple para sistemas de fase no lineal como sigue:

El retardo de grupo a cada frecuencia ω es igual al negativo de la pendiente de la fase en cada frecuencia, o en un lenguaje más técnico se conoce como el negativo de la razón de cambio de la fase en función de la frecuencia (es decir la derivada), entonces:

En tiempo continuo

$$\tau(\omega) = -\frac{d}{d\omega}\{\angle H(j\omega)\}$$

En tiempo discreto

$$\tau(\omega) = -\frac{d}{d\omega}\{\angle H(e^{j\omega})\}$$

Cuando un sistema tiene una función de fase no lineal su retardo de grupo no será constante, esto implica que las distintas frecuencias que pasan por el sistema serán retrasadas en diferentes cantidades, dicho fenómeno se conoce con el nombre de dispersión.

NOTA: En la teoría de probabilidad y estadística es posible obtener una medida de la dispersión de una variable aleatoria calculando su varianza o su desviación estándar.

2.1.34 Filtrado

En una amplia variedad de aplicaciones resulta de interés cambiar las amplitudes relativas de las componentes de frecuencia de una señal o quizás eliminar por completo algunas componentes de frecuencia, este proceso es conocido como filtrado. Los sistemas LTI que cambian la forma del espectro se conocen como filtros conformadores en frecuencia.

Existen diferentes tipos de filtros, los más comunes son:

- Filtro pasa altas
- Filtro pasa bajas
- Filtro pasa banda
- Filtro rechaza banda

En el presente proyecto de grado se emplearan dos tipos más de filtros que no son tan comunes como los anteriores pero que son de vital importancia en el desarrollo del sistema de compensación espectral, estos son:

- Filtro de magnitud espectral arbitraria (ecualizador de ganancia)
- Filtro pasa todo (ecualizador de fase)

Numerosas preguntas surgen cuando se define y evalúa la calidad de un filtro algunas típicas:

¿Qué tan efectivo es al dejar pasar las frecuencias en la banda de paso?

¿Qué tan efectivo es al atenuar las frecuencias en la banda de supresión?

¿Qué tan aguda es la transición cerca de la frecuencia de corte?

Cada una de estas preguntas involucra una comparación de la característica de un filtro real con las de un filtro ideal.

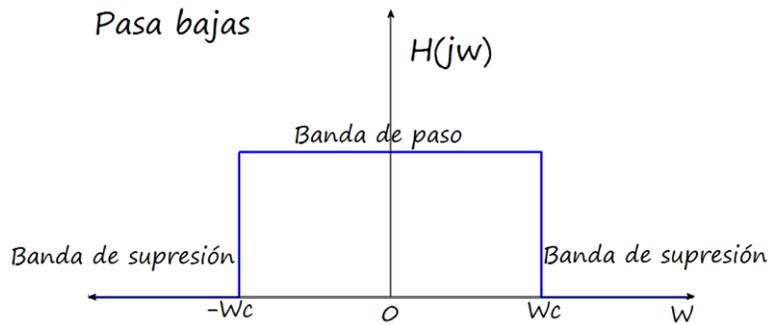
2.1.35 Filtro ideal

Hablando de los selectivos en frecuencia es aquel que deja pasar exactamente las exponenciales complejas (o sinusoidales) en el conjunto de frecuencias sin ninguna distorsión y elimina por completo las señales en las demás frecuencias, por ejemplo un filtro ideal pasa bajas de tiempo continuo con frecuencia de corte ω_c es un sistema LTI que deja pasar las exponenciales complejas $e^{j\omega t}$ para valores de ω en el intervalo de $-\omega_c \leq \omega \leq \omega_c$ y elimina las señales en las demás frecuencias.

2.1.36 Filtros ideales continuos

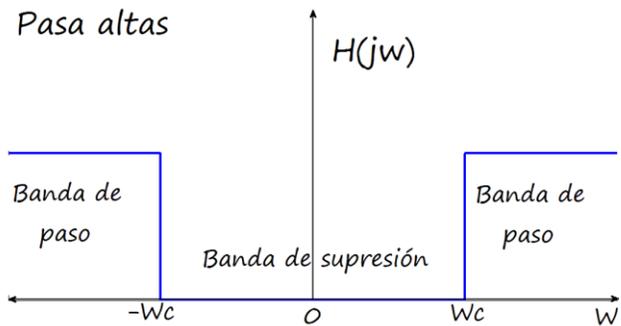
A continuación se observa algunos ejemplos de filtros ideales continuos:

Figura 5: filtro continuo pasa bajas ideal



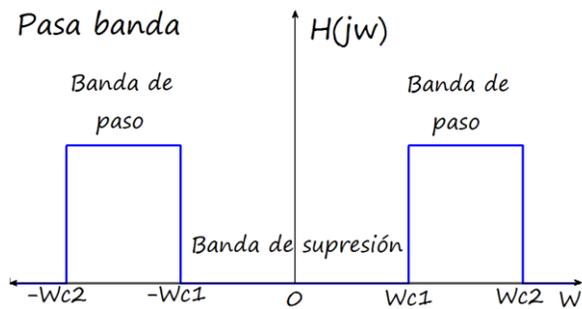
Fuente propia

Figura 6: filtro continuo pasa altas ideal



Fuente propia

Figura 7: filtro continuo pasa banda ideal

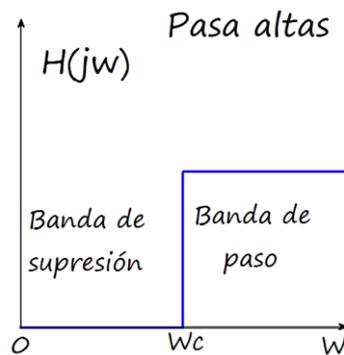


Fuente: propia

Con una conexión en paralelo de los filtros pasa bajas y pasa altas es posible obtener un filtro rechaza banda.

De los gráficos anteriores puede notarse que cada filtro es simétrico alrededor de $\omega = 0$ y por tanto parecería tener dos bandas de paso esta es una consecuencia de haber adoptado el uso de la señal exponencial compleja $e^{j\omega t}$ en lugar de las sinusoidales $\sin(j\omega t)$ y $\cos(j\omega t)$, de acuerdo a esto, en ocasiones resulta más práctico visualizar estos filtros únicamente para frecuencias positivas asumiendo una perfecta simetría para las frecuencias negativas, un ejemplo de dicha visualización para el filtro pasa altas sería:

Figura 8: filtro continuo pasa altas ideal

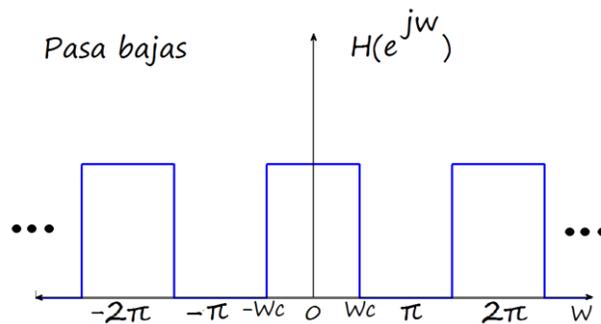


Fuente propia

2.1.37 Filtros ideales discretos

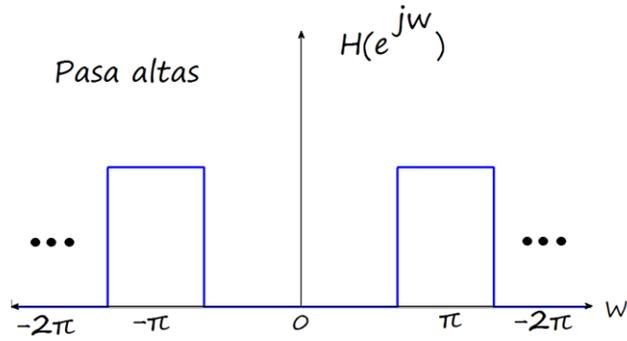
Las características de los filtros ideales continuos y discretos difieren en el hecho de que para los filtros discretos la respuesta en frecuencia $H(e^{j\omega})$ debe ser periódica con periodo 2π con frecuencias bajas cercanas a múltiplos pares de π y frecuencias altas cercanas a múltiplos impares de π , a continuación se muestra algunos ejemplos de filtros ideales discretos.

Figura 9: Filtro discreto pasa bajas



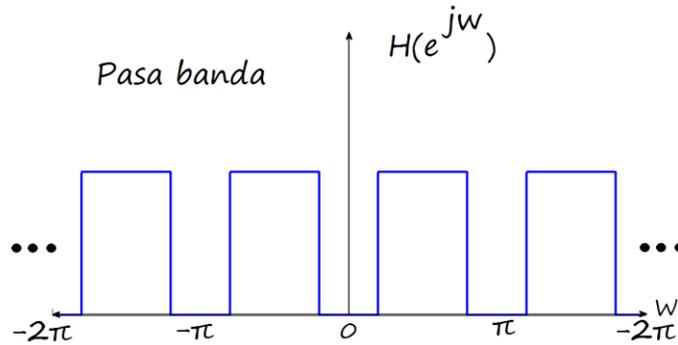
Fuente propia

Figura 10: Filtro discreto pasa altas



Fuente propia

Figura 11: Filtro discreto pasa banda.

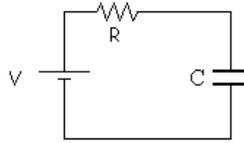


Fuente propia

2.1.38 Ejemplo de filtro continuo descrito por ecuaciones diferenciales

El filtrado selectivo en frecuencia se lleva a cabo mediante el uso de sistemas LTI descritos por ecuaciones lineales con coeficientes constantes, diferenciales para el caso continuo y de diferencias para el discreto tal y como se vio en algunas secciones anteriores. Un ejemplo de este tipo de sistemas puede ser el circuito RC como el mostrado en la figura 12.

Figura 12: Ejemplo de filtro descrito por ecuaciones diferenciales



Fuente propia

Este sistema puede considerarse como un sistema LTI continuo caracterizado por una ecuación diferencial lineal con coeficientes constantes como la siguiente:

$$RC \frac{dv_c(t)}{dt} + v_c(t) = v_s(t)$$

Donde $v_c(t)$ y $v_s(t)$ son respectivamente los voltajes del capacitor y de la fuente, de modo que la respuesta en frecuencia y la respuesta al impulso de este sistema están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + RCj\omega}$$

$$h(t) = \frac{1}{RC} e^{-t/RC}; \text{ para } t \geq 0$$

2.1.39 Filtro discretos descritos por ecuaciones de diferencias (filtros IIR y filtros FIR)

Los sistema LTI discretos descritos por ecuaciones de diferencias cuya respuestas al impulso sea de duración infinita, se conocen como sistemas IIR (“*infinite impulse response*”), en contraste con estos sistemas están los de respuesta al impulso finita y se conocen como FIR (“*finite impulse response*”)

Los filtros IIR son la contraparte directa en tiempo discreto de los sistemas continuos descritos por ecuaciones diferenciales como el circuito RC mostrado en la figura 12, estos solo se pueden diseñar de forma recursiva, un ejemplo de este tipo de filtros es el sistema LTI descrito por la ecuación de diferencias de primer orden:

$$y[n] - \alpha y[n - 1] = x[n]$$

Para examinar por qué este sistema se considera un sistema IIR, se tiene que su respuesta al impulso está dada por la siguiente ecuación:

$$h[n] = \alpha^n; \text{ para } n \geq 0$$

Se puede ver de la ecuación anterior que si $|\alpha| \geq 1$, el sistema es inestable y de este modo no tiene una respuesta al impulso finita y por tanto se considera un sistema IIR.

A diferencia de los sistemas IIR, los sistemas de respuesta al impulso finita FIR se pueden dar de manera recursiva o no recursiva, sin embargo para el presente proyecto de grado solo se empleara aquellos no recursivos.

La forma más general de un sistema discreto FIR no recursivo (filtro FIR) es:

$$y[n] = \sum_{k=-N}^M b_k x[n - k]$$

De manera que la salida de este filtro se puede considerar como un promedio ponderado de $N + M + 1$ puntos vecinos.

La elección de los coeficientes b_k permite bastante flexibilidad en el ajuste de la respuesta en frecuencia del filtro de hecho hay una gran variedad de técnicas disponibles para seleccionar los coeficientes para cumplir con ciertas especificaciones en el filtro.

Una propiedad importante de los filtros FIR es que todos tienen características de fase cero o lineal, a partir de las propiedades de simetría de la transformada de Fourier de las señales reales, se sabe que cualquier filtro FIR con respuesta al impulso que sea real y par (esto implica que $N = M$) tendrá una respuesta en frecuencia $H(e^{j\omega})$ que será real y par y en consecuencia tendrá fase cero, sin embargo, el sistema será no causal ya que su respuesta al impulso $h[n]$ tiene valores diferente de cero para $n < 0$ entonces el filtro no podrá ser utilizado en entornos computacionales para aplicaciones en tiempo real. En caso de requerir un filtro FIR causal basta con hacer que la ecuación de filtro FIR adopte la siguiente forma:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} b_k x[n - k]$$

Lo cual dará como resultado un sistema causal con característica de fase lineal en la banda de paso.

2.1.40 Filtro IIR versus filtro FIR

La tabla 1 muestra algunas comparaciones entre filtros IIR y filtros FIR.

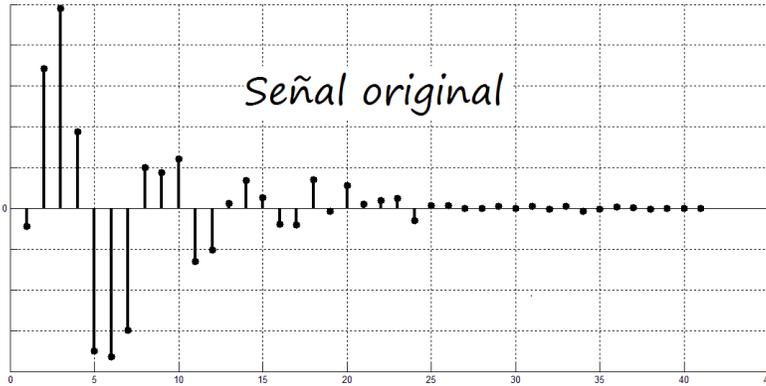
Tabla 1: Filtro FIR vs IIR

	FILTROS DIGITALES (SISTEMA LTI DISCRETO)	
TIPOS DE FILTRO	FIR (SISTEMA RECURSIVO/NO RECURSIVO)	IIR (SISTEMA RECURSIVO)
VENTAJAS	<ul style="list-style-type: none"> • Características de fase cero o lineal. 	<ul style="list-style-type: none"> • Orden del filtro menor que el del filtro FIR equivalente.
	<ul style="list-style-type: none"> • Estable con coeficientes cuantificados. 	
METODOS DE DISEÑO	<ul style="list-style-type: none"> • Aproximación directa de la respuesta en magnitud a través de la respuesta al impulso mediante : 	<ul style="list-style-type: none"> • Métodos basados en filtros analógicos mediante:
	1) ventanas	1) Invariancia al impulso
	2) muestreo en frecuencia	2) Transformación bilineal

Fuente propia

La pregunta ahora es ¿qué tipo de filtros se debe utilizar para un sistema de medición de parámetros acústicos y compensación espectral? para responder a esta interesante pregunta primero hay que recordar lo importante que es evitar la dispersión del retardo de grupo en sistemas de audio (véase la sección “Retardo de grupo”) y aún más, en sistemas de medición como el que se propone el autor del presente proyecto, para comprender un poco más esto, se supone la siguiente respuesta impulsiva de un sistema discreto:

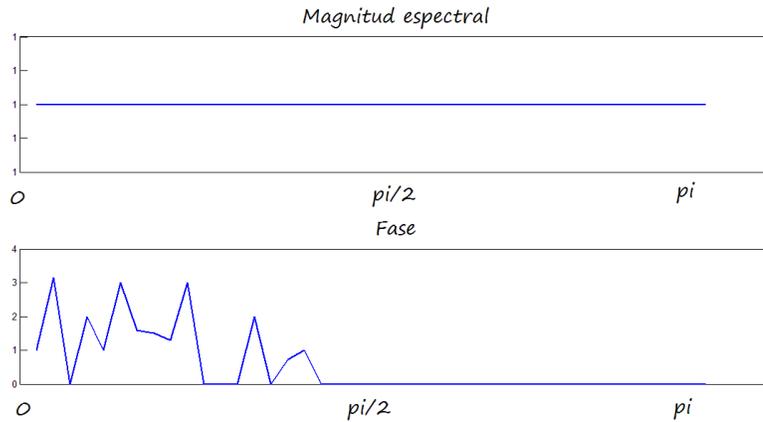
Figura: 13: respuesta impulsiva de un sistema discreto



Fuente: propia

Ahora se filtrara esta señal con un sistema pasa todo que mantendrá intacta la magnitud de las componentes espectrales pero agregara una distorsión de fase, a continuación se visualiza la respuesta en frecuencia del sistema pasa todo:

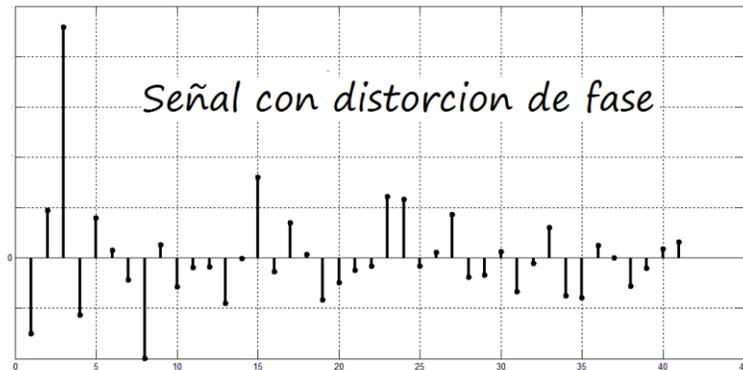
Figura 14: Magnitud y fase de un sistema pasa todo alterador de fase



Fuente: propia

El resultado en el dominio del tiempo se ilustra en la figura 15.

Figura 15: resultado de distorsionar la fase de una respuesta impulsiva.



Fuente: propia

Aunque la señal resultante contenga la misma amplitud espectral, la fase será distinta y como consecuencia de esto la señal será bastante diferente en el dominio del tiempo, si esta señal fuera la respuesta al impulso de un recinto el resultado sería que la señal con distorsión de fase representa un tiempo de reverberación mayor que la señal original ya que esta última contiene una cola reverberante con reflexiones de mayor amplitud, hecho que se traduciría en una curva de decaimiento energético en el tiempo con una pendiente menos pronunciada (véase la sección 2.1.81 “Curva de caída”), aunque dependiendo del tipo de distorsión de fase introducida, el resultado podría significar una pendiente de la curva de caída más pronunciada, sumado a esto, los demás parámetros acústicos como las relaciones energéticas también se verían afectados por la distorsión de fase.

Para sistemas de medición de parámetros acústicos en recintos es de suma importancia que dicho sistema mantenga un comportamiento como mínimo de fase lineal (o lo más aproximado) en cada una de sus etapas, de esta forma el sistema agregara un retardo de grupo constante para cada frecuencia manteniendo el aspecto correcto de la respuesta impulsiva medida, de lo contrario los resultados de los parámetros acústicos medidos serán menos precisos.

De acuerdo al análisis anterior se llega a la conclusión de que los filtros que debe utilizarse en el sistema de medición de parámetros acústico y compensación espectral han de ser filtros FIR (no recursivos) pues resulta imposible lograr comportamientos de fase cero o exactamente lineal con un sistema IIR, aunque los filtros FIR representan un coste computacional mayor, la ventaja de su comportamiento de fase representa una prioridad.

2.1.41 Conversión análogo-digital (A/D)

Con el fin de poder procesar señales analógicas (continuas) a través de medios digitales, primero es necesario convertir dichas señales a formato digital, es decir convertirla en una

secuencia de números con una precisión finita, este proceso se conoce como conversión A/D.

2.1.42 Muestreo en el dominio del tiempo

El muestreo consiste en la conversión de una señal continua en el tiempo en una señal discreta en el tiempo obtenida mediante la toma de muestras.

2.1.43 Aliasing en el dominio de la frecuencia

El aliasing (o traslape) es un fenómeno que se da cuando el muestreo realizado sobre una señal, imparte muestras iguales para frecuencias distintas. Esto tiene como consecuencia un traslape de espectros en el dominio de la frecuencia lo cual implica que la señal original (continua) ya no podrá ser recuperada de manera unívoca.

Para evitar el aliasing en el muestreo de una señal, se debe cumplir con el teorema de muestreo.

2.1.44 Teorema de muestreo

Sea $x(t)$ una señal continua de banda limitada con $X(i\omega) = 0$; para $|\omega| > \omega_M$ donde ω_M es la frecuencia máxima que se pretende manejar, entonces $x(t)$ se determina unívocamente mediante sus muestras $x(nt)$; con $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, si se cumple que $\omega_s > 2\omega_M$ donde ω_s corresponde a la frecuencia de muestreo y está dada por:

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T}$$

Donde T es el espaciamiento entre muestras.

Si se maneja una frecuencia en Hertz entonces se debe cumplir que $f_s > 2f_M$; donde f_s es la frecuencia de muestreo en muestras por segundo y f_M es la frecuencia máxima que se quiere cubrir o frecuencia de Nyquist.

En síntesis, para muestrear una señal y que esta se pueda reconstruir exactamente mediante sus muestras, es decir que no ocurra aliasing, la frecuencia de muestreo debe exceder a la frecuencia de Nyquist, en caso contrario la señal original ya no podrá ser recuperada.

2.1.45 Cuantificación

Este término tiende a generar ambigüedades cuando se traduce directamente del inglés, en el contexto de señales y sistemas lo que en este idioma se conoce como quantization (cuantización) en español se conoce como cuantificación (quantification). La vigésima

tercera edición del diccionario de la Real Academia Española define estas palabras de la siguiente manera:

Cuantificar: Expresar numéricamente una magnitud.

Cuantizar: aplicar los conceptos y métodos de la mecánica cuántica al estudio de un fenómeno físico.

De los significados anteriores resulta evidente que el término al que se propone el autor a explicar, corresponde a la cuantificación y no a la cuantización, sin embargo hay que tener claro que para una posible traducción de este documento al inglés el termino correcto sería quantization (cuantización).

Una vez clara la desambiguación, en el contexto de este documento se entenderá por cuantificación al proceso de convertir una señal discreta en el tiempo con amplitud continua en una señal digital expresando cada valor de muestra como un número de precisión finita.

2.1.46 Codificación

Corresponde a la representación de cada valor de una señal discreta mediante una secuencia binaria de b-bits.

2.1.47 Longitud de palabra

Hace referencia al número de bits por muestra con que se codificara una señal, cada vez que se agrega un bit a la longitud de palabra, el rango dinámico que maneja la señal codificada aumentara aproximadamente 6.02 dB.

2.1.48 Error de cuantificación o ruido de cuantificación

Sea $x[n]$ una señal discreta con un rango dinámico continuo, se cuantifica para obtener su contraparte de precisión finita $x_q[n]$, por lo cual habrá pérdidas en el rango dinámico de la señal, estas pérdidas se denominan como el error de cuantificación (o ruido de cuantificación) el cual se halla con la siguiente ecuación:

$$e_q = x_q[n] - x[n]$$

2.1.49 Cuantificación por redondeo y por truncamiento

El proceso de cuantificación se puede realizar de dos maneras, por truncamiento o por redondeo, en el truncamiento simplemente se descarta los dígitos que ya no se tendrán en cuenta mientras que en el redondeo se descarta los dígitos con un sencillo redondeo. Para ilustrar mejor esto, véase el siguiente ejemplo en donde se cuantifica una señal:

Tabla 2: ejemplo del error de cuantificación en unidades adimensionales.

n	$x[n]$	$x_q[n]$		Error de cuantificación	
		Truncamiento	Redondeo	Truncamiento	Redondeo
0	1	1	1	0	0
1	0,9	0,9	0,9	0	0
2	0,81	0,8	0,8	-0,01	-0,01
3	0,729	0,7	0,7	-0,029	-0,029
4	0,6561	0,6	0,7	-0,0561	0,0439
5	0,59049	0,5	0,6	-0,09049	0,00951

Fuente PROAKIS, John G y MANOLAKIS Dimitris G. Tratamiento digital de señales cuarta edición

2.1.50 Muestreo en el dominio de la frecuencia

En la práctica el análisis y procesamiento de señales se realiza más comúnmente con procesadores digitales como por ejemplo una computadora de propósito general o un hardware especialmente diseñado. Debido a la naturaleza de estos dispositivos, el tipo de datos que soportan corresponde únicamente a señales cuantificadas, es decir señales de naturaleza discreta y precisión finita, cuando el tipo de señal es continua se realiza un muestreo de la misma en el dominio del tiempo respetando el teorema de muestreo de Nyquist para que no exista aliasing en el dominio de la frecuencia y posteriormente se aplica una adecuada cuantificación.

En contraste con lo anterior, cuando se realiza el análisis en frecuencia de una señal aperiódica ya sea continua discreta o cuantificada, el resultado será una señal en el dominio de la frecuencia de naturaleza continua, para ilustrar esto véase la tabla 3.

Tabla 3: naturaleza de las señales en el dominio de la frecuencia

Naturaleza de la señal en el dominio del tiempo	Señal	Naturaleza de la señal en el dominio de la frecuencia
Continua	$x(t)$	Continua
Discreta	$x[n]$	Continua
Cuantificada	$x_q[n]$	Continua

Fuente: propia

Se puede notar que el análisis de frecuencia siempre es de naturaleza continua, lo cual no resulta apropiado para la práctica con dispositivos digitales como una computadora, un sonómetro integrador o cualquier DSP.

Entonces es necesario hacer una discretización de la señal en el dominio de la frecuencia y para ello se realizara el siguiente análisis para señales de tiempo discreto aunque también se puede hacer un análisis similar para señales continuas:

Sea $X(e^{j\omega})$ la transformada de Fourier de la secuencia $x[n]$, se muestrea periódicamente en frecuencias espaciadas $\delta\omega$ radianes entre muestras sucesivas. Como $X(e^{j\omega})$ es periódica con periodo 2π , sólo son necesarias las muestras que se encuentran dentro del rango de frecuencias fundamental. Por comodidad, se toma N muestras equidistantes en el intervalo $0 \leq \omega \leq 2\pi$ con un espaciado $\delta\omega = 2\pi/N$, se considera la selección de N , el número de muestras en el dominio de la frecuencia, entonces:

Ecuación de análisis

$$X\left[e^{j\frac{2\pi}{N}k}\right] = X[k] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

Ecuación de síntesis

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k]e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1$$

Las ecuaciones de síntesis y análisis planteadas anteriormente son conocidas más comúnmente como la transformada discreta de Fourier DFT (Discrete Fourier Transform) y la transformada discreta inversa de Fourier IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform)

2.1.51 Aliasing en el dominio del tiempo

De la misma forma en que el muestreo incorrecto en el dominio del tiempo tiene como efecto un aliasing en el dominio de la frecuencia, el muestreo incorrecto en el dominio de la frecuencia genera un aliasing en el dominio del tiempo.

Para poder recuperar $x[n]$ de manera univoca mediante la operación de síntesis en las ecuaciones anteriores, es necesario que se cumpla la condición $N \geq L$ al muestrear una señal en el dominio de la frecuencia, donde N corresponde al numero de muestras en la ecuación de análisis y L la longitud de la señal en el dominio del tiempo, en MATLAB la longitud de una señal se puede obtener mediante las funciones `length()` o `size()`.

Nota: para una demostración detallada de la condición de muestreo anterior se recomienda ver la bibliografía: "Tratamiento digital de señales de John G. Proakis y Dimitris G. Manolakis" cuarta edición capítulo 7.

2.1.52 La transformada de la Laplace

Anteriormente se vio que la transformada continúa de Fourier proporciona una representación para señales como combinaciones lineales de exponenciales complejas de la forma e^{st} , con $s = j\omega$, sin embargo la propiedad de las funciones propias así como muchas de sus consecuencias continúan siendo aplicables a valores arbitrarios de "s" y no solo a valores puramente imaginarios, esta observación conduce a una generalización de la transformada continua de Fourier conocida como la transformada de Laplace.

La transformada de Laplace no solo proporciona herramientas y conocimientos adicionales para las señales y sistemas que no pueden analizarse con el uso de la transformada de Fourier sino que también pueden aplicarse en algunos contextos muy importantes en los cuales no se puede usar la transformada de Fourier, por ejemplo la transformada de Laplace se puede aplicar al análisis de muchos sistemas inestables.

La transformada de Laplace de una señal general $x(t)$ se define como:

$$X(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-st} dt$$

La transformada inversa de Laplace:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} X(s)e^{st} ds$$

Donde "s" es de la forma: $s = \sigma + j\omega$; siendo σ y ω las partes real e imaginaria respectivamente.

Para una “s” puramente imaginaria (es decir $s = j\omega$) la integral en la ecuación corresponde a la transformada de Fourier de $x(t)$. La operación de sacar la transformada de Laplace se puede indicar como $\mathcal{L}\{x(t)\}$.

La transformada de Laplace se puede escribir en términos de la transformada continua de Fourier como sigue:

$$X(s) = X(\sigma + j\omega) = \mathcal{F}\{x(t)e^{-\sigma t}\}$$

$$x(t) = \mathcal{F}^{-1}\{X(s)e^{\sigma t}\} = \mathcal{F}^{-1}\{X(\sigma + j\omega)e^{\sigma t}\}$$

2.1.53 Región de convergencia de la transformada de Laplace y diagrama de polos y ceros

Los valores de $s = \sigma + j\omega$; para los cuales la transformada de Laplace converge se le conoce como región de convergencia ROC (región de convergencia por sus siglas en ingles).

Por ejemplo sea la señal

$$x(t) = \begin{cases} 3e^{-2t} - 2e^{-t}; & \text{para } t \geq 0 \\ 0; & \text{para } t < 0 \end{cases}$$

La transformada de Laplace será entonces:

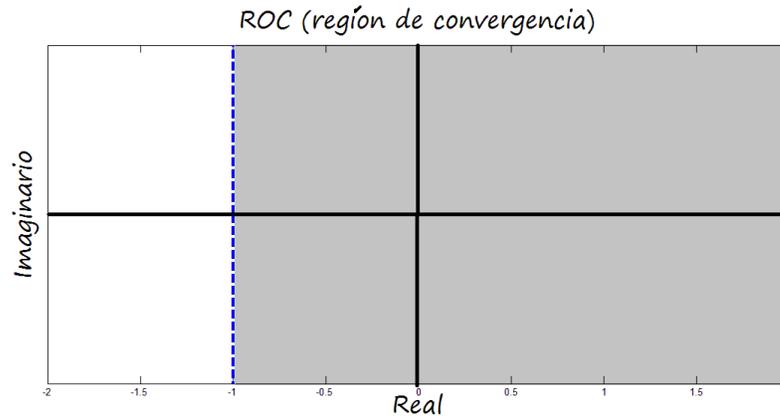
$$X(s) = \int_0^{\infty} [3e^{-2t} - 2e^{-t}]e^{-st} dt = \frac{3}{s+2} - \frac{2}{s+1}$$

Para que dicha transformada converja se tiene que cumplir dos condiciones:

$$\mathbf{Real\{s\} > -1; \text{ y } Real\{s\} > -2}$$

Es decir $\mathbf{Real\{s\} > -1}$

Figura 16: Región de convergencia de una transformada de Laplace



Fuente propia

Ahora si se hace algunas modificaciones algebraicas se tiene que $X(s) = \frac{s-1}{s^2+3s+2}$

Entonces se puede notar que en este caso la transformada de es racional, es decir una relación de polinomios de la variable compleja s tal que:

$$X(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

Donde $N(s)$ y $D(s)$ son el polinomio del numerador y el polinomio del denominador respectivamente, $X(s)$ será racional siempre que $x(t)$ sea una combinación lineal de exponenciales reales o complejas.

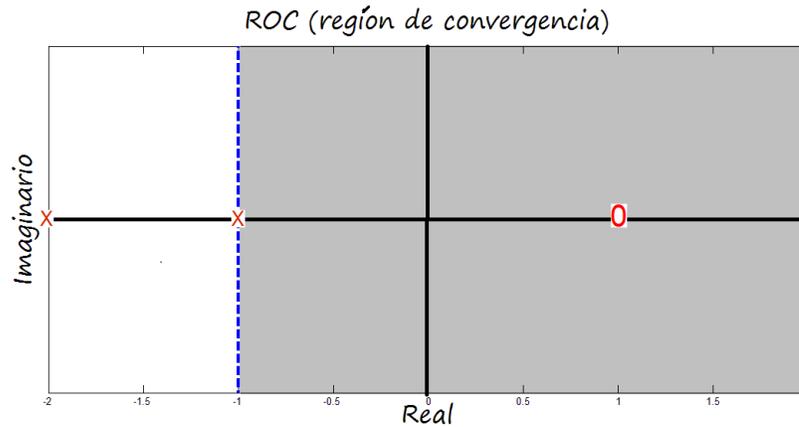
Nota: si la ROC (región de convergencia) no incluye el eje imaginario, es decir $X(s)$ no converge para $\sigma = 0$; entonces la señal no tiene transformada de Fourier.

Para las transformadas racionales de Laplace, las raíces del polinomio del numerador son comúnmente conocidas como ceros de $X(s)$ ya que para esos valores de “ s ” la transformada de Laplace es cero es decir: $X(s) = 0$

Las raíces del polinomio del denominador son conocidas como polos de $X(s)$ y para esos valores de “ s ” la transformada de Laplace tienden a infinito, es decir: $X(s) \Rightarrow \infty$

La representación de $X(s)$ mediante sus polos y ceros en el plano complejo “ s ” se conoce como el diagrama de polos y ceros de $X(s)$. Entonces para el ejemplo anterior se tiene el siguiente diagrama de polos y ceros junto con la región de convergencia:

Figura 17: Región de convergencia y diagrama de polos y ceros



Fuente propia

2.1.54 Polos y ceros en el infinito

Si el orden del polinomio del denominador es mayor que el orden del polinomio del numerador, entonces: $\lim_{s \rightarrow \infty} X(s) = 0$; Por lo contrario si el orden del polinomio del numerador es mayor que el orden del denominador, entonces $X(s)$ será limitada conforme s se aproxime infinito, este comportamiento se puede interpretar como los polos y ceros en el infinito.

2.1.55 Análisis y caracterización de los sistemas LTI usando la transformada de Laplace

Sea un sistema continuo LTI en el cual la entrada y la salida en el dominio del tiempo se relacionan mediante la convolución:

$$y(t) = x(t) * h(t)$$

Aplicando la transformada de la Laplace a ambos miembros de la ecuación y teniendo en cuenta la propiedad de convolución de la transformada s tiene que:

$$Y(s) = X(s)H(s)$$

Donde $Y(s)$, $X(s)$ y $H(s)$ son la transformada de Laplace de la salida, la entrada y la respuesta al impulso respectivamente, realizando un el siguiente despeje:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$$

Donde $H(s)$ es conocida comúnmente como la función del sistema o función de transferencia del sistema y así como un sistema puede quedar completamente

caracterizado por su respuesta al impulso, también quedara caracterizado por su función de transferencia.

Note que para $s = j\omega$; la ecuacion se convierte en la respuesta en frecuencia del sistema.

Muchos de los sistemas LTI continuos pueden estar estrechamente asociados con las características de la función de transferencia como veremos a continuación

Casualidad: la ROC asociada con la función de transferencia para un sistema es el semiplano derecho.

Para un sistema con función de transferencia racional la causalidad del sistema es equivalente a la ROC que es el semiplano del polo ubicado más hacia la derecha.

Estabilidad: Un sistema LTI de tiempo continuo es estable si y solo si la ROC de su función de transferencia incluye al eje imaginario, en otras palabras el sistema es estable si su respuesta al impulso tiene transformada de Fourier.

Causalidad y estabilidad: Un sistema causal con función de transferencia racional es estable si y solo si todos los polos caen en la parte izquierda del plano “s”, es decir, todos los polos tienen parte real negativa.

2.1.56 La transformada Z

La contraparte en tiempo discreto de la transformada Laplace se conoce como la transformada Z, esta transformada se puede entender como la generalización de la transformada de Fourier de tiempo discreto.

El par de transformada Z de una señal discreta general $x[n]$ y la transformada Z inversa se calcula de la siguiente manera:

La transformada Z de una señal $x[n]$:

$$X(Z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]Z^{-n}$$

La transformada Z inversa:

$$x[n] = \frac{1}{2\pi j} \int_{2\pi} X(Z)Z^{n-1}dZ$$

Donde “Z” es una variable compleja que escrita en forma polar:

$$Z = re^{j\omega}$$

La operación de evaluar la transformada Z y la transformada Z inversa se denota como:

$$X(z) = \mathbb{Z}\{x[n]\}$$

$$x[n] = \mathbb{Z}^{-1}\{X(z)\}$$

También es posible evaluar el par de transformadas Z y su inversa en términos de la transformada de Fourier y la transformada inversa de Fourier así:

Transformada Z en términos de la transformada de Fourier:

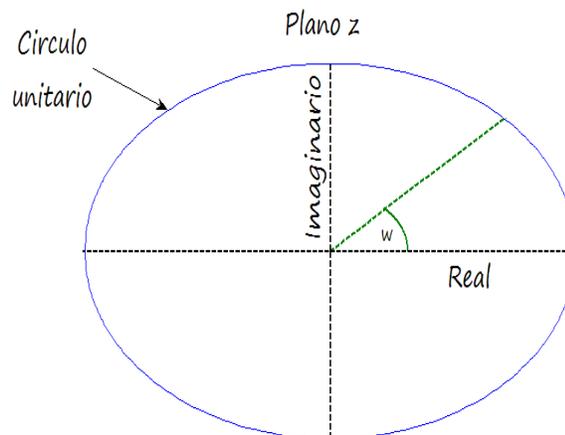
$$X(z) = X(re^{j\omega}) = \mathcal{F}\{x[n]r^{-n}\}$$

Transformada Z inversa en términos de la transformada de Fourier:

$$x[n] = r^n \mathcal{F}^{-1}\{X(re^{j\omega})\}$$

Se puede notar que para un radio unitario: $Z = e^{j\omega}$; es decir que $|Z| = 1$; entonces la transformada Z se convierte en la transformada de Fourier de tiempo discreto. Lo que concuerda con el hecho de que la transformada Z es la generalización de la transformada de Fourier de tiempo discreto. De lo anterior se puede decir que la transformada Z evaluada en el círculo unitario (círculo de radio 1) en el plano Z corresponde a la transformada de Fourier como se nota en el gráfico.

Figura 18: Círculo unitario en el plano Z



Fuente propia

2.1.57 Región de convergencia de la transformada Z

En analogía con la transformada de Laplace, los polos de la transformada Z constituirá aquellos valores para los cuales la transformada tiende a $\pm\infty$, y los ceros aquellos valores para los cuales la transformada Z se hace cero.

Por ejemplo se tiene la señal delta Dirac discreta con un desplazamiento de una muestra; $\delta[n - 1]$. Su transformada Z está dada por:

$$\delta[n - 1] \stackrel{\mathbb{Z}}{\leftrightarrow} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta[n - 1] Z^{-n} = Z^{-1}$$

Esta transformada Z está bien definida excepto en $Z = 0$, donde hay un polo. Entonces la ROC consiste del plano Z completo, incluyendo a $Z = \infty$ pero excluyendo a $Z = 0$.

2.1.58 Análisis y caracterización de los sistemas LTI usando la transformada Z

Sea un sistema discreto LTI en el cual la entrada y la salida en el dominio del tiempo se relacionan mediante la convolución:

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

Aplicando la transformada de Z a ambos miembros de la ecuación y teniendo en cuenta la propiedad de convolución, se tiene:

$$Y(Z) = X(Z)H(Z)$$

Donde $Y(Z)$, $X(Z)$ y $H(Z)$ son la transformada Z de la salida, la entrada y la respuesta al impulso respectivamente, realizando un el siguiente despeje:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)}$$

Donde $H(Z)$ es conocida comúnmente como la función del sistema o función de transferencia del sistema y así como un sistema puede quedar completamente caracterizado por su respuesta al impulso, también quedara caracterizado por su función de transferencia.

Note que para $Z = e^{j\omega}$, la función de transferencia se convierte en la respuesta en frecuencia del sistema.

Muchos de los sistemas LTI discretos pueden estar estrechamente asociados con las características de la función de transferencia como veremos a continuación

Causalidad: un sistema LTI discreto es causal si y solo si la ROC de su función de transferencia es el exterior de un círculo, incluyendo el infinito.

Estabilidad: Un sistema LTI discreto es estable si y solo si la ROC de su función de transferencia incluye el círculo unitario. Dicho en otras palabras, el sistema es estable si la transformada de Fourier de su respuesta impulsiva converge.

2.1.59 Fundamentos de estadística inferencial

2.1.60 Media de la muestra

Corresponde al promedio de la muestra.

$$\bar{x} = \sum_{i=1}^n \frac{x_i}{n}$$

Donde x_i corresponde a la i -ésima observación de la muestra y n el número de observaciones.

2.1.61 Medidas de la dispersión muestral

Las principales medidas de la dispersión tienen que ver con las desviaciones a partir de la media, $x_1 - \bar{x}$, $x_2 - \bar{x}$, $x_3 - \bar{x}$, ..., $x_n - \bar{x}$. Es decir, las desviaciones frente a la media se obtienen restando \bar{x} de cada una de las n observaciones de la muestra. Si es pequeña la magnitud de las desviaciones, entonces todas las x_i están cerca de la media y hay poca variabilidad, de lo contrario si la magnitud de las desviaciones son grandes, entonces algunas (o todas) de las x_i quedan lejos de la media \bar{x} , lo que indica una mayor cantidad de variabilidad.

Es posible calcular en un solo número la dispersión, aplicando las siguientes ecuaciones:

Varianza muestral:

$$s_x^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n - 1}$$

Desviación estándar muestral:

$$s_x = \sqrt{s_x^2}$$

Dónde:

x_i : La muestra i

\bar{x} : La media de las muestras

n : La cantidad de muestras.

Tanto la desviación estándar como la varianza miden la variabilidad de la muestra, por lo que un valor grande en la varianza significa un valor grande en la desviación estándar.

2.1.62 Espacio muestral

Se conoce como el conjunto de todos los resultados posibles de un experimento estadístico y se representa con el símbolo " S ". Cada resultado en un espacio muestral se llama elemento o miembro del espacio muestral, o simplemente punto muestral. Por ejemplo los resultados posibles cuando se lanza una moneda al aire se pueden escribir como $S = \{H, T\}$, donde H y T corresponde a cara y cruz respectivamente.

2.1.63 Evento

Un evento es un subconjunto de un espacio muestral. Es concebible que un evento pueda ser un subconjunto que incluya todo el espacio muestral S , o un subconjunto de S que se denomina conjunto vacío y se denota mediante el símbolo \emptyset que significa que no tiene elemento alguno.

2.1.64 Complemento

El complemento de un evento A con respecto a S , es el subconjunto de todos los elementos de S , que no están en A , este se denota con el símbolo A' .

2.1.65 Intersección

La intersección de dos eventos A y B , se denota mediante $A \cap B$, esta corresponde al evento que contiene a todos los elementos que son comunes a A y B . cuando se da el caso en que A y B no contienen elementos en común, se dice que son eventos mutuamente excluyentes o eventos disjuntos.

2.1.66 Unión

La unión de dos eventos A y B que se denota mediante el símbolo $A \cup B$, es el evento que contiene todos los elementos que pertenecen a A , o B , o ambos.

2.1.67 Probabilidad de un evento

La probabilidad de ocurrencia de un evento que resulta de un experimento estadístico, se evalúa por medio de un conjunto de números reales denominados pesos o probabilidades, dichos valores van de 0 a 1. A todo punto en un espacio muestral, se le asigna una probabilidad tal que la suma de todas las probabilidades sea igual a 1.

En síntesis, sea $P(A)$ la probabilidad de un evento A , entonces:

$$0 \leq P(A) \leq 1$$

2.1.68 Eventos dependientes e independientes

La probabilidad de que un evento B ocurra cuando se sabe que ya ocurrió algún evento A, se llama probabilidad condicional y se denota con el símbolo $P(B|A)$, la cual se define como:

$$P(B|A) = \frac{P(A \cap B)}{P(A)} \text{ si } P(A) > 0$$

Cuando se presenta el caso en que $P(B|A) = P(B)$; es otras palabras la ocurrencia de B es independiente de ocurrencia de A, se dice que los eventos son independientes, de lo contrario los eventos son dependientes.

En síntesis dos eventos A y B son independientes si y solo si

$$P(B|A) = P(B) \text{ y } P(A|B) = P(A)$$

De otra forma A y B son dependientes.

2.1.69 Concepto de variable aleatoria

Una variable aleatoria es una función que asocia un número real con cada elemento del espacio muestral. Variable porque son posibles diferentes valores numéricos, y aleatoria porque el valor observado depende de cuál de los resultados experimentales posibles resulte.

Una variable aleatoria puede ser discreta si sus valores posibles constituyen un conjunto finito, o bien se pueden listar en una secuencia infinita en la que hay un primer elemento, un segundo elemento, etcétera. Por el contrario, La variable aleatoria puede ser continua si su subconjunto de valores posibles consiste en un intervalo completo en la recta numérica.

Por lo común las variables aleatorias se denotan por letras mayúsculas, como X e Y, del final del alfabeto. En contraste con el uso previo de las letras minúsculas, x para denotar una variable, las letras minúsculas se utilizan en el contexto de variables aleatorias para representar determinado valor de la variable aleatoria correspondiente. La notación $X(S) = x$, significa que x es el valor relacionado con el resultado S mediante la variable aleatoria X.

2.1.70 Esperanza matemática

La media o valor esperado de una variable aleatoria X describe el lugar donde se centra la distribución de probabilidad. Sea X una variable aleatoria con distribución de probabilidad $f(x)$, la media o valor esperado de X es:

X Discreta

$$\mu = E(X) = \sum_x xf(x)$$

X Continua

$$\mu = E(X) = \int_{-\infty}^{\infty} xf(x) dx$$

2.1.71 Medidas de la dispersión de una población

La media μ o valor esperado de una variable aleatoria X , no proporciona por si sola una descripción adecuada de la forma de la distribución de probabilidad en términos de su dispersión. Como medida de la dispersión de una variable aleatoria, se toma la varianza y la desviación estándar de la población, entonces para calcular la varianza:

X Discreta

$$\sigma^2 = E[(X - \mu)^2] = \sum_x (x - \mu)^2 f(x)$$

X Continua

$$\sigma^2 = E[(X - \mu)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 f(x) dx$$

La raíz cuadrada positiva de la varianza poblacional se conoce como desviación estándar de X y se denota con el símbolo σ .

Las medidas de dispersión anteriormente tratadas, se emplean cuando los experimentos son realizados para una sola variable muestral, sin embargo es posible comparar dos variables muestrales y medir la dispersión, en estos casos la medida de dispersión se conoce como covarianza y se denota con el símbolo σ_{xy} .

2.1.72 Estimación de la media, y la dispersión de una población

En la práctica no siempre es posible calcular la media y varianza de una población pues esto requiere que se conozca previamente su distribución de probabilidad (véase la sección 2.1.71), sin embargo es posible conseguir una estimación de estos valores mediante un muestreo y calculando la media y la varianza muestral de las observaciones, Ronald E. Walpole en su texto de probabilidad y estadística para ingenieros afirma que para garantizar la precisión de esta estimación, se recomienda que el número de muestras que se tomen de la población cumpla con $n \geq 30$.

Lo anterior parte del hecho de que \bar{x} es un estimador insesgado de μ y que s^2 es un estimador insesgado de σ^2 . Para más información de los estimadores insesgados se recomienda que se consulte los textos de la bibliografía.

2.1.73 Distribuciones de probabilidad

Cuando se asignan a varios resultados en S , estos a su vez determinan las probabilidades relacionadas con los valores de cualquier variable aleatoria X particular. La distribución de probabilidad de X establece como se distribuye la probabilidad total de 1 entre (asignada a) los valores posibles de X .

2.1.74 Distribución de probabilidad para variable discreta

El conjunto de pares ordenados $(x, f(x))$ es una “función de probabilidad”, “función masa de probabilidad” o “distribución de probabilidad” de la variable aleatoria X , si para cada resultado posibles x

$$f(x) \geq 0$$

$$\sum_x f(x) = 1$$

$$P(X = x) = f(x)$$

2.1.75 Distribución de probabilidad para variable continúa

La función $f(x)$ es una función de densidad de probabilidad para la variable aleatoria continua X definida en el conjunto de números reales R si:

$$f(x) \geq 0$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = 1$$

$$P(a < X < b) = \int_a^b f(x) dx$$

A diferencia de la variable aleatoria discreta, una variable aleatoria continua tiene una probabilidad cero de tomar exactamente cualquiera de sus valores, en consecuencia, su distribución de probabilidad no se puede dar de forma tabular.

Para comprender lo anterior, supóngase una variable aleatoria que representa los tiempos de reverberación medidos en varios recintos, entre cualesquiera valores 1.0 segundos y 1.1 segundos hay un número infinito de tiempos de reverberación, por tanto la probabilidad de encontrar un recinto con un tiempo de reverberación exactamente igual a

1.0 segundos y no del conjunto infinitamente grande de tiempos de reverberación cercanos a 1.0 segundos es cero, sin embargo este no es el caso si se refiere a la probabilidad de seleccionar un recinto con un $RT \leq 1.0s$.

2.1.76 Tipos de distribución de probabilidad

Existen múltiples tipos de distribución de probabilidad tanto para variables continuas como discretas, entre algunas se encuentra: distribución uniforme, Gaussiana, binomial, gamma, exponencial, ji cuadrada, logarítmica normal, Weibull, entre otras. Sin embargo para el presente proyecto solo es necesario explicar la distribución uniforme ya que será la única que se empleara, cuando se diseñe los algoritmos de generación de ruido blanco y rosa a partir del dominio de la frecuencia.

2.1.77 Distribución uniforme discreta

Si la variable aleatoria X toma los valores $x = x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ con idénticas probabilidades, entonces la distribución uniforme discreta está dada por:

$$f(x; k) = \frac{1}{k}, \quad x = x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$$

Esto significa que la variable aleatoria toma cada uno de sus valores con una probabilidad idéntica.

2.1.78 Distribución uniforme continua

La función de densidad de la variable aleatoria uniforme continua X en el intervalo $[A, B]$ es:

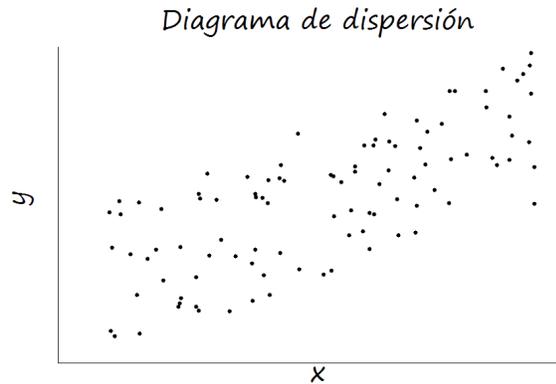
$$f(x; A, B) = \begin{cases} \frac{1}{B - A}, & A \leq x \leq B \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

Esto significa que la distribución se caracteriza por una función de densidad que es plana, y por ello la probabilidad es uniforme en el intervalo cerrado $[A, B]$.

2.1.79 Regresión lineal simple (Métodos de los mínimos cuadrados)

Se tiene una serie de n pares de datos (x_i, y_i) , que corresponden a muestras obtenidas de una población, se construye un diagrama de dispersión como el que se muestra en la figura 19.

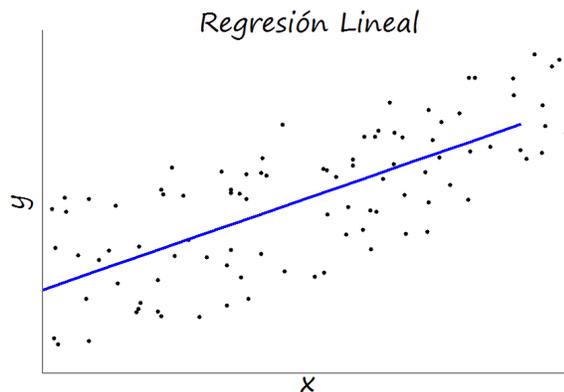
Figura 19: diagrama de dispersión de los datos (x,y).



Fuente: propia

Con la regresión lineal empleando el método de mínimos cuadrados se puede obtener la ecuación de la recta que mejor se ajusta a los datos como se ve en la figura 20.

Figura 20: modelo de recta de mejor ajuste a los pares (x,y)



Fuente: propia

Esta recta tiene la forma $y = mx + b$ donde m y b son la pendiente y el intersección con el eje de las ordenadas respectivamente. Las estimaciones por mínimos cuadrados de m y b se obtienen de las siguientes ecuaciones:

$$m = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}$$

$$b = \bar{y} - m\bar{x}$$

2.1.80 Coeficiente de correlación de Pearson

Otro término que a menudo se calcula conjuntamente con la regresión lineal es el coeficiente de correlación de Pearson que brinda una medida de la asociación entre las variables aleatorias (X, Y) .

La ecuación para este parámetro en una población es:

$$\rho = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y}$$

Donde

σ_{xy} : La covarianza de las variables aleatorias (X, Y) .

σ_x : La desviación estándar de la variable aleatoria X .

σ_y : La desviación estándar de la variable aleatoria Y .

Para poder usar la ecuación anterior es menester que se conozca previamente la distribución de probabilidad de la población, de manera análoga se puede calcular este coeficiente sobre un estadístico muestral denotado como r . Entonces si se tiene una serie de n pares de datos (x_i, y_i) , que corresponden a muestras obtenidas de una población, su coeficiente de correlación de Pearson se calcula mediante:

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}}$$

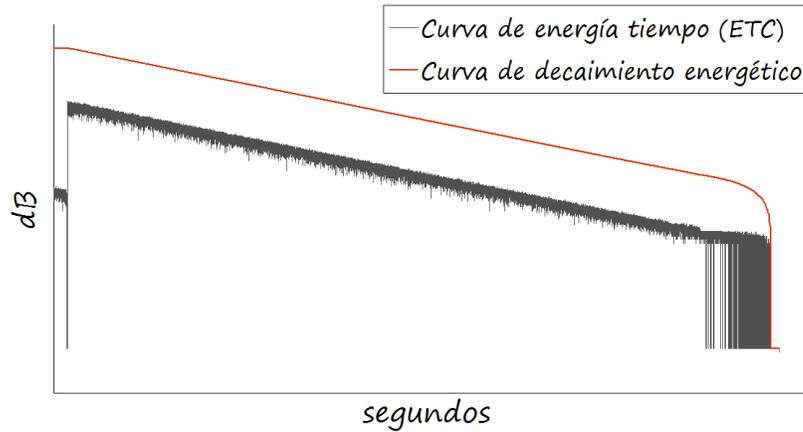
- Si $r = 1$, existe una correlación positiva perfecta.
- Si $0 < r < 1$, existe una correlación positiva
- Si $r = 0$, no existe relación lineal.
- Si $-1 < r < 0$, existe una correlación negativa.
- Si $r = -1$, existe una correlación negativa perfecta

2.1.79 Parámetros acústicos en recintos

2.1.81 Curva de caída

Para la medición de parámetros acústicos es necesario medir la curva de caída de la respuesta del sistema a la señal de entrada, esta señal puede ser la respuesta al impulso del recinto o la respuesta a una señal interrumpida de banda ancha como un ruido blanco. En la figura 21 se ilustra en escala semilogarítmica la curva de energía-tiempo (ETC por sus siglas en inglés) de una respuesta impulsiva y su curva de decaimiento energético o conocida más comúnmente como “curva de caída”.

Figura 21: Curva de energía-tiempo en gris y curva de caída en rojo



Fuente propia

La curva en rojo corresponde a la curva de decaimiento de la energía obtenida una vez fue apagada la fuente, esta se calcula mediante la integral de Schroeder

2.1.82 Integral de Schroeder

La integración de Shroeder se realiza con el fin de extraer la curva de decaimiento energético (curva de caída) de una señal en el dominio del tiempo, esta integración puede ser aplicada a la respuesta impulsiva de un recinto o a la señal obtenida por el método de fuente interrumpida, las ecuaciones son:

En tiempo continuo

$$S(t) = \int_t^{\infty} p^2(t) dt$$

Tiempo discreto:

$$S[n] = \sum_n^{\infty} p^2[n]$$

Donde n es un entero positivo y p es la respuesta impulsiva.

Cuando se pretende evaluar el tiempo de reverberación a partir de la curva de caída obtenida mediante integración de Shroeder, es necesario convertir esta a una escala logarítmica, para ello se realiza la operación $10 \log(S)$ [dB]

Colorario de la curva de caída: De las ecuaciones anteriores se puede notar que la curva de caída obtenida mediante la integración de Schroeder siempre será de naturaleza

decreciente o constante, es decir que para cualquier intervalo en el dominio de la curva, esta se mantendrá con una pendiente $m \leq 0$.

NOTA 1: el anterior colorario no fue extraído de ningún texto de acústica y surgió del análisis realizado por el autor del presente proyecto de grado.

NOTA 2: En el límite de infinitas mediciones con ruido interrumpido, la curva de caída del promediado de conjunto será idéntica a una respuesta impulsiva cuadrática integrada (ISO 3382).

2.1.83 Tiempo de reverberación (RT)

Corresponde al tiempo que le toma un sonido en disminuir su energía hasta su millonésima parte una vez que se ha interrumpido la fuente, una disminución de este tipo corresponde a un intervalo de 60 dB en escala logarítmica.

2.1.84 Método de evaluación de RT

- Se aplica la integración de Schroeder para obtener la curva de decaimiento energético de la señal una vez fue interrumpida la fuente (la señal también puede ser una respuesta impulsiva).

- La curva de decaimiento obtenida se lleva a escala logarítmica en el eje de las ordenadas.

- Se realiza una regresión lineal por mínimos cuadrados en un intervalo de decaimiento de Δx dB para obtener estadísticamente la recta de mejor ajuste en dicha región.

NOTA: los intervalos más empleados son de 10 dB, 20 dB y 30 dB.

- Se realiza una extrapolación de la recta hasta una caída de 60 dB.

- Se halla el tiempo en segundos que le toma a la recta de mejor ajuste en decaer 60 dB, dicho valor corresponderá a la estimación del tiempo de reverberación y se conocerá como $T\Delta x$.

NOTA: si el intervalo utilizado para la estimación de RT es de 20 dB, entonces dicha estimación se conocerá como T20, si es de 30 dB se conocerá como T30 y así para cualquier otro valor.

2.1.85 T20 y T30

La norma ISO 3382 especifica que la curva de caída se debe evaluar a partir de que haya disminuido 5dB por lo que para el caso de T20, se realiza la regresión lineal por mínimos cuadrados en el intervalo en que la señal decae de -5dB hasta -25dB y para T30 el rango es de -5dB hasta -35dB luego se extrapola los datos.

Nota: En la práctica es poco probable observar una caída de 60dB por falta de margen dinámico, por esta razón se utiliza T20 o T30 como estimaciones de RT.

Nota: existe un tercer parámetro llamado EDT (Early Decay Time), este corresponde a la estimación del tiempo de reverberación por regresión lineal en el intervalo de decaimiento energético de 0dB a -10dB.

2.1.86 Incertidumbre de la medición por el método de fuente interrumpida

Cuando se calcula el tiempo de reverberación por el método de fuente interrumpida, se recomienda realizar varias mediciones promediándose los resultados de sus respectivas curvas de caída, en estos casos se debe considerar la repetibilidad como sigue:

$$r_{20} = \frac{200}{\sqrt{BNT_{20}}} \% \quad r_{30} = \frac{200}{\sqrt{BNT_{30}}} \%$$

Donde r es la repetibilidad y N es el número de promedios, B corresponde al ancho de banda del filtro:

Bandas de octava

$$B = 0.71 * f_c$$

Bandas de 1/3 octava

$$B = 0.23 * f_c$$

Siendo f_c la frecuencia central del filtro.

2.1.87 Sonoridad G (fuerza acústica)

Corresponde con el grado de amplificación producido por la sala, las ecuaciones son las siguientes:

En tiempo continuo

$$G = 10 \log \left(\frac{\int_0^{\infty} p^2(t)}{\int_0^{\infty} p_A^2(t)} \right) (dB)$$

Tiempo discreto

$$G = 10 \log \left(\frac{\sum_{n=0}^{\infty} p^2[n]}{\sum_{n=0}^{\infty} p_A^2[n]} \right) (dB)$$

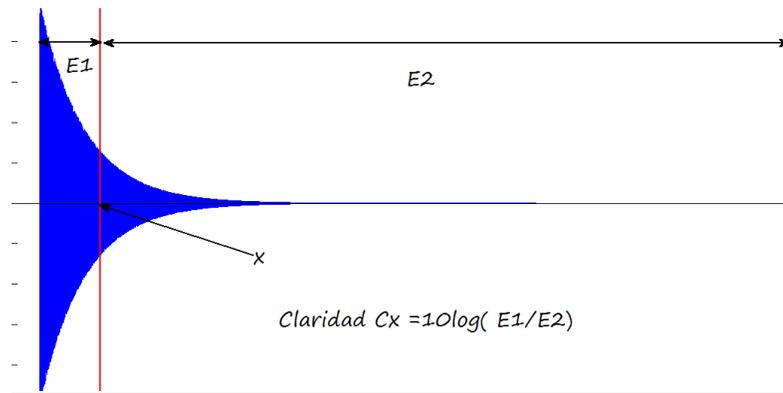
Donde n es un entero positivo y p_A es la Presión sonora de referencia es decir la respuesta impulsiva medida a una distancia de 10m de la misma fuente en campo abierto (ISO3382).

2.1.88 Relaciones energéticas ELR (“early to late ratios”)

Claridad (Cx)

Se define como la relación de la energía del sonido directo y la energía que llega con posterioridad.

Figura 22: significado de la claridad



Fuente propia

Las ecuaciones son:

Tiempo continuo

$$C_{t1} = 10 \log \left(\frac{\int_0^{t1} p^2(t)}{\int_{t1}^{\infty} p^2(t)} \right) (dB)$$

- Claridad asociada a la palabra: $t1 = 50$ milisegundos.

- Claridad asociada a la música: $t1 = 80$ milisegundos.

Tiempo discreto

$$C_{n1} = 10 \log \left(\frac{\sum_{n=0}^{n1} p^2[n]}{\sum_{n=n1}^{\infty} p^2[n]} \right) (dB)$$

Donde n es un entero positivo.

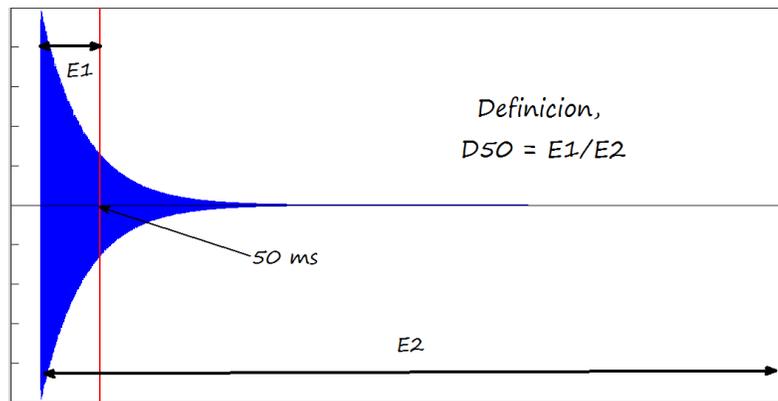
- Claridad asociada a la palabra: $n1$ es La muestra correspondiente a 50 milisegundos, es decir el entero más próximo a $(50 * 10^{-3} * Fs)$, siendo Fs la frecuencia de muestreo.

- Claridad asociada a la música: $n1$ es La muestra correspondiente a 80 milisegundos, es decir el entero más próximo a $(80 * 10^{-3} * Fs)$, siendo Fs la frecuencia de muestreo.

2.1.89 Definición (D50)

Es la relación entre la energía que llega al oyente dentro de los primeros 50 ms desde la llegada del sonido directo (incluye el sonido directo y las primeras reflexiones) y la energía total recibida por el mismo (véase la figura 23). Esta cantidad puede representarse en porcentaje como lo realiza el plugging Aurora de Adobe Audition o en magnitud lineal siendo 1 el máximo valor como lo realiza el software Dirac de Bruel and kjaer, sin embargo la norma ISO 3382 indica que debe expresarse en dB.

Figura 23: significado de la definición



Fuente propia

Las ecuaciones son las siguientes:

Tiempo continuo

$$D = 100 * \left(\frac{\int_0^{0.05} p^2(t)}{\int_0^{\infty} p^2(t)} \right) (\%)$$

$$D = 10 \log \left(\frac{\int_0^{0.05} p^2(t)}{\int_0^{\infty} p^2(t)} \right) (dB)$$

Tiempo discreto

$$D = 100 * \left(\frac{\sum_{n=0}^{n1} p^2[n]}{\sum_{n=0}^{\infty} p^2[n]} \right) (\%)$$

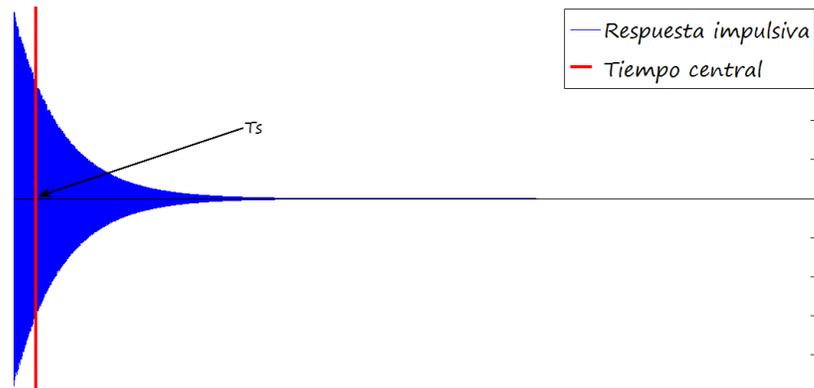
$$D = 10 \log \left(\frac{\sum_{n=0}^{n1} p^2[n]}{\sum_{n=0}^{\infty} p^2[n]} \right) (dB)$$

Donde n es un entero positivo y $n1$ es La muestra correspondiente a 50 milisegundos, es decir el entero más próximo a $(50 * 10^{-3} * Fs)$. Siendo Fs la frecuencia de muestreo.

2.1.90 Tiempo central (Ts)

Tiempo del centro de gravedad de la respuesta impulsiva cuadrática, comúnmente se encuentra entre 5 milisegundos y 1 segundo (documentación de software Dirac)

Figura 24: representación del tiempo central en la RI (respuesta impulsiva)



Fuente propia

Las ecuaciones para hallar el t_s son las siguientes:

Tiempo continuo

$$T_s = \int_0^{\infty} t p^2(t) dt / \int_0^{\infty} p^2(t) dt \text{ (segundos)}$$

Donde t corresponde a la variable tiempo en segundos.

Tiempo discreto

$$T_s = \sum_{n=0}^{\infty} t[n] p^2[n] / \sum_{n=0}^{\infty} p^2[n] \text{ (segundos)}$$

Donde n es un entero positivo, $p[n]$ es la respuesta impulsiva y $t[n]$ corresponde al vector de tiempo en segundos, es decir según la frecuencia de muestreo F_s , $t[n]$ aumentara de a pasos de $1/F_s$.

2.1.91 Función de correlación cruzada interaural normalizada

Corresponde al grado de disparidad de la señal que llega a los dos oídos. La función de correlación cruzada interaural normalizada se calcula de la siguiente manera:

$$IACF_{rl}(\tau) = \left[\int_{t_1}^{t_2} p_l(t) p_r(t + \tau) dt \right] / \left[\int_{t_1}^{t_2} p_l^2(t) dt \int_{t_1}^{t_2} p_r^2(t) dt \right]^{1/2}$$

O de forma equivalente (véase la sección de correlación cruzada)

$$IACF_{rl}(\tau) = \left[\int_{t_1}^{t_2} p_r(t) p_l(t - \tau) dt \right] / \left[\int_{t_1}^{t_2} p_r^2(t) dt \int_{t_1}^{t_2} p_l^2(t) dt \right]^{1/2}$$

Donde $-1ms < \tau < 1ms$.

$p_r(t)$ y $p_l(t)$ son las respuestas impulsivas capturadas por un par de micrófonos ubicados en una cabeza binaural.

El intervalo de integración puede elegirse según se quiera analizar el sonido directo, el reverberante o todo el dominio como se ve a continuación:

- Early : $t_1 = 0$; $t_2 = 80 ms$;
- Late: $t_1 = 80 ms$; $t_2 = \infty$;
- General: $t_1 = 0$; $t_2 = \infty$;

Esta es toda la información que la norma internacional ISO 3382 provee acerca de este parámetro, aspectos como la naturaleza, deducción de esta ecuación y contraparte en tiempo discreto no se incluyen en la norma, después de una fuerte investigación por parte del autor del presente proyecto de grado, se plantea la siguiente demostración de dicho parámetro para tiempo continuo y para tiempo discreto.

2.1.92 Demostración de $IACF$ Para tiempo continuo

Para una mejor comprensión del siguiente análisis véase las secciones 2.1.18 y 2.1.19 las tratan acerca de la correlación cruzada, autocorrelación y correlación cruzada normalizada.

Se supone que se dispone de dos señales continuas $x(t)$ e $y(t)$ reales de energía finita (véase la sección 2.1.3 señales de energía), es decir $E_x = \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt$; $E_y = \int_{t_1}^{t_2} y^2(t) dt$

A partir de las cuales se forma la siguiente combinación lineal:

$$ax(t) + by(t - \tau)$$

Donde a y b son constantes arbitrarias y τ es un cierto desplazamiento de tiempo, la energía de esta señal real es:

$$\int_{-\infty}^{\infty} [ax(t) + by(t - \tau)]^2 dt$$

Aplicando el teorema del binomio descubierto por Sir Isaac Newton

$$\int_{-\infty}^{\infty} [a^2 x^2(t) + 2abx(t)y(t - \tau) + b^2 y^2(t - \tau)] dt$$

Sacando los términos constantes de la integral

$$a^2 \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt + 2ab \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t - \tau) dt + b^2 \int_{-\infty}^{\infty} y^2(t - \tau) dt$$

Según lo visto en la sección 2.1.18, se tiene el siguiente trió de ecuaciones:

$$1) \quad r_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t - \tau) dt$$

$$2) \quad r_{xx}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$

$$3) \quad r_{yy}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} y^2(t) dt$$

Sustituyendo estas ecuaciones en el resultado obtenido luego de aplicar el teorema del binomio, se tiene:

$$\begin{aligned} a^2 \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt + 2ab \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t - \tau) dt + b^2 \int_{-\infty}^{\infty} y^2(t - \tau) dt \\ = a^2 r_{xx}(0) + 2abr_{xy}(\tau) + b^2 r_{yy}(0) \end{aligned}$$

Se observa que $r_{xx}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = E_x$ es decir la autocorrelacion en $\tau = 0$ es igual a la energía de la señal E_x esto se cumple también para la señal $y(t)$ es decir $r_{yy}(0) = E_y$.

Ya que la energía siempre será mayor o igual que cero, Con este resultado es obvio que:

$$a^2 r_{xx}(0) + 2abr_{xy}(\tau) + b^2 r_{yy}(0) \geq 0$$

Si se asume que $b \neq 0$ entonces se puede organizar y dividir la desigualdad anterior entre b^2 para obtener la ecuación cuadrática

$$\left(\frac{a}{b}\right)^2 r_{xx}(0) + 2\left(\frac{a}{b}\right) r_{xy}(\tau) + r_{yy}(0) \geq 0$$

Los coeficientes de esta ecuación cuadrática son $r_{xx}(0)$, $2r_{xy}(\tau)$ y $r_{yy}(0)$, dado que esta ecuación nunca es negativa, se deduce que su discriminante no será positiva, es decir:

$$4[r_{xy}^2(\tau) - r_{xx}(0)r_{yy}(0)] \leq 0$$

Por tanto la correlación cruzada satisface la siguiente condición:

$$|r_{xy}(\tau)| \leq \sqrt{r_{xx}(0)r_{yy}(0)} = \sqrt{E_x E_y}$$

Con este resultado se puede observar que la correlación cruzada se encuentra acotada por $\sqrt{E_x E_y}$ entonces para normalizar $r_{xy}(\tau)$ en el intervalo de -1 a 1, solo hay que dividir $r_{xy}(\tau)$ entre $\sqrt{E_x E_y}$ de esta forma se obtiene la correlación cruzada normalizada para señales continuas:

$$\rho_{xy}(\tau) = \frac{r_{xy}(\tau)}{\sqrt{r_{xx}(0)r_{yy}(0)}} = \frac{r_{xy}(\tau)}{\sqrt{E_x E_y}}$$

Sean las señales reales $p_r(t)$ y $p_l(t)$ las respuestas impulsivas capturadas por un par de micrófonos ubicados en una cabeza binaural, haciendo que τ varié $-1ms < \tau < 1ms$. se obtiene lo que se conoce como la función de correlación cruzada normalizada para señales continuas $IACF(\tau)$

$$IACF_{rl}(\tau) = \frac{r_{rl}(\tau)}{\sqrt{E_r E_l}}$$

O de manera equivalente:

$$IACF_{rl}(\tau) = \left[\int_{-\infty}^{\infty} p_r(t) * p_l(t - \tau) dt \right] / \left[\int_{-\infty}^{\infty} p_r^2(t) dt * \int_{-\infty}^{\infty} p_l^2(t) dt \right]^{1/2}$$

El equivalente en tiempo discreto de la deducción de $IACF$ es bastante similar al caso continuo como se ve a continuación.

2.1.93 Demostración de $IACF$ Para tiempo discreto

Se supone que se dispone de dos señales discretas $x[n]$ e $y[n]$ reales de energía finita, es decir (véase la sección 2.1.3) $E_x = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2[n]$; $E_y = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y^2[n]$

A partir de las cuales se forma la siguiente combinación lineal:

$$ax[n] + by[n - l]$$

Donde a y b son constantes arbitrarias y l es un número entero que corresponde a un cierto desplazamiento de tiempo en muestras, la energía de esta señal real es:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} [ax[n] + by[n-l]]^2$$

Aplicando el teorema del binomio descubierto por Sir Isaac Newton

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} [a^2x^2[n] + 2abx[n]y[n-l] + b^2y^2[n-l]]$$

Sacando los términos constantes de la sumatoria

$$a^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2(t) + 2ab \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)y(t-\tau) + b^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} y^2(t-\tau)$$

Según lo visto en la sección 2.1.18, se tiene el siguiente trio de ecuaciones:

$$1) \quad r_{xy}[l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n-l]$$

$$2) \quad r_{xx}[0] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2[n]$$

$$3) \quad r_{yy}[0] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y^2[n]$$

Sustituyendo estas ecuaciones en el resultado obtenido luego de aplicar el teorema del binomio, se tiene:

$$\begin{aligned} a^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2(t) + 2ab \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)y(t-\tau) + b^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} y^2(t-\tau) \\ = a^2 r_{xx}[0] + 2abr_{xy}[l] + b^2 r_{yy}[0] \end{aligned}$$

Se observa que $r_{xx}[0] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2[n] = E_x$ es decir la autocorrelacion en $l = 0$ es igual a la energía de la señal E_x esto se cumple también para la señal $y[n]$ es decir $r_{yy}[0] = E_y$.

Ya que la energía siempre será mayor o igual que cero, Con este resultado es obvio que:

$$a^2 r_{xx}[0] + 2abr_{xy}[l] + b^2 r_{yy}[0] \geq 0$$

Si se asume que $b \neq 0$ entonces se puede organizar y dividir la desigualdad anterior entre b^2 para obtener la ecuación cuadrática

$$\left(\frac{a}{b}\right)^2 r_{xx}[0] + 2\left(\frac{a}{b}\right) r_{xy}[l] + r_{yy}[0] \geq 0$$

Los coeficientes de esta ecuación cuadrática son $r_{xx}[0]$, $2r_{xy}[l]$ y $r_{yy}[0]$, dado que esta ecuación nunca es negativa, se deduce que su discriminante no será positiva, es decir:

$$4[r_{xy}^2[l] - r_{xx}[0] r_{yy}[0]] \leq 0$$

Por tanto la correlación cruzada satisface la siguiente condición:

$$|r_{xy}[l]| \leq \sqrt{r_{xx}[0] r_{yy}[0]} = \sqrt{E_x E_y}$$

Con este resultado se puede observar que la correlación cruzada se encuentra acotada por $\sqrt{E_x E_y}$ entonces para normalizar $r_{xy}[l]$ en el intervalo de -1 a 1, solo hay que dividir $r_{xy}[l]$ entre $\sqrt{E_x E_y}$ de esta forma se obtiene la correlación cruzada normalizada para señales discretas:

$$\rho_{xy}(\tau) = \frac{r_{xy}[l]}{\sqrt{r_{xx}[0] r_{yy}[0]}} = \frac{r_{xy}[l]}{\sqrt{E_x E_y}}$$

Sean las señales reales $p_r[n]$ y $p_l[n]$ las respuestas impulsivas capturadas por un par de micrófonos ubicados en una cabeza binaural, haciendo que l varíe tomando únicamente valores enteros en un intervalo finito como se muestra a continuación:

$$-\text{round}\{F_s 10^{-3}\} < l < \text{round}\{F_s 10^{-3}\}$$

Donde el operador $\text{round}\{M\}$ significa que se redondea al entero más aproximado a M , F_s es la frecuencia de muestreo, (en MATLAB la función que realiza este redondeo se llama `round()`)

Se obtiene la función de correlación cruzada normalizada para señales discretas $IACF[l]$

$$IACF_{rl}[l] = \frac{r_{rl}[l]}{\sqrt{E_r E_l}}$$

O de manera equivalente:

$$IACF_{rl}[l] = \left[\sum_{n=n_1}^{n_2} p_r[n]p_l[n-l] \right] / \left[\sum_{n=n_1}^{n_2} p_r^2[n] * \sum_{n=n_1}^{n_2} p_l^2[n] \right]^{1/2}$$

El intervalo de integración puede ser:

- Early : $n_1 = 0$; $n_2 = \text{round}\{Fs * 80 * 10^{-3}\}$
- Late: $n_1 = \text{round}\{Fs * 80 * 10^{-3}\}$; $n_2 = \infty$
- General: $n_1 = 0$; $n_2 = \infty$;

Siendo Fs la frecuencia de muestreo y $\text{round}\{\}$ un operador que significa que se redondea al entero más próximo, la función en MATLAB que realiza esta operación se etiqueta `round()`

2.1.94 Par de ecuaciones para calcular $IACF$

En síntesis, la función de correlación cruzada normalizada $IACF$ se calcula en los dominios continuo y discreto mediante el siguiente par de ecuaciones:

En tiempo continuo:

$$IACF_{rl}(\tau) = \left[\int_{-\infty}^{\infty} p_r(t) * p_l(t - \tau) dt \right] / \left[\int_{-\infty}^{\infty} p_r^2(t) dt * \int_{-\infty}^{\infty} p_l^2(t) dt \right]^{1/2}$$

Haciendo que τ varíe en el intervalo: $-1ms < \tau < 1ms$.

El intervalo de integración puede ser:

- Early : $t_1 = 0$; $t_2 = 80 ms$;
- Late: $t_1 = 80 ms$; $t_2 = \infty$;
- General: $t_1 = 0$; $t_2 = \infty$;

En tiempo discreto:

$$IACF_{rl}[l] = \left[\sum_{n=n_1}^{n_2} p_r[n]p_l[n-l] \right] / \left[\sum_{n=n_1}^{n_2} p_r^2[n] * \sum_{n=n_1}^{n_2} p_l^2[n] \right]^{1/2}$$

Para una $l = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$ que varía en el intervalo:
 $-\text{round}\{Fs 10^{-3}\} < l < \text{round}\{Fs 10^{-3}\}$

El intervalo de la suma puede ser:

- Early : $n_1 = 0$; $n_2 = \text{round}\{Fs * 80 * 10^{-3}\}$

- Late: $n_1 = \text{round}\{Fs * 80 * 10^{-3}\}$; $n_2 = \infty$
- General: $n_1 = 0$; $n_2 = \infty$;

2.1.95 Correlación cruzada interaural

Se define como:

$$IACC = \text{MAX}(|IACF|)$$

2.1.96 Eficiencia lateral (LF)

Se define como:

$$LF = \frac{\int_{5ms}^{80ms} p^2(t)_l dt}{\int_{0ms}^{80ms} p^2(t) dt}$$

Dónde:

$p(t)_l$: Respuesta impulsiva medida con micrófono de patrón polar en forma de ocho.

$p(t)$: Respuesta impulsiva medida con micrófono de patrón polar omnidireccional.

2.1.97 Calidez acústica (BR)

Represente la riqueza en bajas frecuencias

$$BR = \frac{RT(125HZ) + RT(250HZ)}{RT(500HZ) + RT(1kHz)}$$

2.1.98 Brillo (Br)

Representa la riqueza en altas frecuencias.

$$Br = \frac{RT(2kHz) + RT(4kHz)}{RT(500HZ) + RT(1KHZ)}$$

2.1.99 Promedios

$$RT_{mid} = \frac{RT(500HZ) + RT(1 KHZ)}{2}$$

$C_{50}(\text{Speech average})$

$$= 0.15 * C_{50}(500HZ) + 0.25 * C_{50}(1kHz) + 0.35 * C_{50}(2kHz) + 0.25 * C_{50}(4kHz) \text{ (en dB)}$$

$$C_{80}(\text{Music average}) = \frac{C_{80}(500HZ) + C_{80}(1kHz) + C_{80}(2kHz)}{3} \text{ (en dB)}$$

$$IACC(Average) = \frac{IACC(500HZ) + IACC(1kHz) + IACC(2kHz)}{3}$$

$$LF(Average) = \frac{LF(125HZ) + LF(250HZ) + IACC(500HZ) + IACC(1kHz)}{4}$$

$$G_{mid} = \frac{G(500HZ) + G(1kHz)}{2} (en dB)$$

2.2 MARCO LEGAL O NORMATIVO

El presente proyecto de grado se encuentra respaldado por las principalmente por las siguientes normativas:

- ISO 3382 “medición del tiempo de reverberación de recintos con referencia a otros parámetros”
- Grupo de normas de la acústica de la edificación ISO 140
- ISO 354 “Medición de la absorción acústica en recintos reverberantes”
- NTC 5548, “medición del tiempo de reverberación de recintos con referencia a otros parámetros”

3.0 METODOLOGÍA

3.1 ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN

El enfoque de esta investigación es del tipo empírico – analítico ya que se desarrollara un software cuyo propósito será realizar cálculos a partir de un modelo teórico que será simulado mediante herramientas informáticas, seguida de una verificación experimental en el mundo real.

3.2 LÍNEA DE INVESTIGACIÓN DE USB / SUB-LÍNEA DE FACULTAD / CAMPO TEMÁTICO DEL PROGRAMA

El presente proyecto de grado encaja en el campo de investigación de diseño de sistemas de sonido propuesto por la universidad.

Debido a la fundamentación teórica expuesta en el marco conceptual, la sub-línea de la facultad en la que se ubica mejor el proyecto es la de procesamiento de señales.

El software servirá de herramienta tecnológica que aportara al mejoramiento de la calidad de vida de un grupo de personas como se comentó en la justificación. La medición de parámetros acústicos de recintos y compensación espectral sirve de apoyo para mejorar el confort acústico de las salas y de esta forma mejorar la calidad de vida de las personas

que emplean estos recintos, por esta razón el presente proyecto hace parte de la línea de investigación de la universidad, correspondiente a la de tecnologías actuales y sociedad.

3.3 TÉCNICAS DE RECOLECCIÓN DE INFORMACIÓN

Con el fin de poder realizar comparaciones entre diferentes paquetes de programas, se llevó a cabo dos grupos de mediciones independientes cumpliendo la norma ISO 3382, la primera de estas se realizó en uno de los templos religiosos más antiguos de Colombia conocido como Basílica Nuestra Señora Del Rosario (Moniquira Boyacá), en el cual se determinaron los parámetros asociados al tiempo de reverberación y las relaciones energéticas.

El segundo grupo de mediciones se realizó en el estudio básico de grabación de la universidad de San Buenaventura sede Bogotá, en este caso el fin es realizar comparaciones de resultados obtenidos por los diferentes programas correspondiente a la espacialidad de la sala, aquí se requirió emplear una cabeza binaural normalizada como se verá más adelante.

Cada grupo de mediciones consta de un muestreo de 30 capturas respectivamente, de acuerdo a lo visto en las secciones anteriores de estadística inferencial, este número es el recomendado. Para una ampliación de la fundamentación teórica al respecto, se recomienda consultar el texto del autor Ronald E. Wolpole, Probabilidad y estadística para ingenieros sexta edición.

Los recursos usados para la recolección de información son los siguientes:

- Micrófono de medición.
- Amplificador de potencia para audio.
- Fuente de sonido con respuesta en frecuencia y direccionalidad lo más óptimo posible.
- Computadora y Tarjeta de sonido (procesador DSP y tarjeta adquisidora de datos)
- Entorno de desarrollo de MATLAB versión estudiantil.
- Cabeza binaural
- Sitio para medir y probar el software.
- Algún software similar al que se pretende desarrollar para realizar comparaciones.
- Norma de medición de parámetros acústicos en recintos ISO 3382, o en su defecto alguna versión de esta norma.
- vehículo para transportar equipos.

El equipo de medida consta principalmente de dos interfaz de audio M-box 2 pro y M-Audio fast track ultra 8R, dodecaedro marca DACEA, dodecaedro marca 01dB-Metravib, cabeza binaural marca 01dB-Metravib, micrófono BDX RTA .

A continuación se ilustra algunos de los principales equipos empleados:

Figura 25: interfaz de audio M-Audio fast track ultra 8R



Fuente M-Audio.

Figura 26: dodecaedro marca Dacea



Fuente: propia

Figura 27: micrófono BDX RTA



Fuente: propia

Figura 28: computadora, interfaz Mbox 2 pro y amplificador sound King



Fuente: propia

Figura 29: cabeza binaural marca 01dB-Metravib



Fuente: propia

Figura 30: dodecaedro marca 01dB-Metravib



Fuente: sitio web 01dB-Metravib

3.5 HIPOTESIS

- Es posible optimizar la respuesta en frecuencia de los sistemas de medición de parámetros acústicos mediante compensación espectral y de esta forma obtener resultados más confiables.
- Por medio de procesamiento digital de señales se puede lograr un algoritmo capaz medir los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382 por los métodos de respuesta impulsiva y de fuente interrumpida.

3.6.1 Variables independientes

- Propiedades no lineales de los sistemas.
- Propiedades de variancia en el tiempo de los sistemas.
- Equipos de medición.
- Estándares de medición.

3.6.2 Variables dependientes

- Rapidez de procesamiento del algoritmo.
- Precisión de los resultados obtenidos.
- Precisión del sistema de compensación espectral.

4.0 DESARROLLO INGENIERIL

Este desarrollo ingenieril trata del cumplimiento de los objetivos planteados, inicia con todo lo relacionado al sistema de filtrado propuesto por el autor del presente proyecto, continua con la metodología para lograr la generación de señales sweep, ruido blanco y ruido rosa, tema del primer objetivo específico. Luego se explica la metodología empleada para lograr el sistema de compensación espectral, tema que hace parte del objetivo general, continuando con un pequeño resumen de la interfaz de usuario realizada en el entorno de programación de MATLAB y como a partir de ella es posible calcular los parámetros acústicos de recintos, temas del segundo objetivo específico y parte del objetivo general. Por último se hace una presentación de los paquetes de software con los que se realizaron las comparaciones.

4.1 Filtros empleados en el programa

En la sección “2.1.40 FILTRO IIR VERSUS FILTRO FIR” se comentaba sobre la importancia de la fase en el filtrado selectivo en frecuencia, se llegó a la conclusión de que los filtros que debe utilizarse en el sistema de medición de parámetros acústico y compensación espectral han de ser filtros FIR no recursivos pues resulta imposible lograr comportamientos de fase cero o exactamente lineal con un sistema IIR, aunque los filtros FIR representan un coste computacional mayor, la ventaja de su comportamiento de fase representa una prioridad. Para comprender la importancia de estos filtros se invita al lector a que realice la lectura de la sección 2.1.40.

4.2 Diseño de filtros FIR Mediante el método de ventana en el entorno de MATLAB

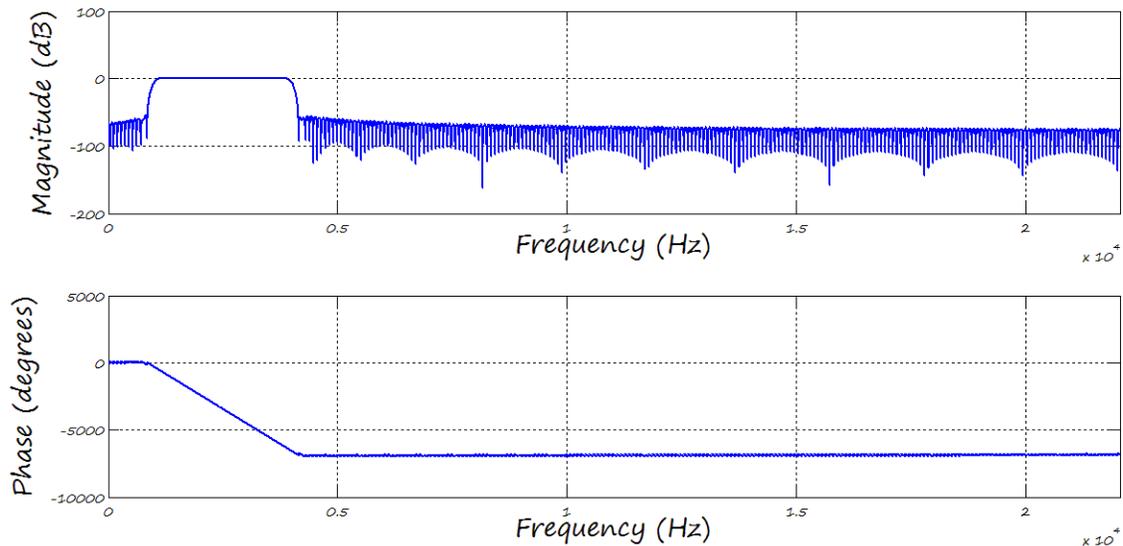
El entorno de programación MATLAB proporciona algoritmos muy efectivos para la construcción de filtros FIR por los métodos de ventana o de muestreo en frecuencia, las funciones para lograr esto son respectivamente `fir1()` y la función `fir2()`, las cuales se encuentran en el toolbox de procesamiento de señal. A continuación se ilustra un ejemplo

de este tipo de filtro FIR pasa banda por el método de ventana con las siguientes especificaciones:

- Frecuencias de corte: $Fc_1 = 1000 \text{ hz}$; $Fc_2 = 2000 \text{ hz}$
- Frecuencia de muestreo $Fs = 44100$;
- Orden del filtro $N = 512$;
- Tipo de ventana Hamming

Para este ejercicio se empleó la función `fir1()` que se encargara de calcular un vector con los coeficientes b_k que debe utilizarse en la fórmula de filtro FIR causal $y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x[n-k]$, sin embargo en el momento en que se requiera filtrar una señal, MATLAB permite hacerlo de manera sencilla mediante la función `filter()`, la condición es que dicha señal debe estar a la misma frecuencia de muestreo con la que se diseñó el filtro o de lo contrario el filtrado no será el deseado por el usuario. Una vez calculados los coeficientes de la función de transferencia b_k se puede verificar el comportamiento en frecuencia del filtro empleando la función `freqz()` de MATLAB, el resultado se ilustra en la figura 31

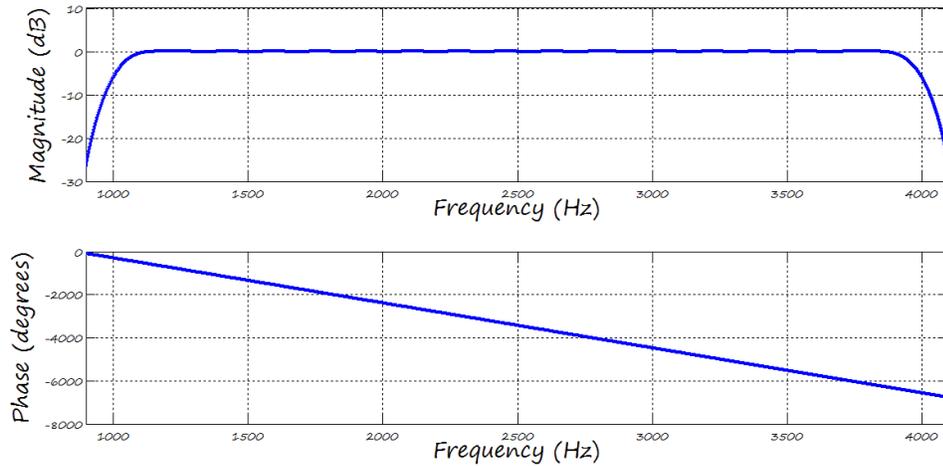
Figura 31: Magnitud y fase del filtro FIR pasa banda



Fuente propia

En el grafico anterior se puede notar que el filtro realiza una atenuación de casi 100 dB en la banda de supresión y que el comportamiento del filtro es de fase lineal con pendiente negativa en la banda de paso lo cual corresponde a un sistema causal, realizando un zoom sobre la banda de paso se puede notar la fuerte selectividad del filtro:

Figura 32: Banda de paso de un filtro FIR pasa en la banda.



Fuente propia

A medida que se incremente el orden del filtro, este representara una selectividad más óptima sin embargo el retardo de grupo será mayor. Para conocer el retardo de grupo en la banda de paso se divide el orden del filtro entre 2, entonces:

$$\tau(\omega) = N/2$$

Por lo que el retardo de grupo corresponderá a 256 muestras, es decir que cada muestra en la banda de paso se retrasara exactamente 256 muestras. En la sección 4.3 se explica cómo corregir el retardo de grupo para este tipo de filtros consiguiendo un filtrado de fase cero.

4.3 Corrección del retardo de grupo para filtros FIR Causales de fase lineal en MATLAB

Para aplicaciones en tiempo no real es fácil de corregir el retardo de grupo de este tipo de filtros causales obteniendo finalmente un filtrado de fase cero que corresponde al caso más óptimo posible en cuanto a comportamiento de fase en los sistemas de filtrado, por ejemplo si el retardo de grupo de un filtro FIR discreto de fase lineal es de k muestras entonces la corrección de dicho retardo se realiza con un simple desplazamiento de la señal en el dominio del tiempo adelantándola en k muestras, tal como se ilustra en el diagrama de bloques que se ilustra en la figura 33.

Figura 33: diagrama de bloques de la compensación del retardo de grupo de un filtro FIR



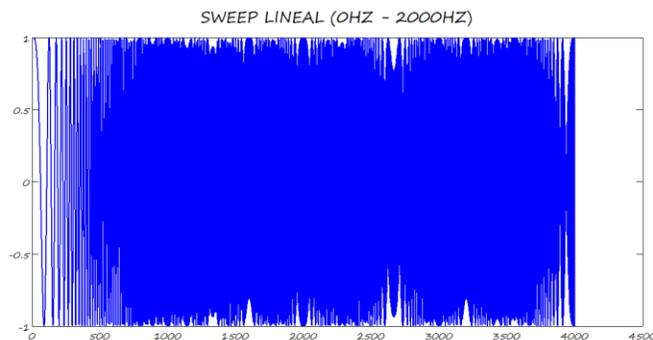
Fuente propia

El anterior diagrama indica que si se tiene una señal con un retardo de grupo de k unidades, dicho retardo se corregirá aplicando un adelanta idéntico, es decir $y[n+k]$ donde $y[n]$ corresponde a la salida del sistema FIR.

A continuación se da un ejemplo de cómo se puede corregir el retardo de grupo de los filtros FIR de fase lineal, para esto se empleó el entorno MATLAB:

Se generó en MATLAB una señal sweep ascendente (barrido de frecuencia) lineal de 0HZ a 2KHZ a una frecuencia de muestreo de 4001 muestras por segundo tal como se ve en la figura 37

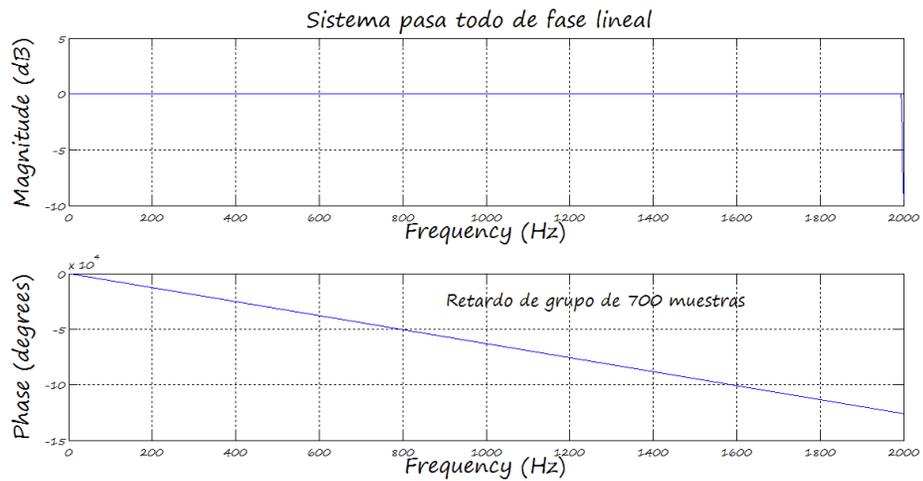
Figura 34: señal (sweep) de prueba para el filtro



Fuente propia

Luego se filtró la señal con un filtro FIR pasa todo de fase lineal con un retardo de grupo igual a 700 muestras, en la figura 35 se muestra la respuesta en frecuencia del sistema pasa todo empleado.

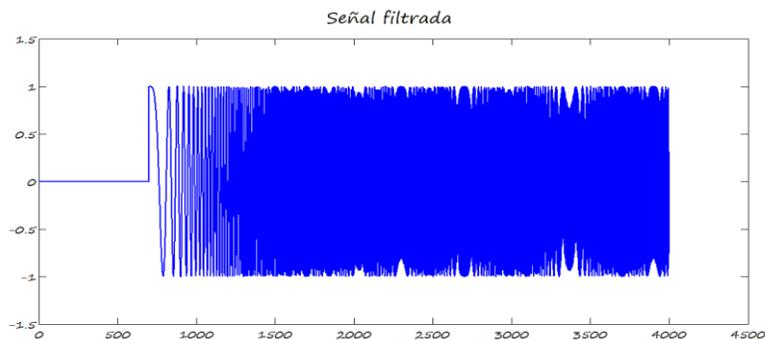
Figura 35: respuesta en frecuencia del sistema pasa todo FIR



Fuente propia

El resultado del filtrado corresponderá a un desplazamiento de toda la señal en exactamente 700 muestras que es el valor correspondiente al retardo de grupo del sistema tal como se ilustra en la figura 36.

Figura 36: señal desplazada 700 muestras.

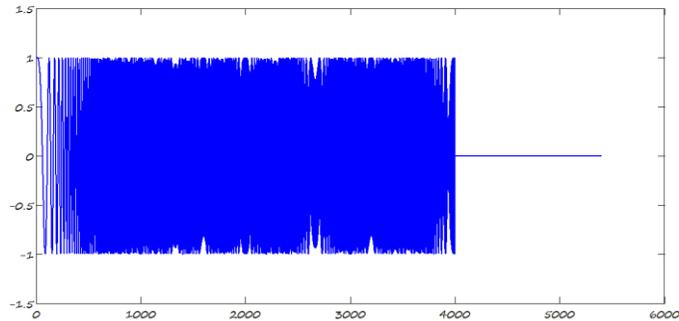


Fuente propia

La señal se retrasó 700 muestras pero sigue teniendo la misma longitud, por lo que se han perdido las últimas 700 muestras (efecto de desbordamiento), para optimizar el filtraje con filtros FIR en MATLAB y no perder información se puede corregir el retardo de grupo de la siguiente manera:

Primero se agregaran 700 muestras adicionales con valor cero al final de la señal original antes de filtrarla como se ilustra en la figura 37.

Figura 37: cola de ceros agregada a la señal para evitar desbordamientos de datos al filtrar con FIR

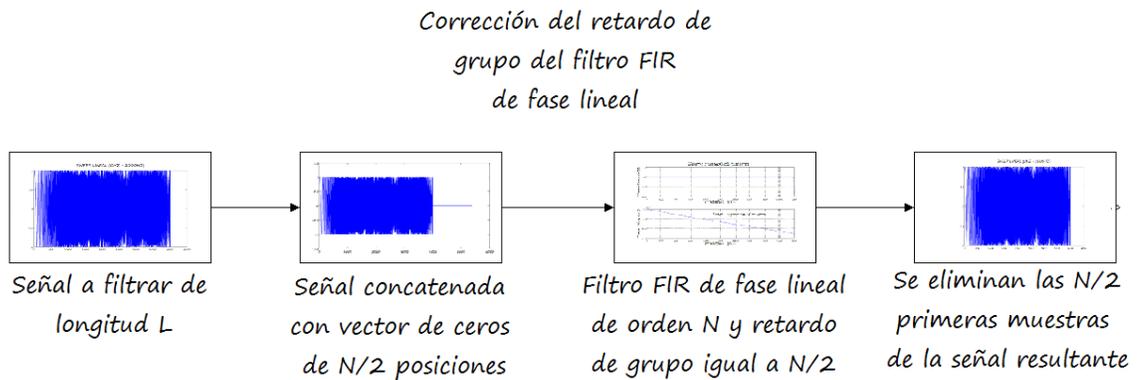


Fuente propia

De esta forma al filtrar la señal esta tendría espacio para desplazarse sin perder ninguna de sus muestras significativas. Una vez filtrada la señal esta conservara todas su información y tendrá un retraso igual al retardo de grupo donde las primeras 700 muestras tendrán un valor de cero y se pueden eliminar de la señal, de esta forma la señal procesada comenzaría desde cero es decir sin retraso alguno.

En la figura 38 se ilustra el diagrama de bloques que resume el sistema de corrección de retardo de grupo para filtros FIR propuesto anteriormente.

Figura 38: diagrama de bloques para la corrección del retardo de grupo de filtro FIR de fase lineal



Fuente: propia

Esta corrección del retardo de grupo es sencilla de realizar debido a la linealidad en el comportamiento de la fase de los filtros FIR y se considera indispensable emplearla en las etapas de filtrado del sistema de medición de parámetros acústicos en recintos y

compensación espectral, de esta forma se puede obtener resultados más precisos de lo que se lograría con otros sistemas de filtraje como los sistemas IIR. Por último se recomienda que el programador cliente diseñe filtros FIR empleando un orden par, y de esta forma asegurar que el retardo de grupo siempre sea un número entero.

4.4 Filtros de bandas de octava y fracción de octava

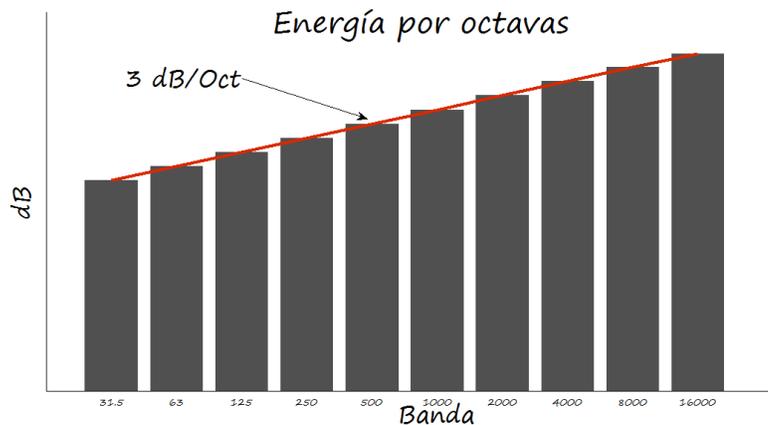
Para la medición de los parámetros acústicos según la norma ISO 3382 es necesario realizar una etapa de filtrado de la señal por bandas de octava o de tercio de octava, las frecuencias centrales de los filtros deben cumplir con los requisitos de la norma IEC 61260 o alguna versión de esta.

Para el producto final, los filtros que se emplearon corresponden a filtros FIR construidos en MATLAB usando la función `fir1()`, se realizó la corrección del retardo de grupo para obtener un filtrado de fase cero característica primordial para una correcta evaluación de los parámetros ISO.

4.5 Señales de espectro blanco

Las señales de espectro blanco tienen una distribución de energía uniforme para cada frecuencia, es decir que la energía en cada frecuencia es la misma lo cual significa que si se extrae la energía por bandas de octava se encontrara un incremento de **3dB/Oct** como se ve en la figura 39.

Figura 39: energía contenida en octavas de un espectro blanco



Fuente propia

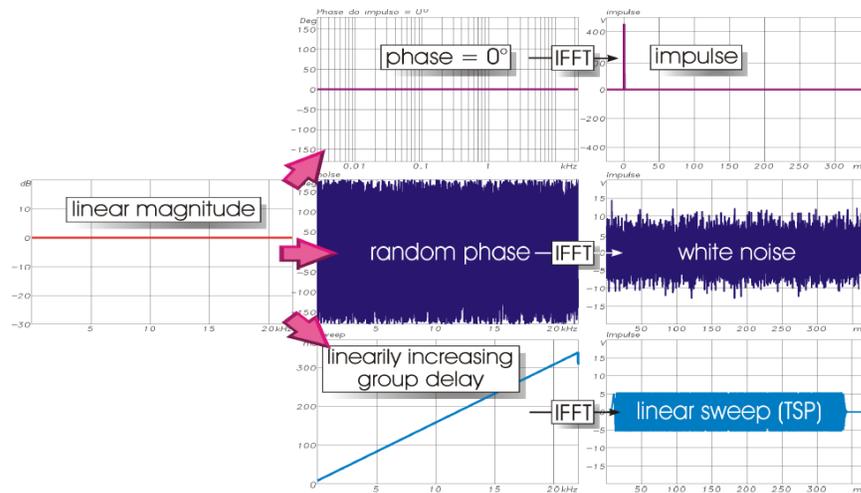
Este incremento se debe a que cada octava abarca un ancho de banda que es exactamente al doble del ancho de banda de la octava anterior. De manera análoga, cuando se analiza la energía de una señal de espectro blanco por bandas de tercio de octava, el resultado será una pendiente de un **1dB** por banda de tercio de octava.

Para el presente proyecto de grado se realizara los correspondientes algoritmos con el fin de generar 3 diferentes señales de espectro blanco, las cuales son:

- Delta Dirac (señal impulsiva)
- Ruido blanco (señal aleatoria)
- Sweep lineal (barrido lineal de frecuencia)

En la figura 40 se ilustra el comportamiento en el tiempo y en la frecuencia de este tipo de señales.

Figura 40: señales de espectro blanco.

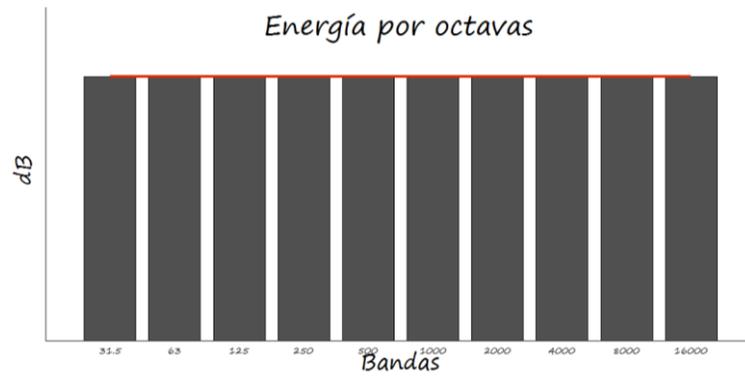


Fuente. MÜLLER, Swen y MASSARANI Paulo. Transfer function measurement with sweeps. 2001

4.6 Señales de espectro rosa

Las señales de espectro rosa tienen una distribución de energía que es proporcional al recíproco de la frecuencia, por tanto tienen la propiedad de que, sí, se extrae su energía por bandas de octava, el resultado será una constante, es decir que existe igual cantidad de energía en cada banda como se ve en la figura 41.

Figura 41: energía contenida en octavas de un espectro blanco



Fuente propia

En el presente proyecto de grado se generara dos tipos de señales de espectro blanco, estas son:

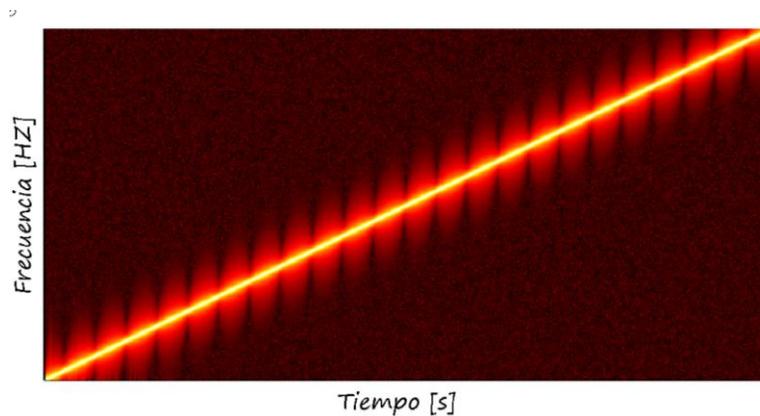
- Sweep logarítmico
- Ruido rosa

En las siguientes secciones se explica los algoritmos para generar este tipo de señal

4.7 Generación de sweep lineal

El sweep lineal (barrido lineal de frecuencias) puede ser definido como una señal de espectro blanco sinusoidal cuyo incremento de frecuencia es lineal en el tiempo, en la figura 42 se muestra un espectrograma, gráfico de frecuencia tiempo y magnitud espectral del sweep lineal.

Figura 42: espectrograma de una señal sweep lineal



Fuente: propia

Este sweep puede ser sintetizado de dos maneras, en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, este último requiere que la señal sea llevada al dominio del tiempo mediante la transformada inversa de Fourier. Para el presente proyecto de grado las señales sweep serán generadas a partir del dominio del tiempo por tanto las ecuaciones para sintetizar el sweep lineal son:

En tiempo continuo

$$f(t)t = \frac{f_1 - f_0}{2t_1} t^2 + f_0 t$$

$$x(t) = \sin(2\pi f(t)t + \phi)$$

En tiempo discreto

$$f[n]n = \frac{f_1 - f_0}{2n_1} n^2 + f_0 n$$

$$x[n] = \sin\left(\frac{2\pi f[n]n}{F_s} + \phi\right)$$

Dónde:

t, n : Tiempo en segundos y muestras respectivamente.

$f(t), f[n]$: Frecuencia instantánea del sweep en Hertz para dominio continuo o discreto.

t_1, n_1 : Duración del sweep en segundos y muestras respectivamente.

f_0, f_1 : Frecuencia de inicio y final del sweep en Hertz.

ϕ : Constante de fase en radianes, generalmente se toma como cero.

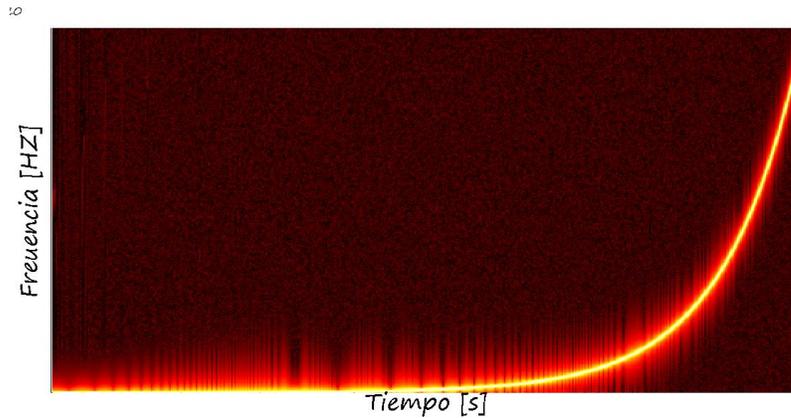
F_s : Frecuencia de muestreo.

$x(t), x[n]$: Señal sweep en tiempo continuo y discreto respectivamente.

4.8 Generación de sweep logarítmico

El sweep logarítmico (barrido logarítmico de frecuencias) puede ser definido como una señal de espectro rosa sinusoidal cuyo incremento de frecuencia es logarítmico en el tiempo, en la figura 43 se muestra un espectrograma, gráfico de frecuencia tiempo y magnitud espectral del sweep logarítmico:

Figura 43: espectrograma de una señal sweep logarítmico



Fuente propia

Las ecuaciones para sintetizar este sweep en el dominio del tiempo son:

En tiempo continuo

$$x(t) = \sin(2\pi f(t)t + \phi)$$

$$f(t)t = \frac{t_1}{\ln\left(\frac{f_1}{f_0}\right)} \left[f_0 \left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{\frac{t}{t_1}} - f_0 \right] \text{ con } f_0 \geq 0 \text{ y } t \neq 0$$

En tiempo discreto

$$x[n] = \sin\left(\frac{2\pi f[n]n}{Fs} + \phi\right)$$

$$f[n]n = \frac{n_1}{\ln\left(\frac{f_1}{f_0}\right)} \left[f_0 \left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{\frac{n}{n_1}} - f_0 \right] \text{ con } f_0 \geq 0$$

Dónde:

t, n : Tiempo en segundos y muestras respectivamente.

$f(t), f[n]$: Frecuencia instantánea del sweep en Hertz para dominio continuo o discreto.

t_1, n_1 : Duración del sweep en segundos y muestras respectivamente.

f_0, f_1 : Frecuencia de inicio y final del sweep en Hertz.

ϕ : Constante de fase en radianes, generalmente se toma como cero.

F_s : Frecuencia de muestreo.

$x(t), x[n]$: Señal sweep en tiempo continuo y discreto respectivamente.

NOTA: la razón de plantear las ecuaciones en función del producto $f(t)t$ y $f[n]n$ en vez de únicamente $f(t)$ y $f[n]$, tiene su razón de ser, pues de esta forma se evita indeterminaciones del tipo división entre cero, cuando el vector tiempo toma valores igual a cero.

NOTA: en la práctica se puede hacer que la constante de fase ϕ del sweep sea cero, entonces no es necesario tenerla en cuenta en la programación.

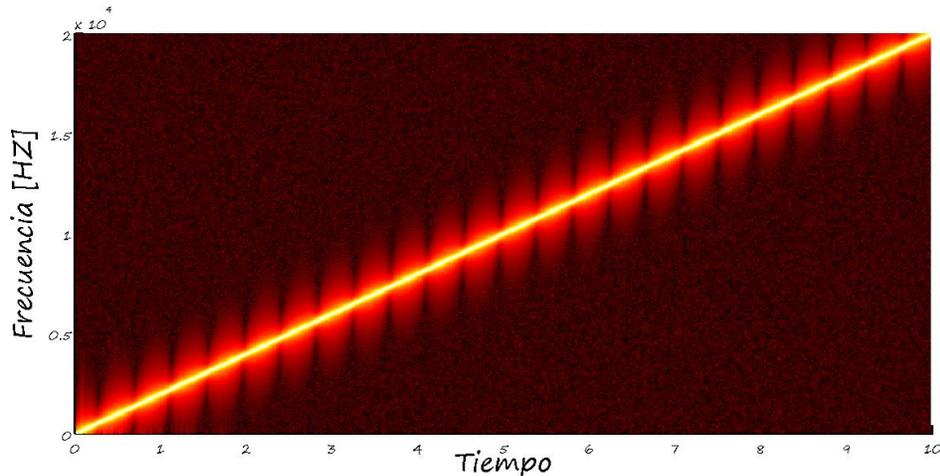
NOTA: cuando se programe la ecuación del sweep logarítmico, en MATLAB se recomienda que $f_0 \geq 10^{-6} \text{HZ}$, usando una longitud de palabra de 8 bytes en formato Double (doble precisión), para que el sweep tenga un comportamiento correcto.

4.9 Análisis estadístico del espectro del sweep lineal

Para este análisis se generó en MATLAB un sweep lineal de 10 segundos de duración, con frecuencias límites de 1HZ y 22000HZ y una frecuencia de muestreo de 44100.

Con el fin de poder identificar el comportamiento en frecuencia en el tiempo del sweep generado, se trazó su respectivo espectrograma (sonograma), como se ilustra en la figura 44.

Figura 44: espectrograma de la señal sweep lineal generada.

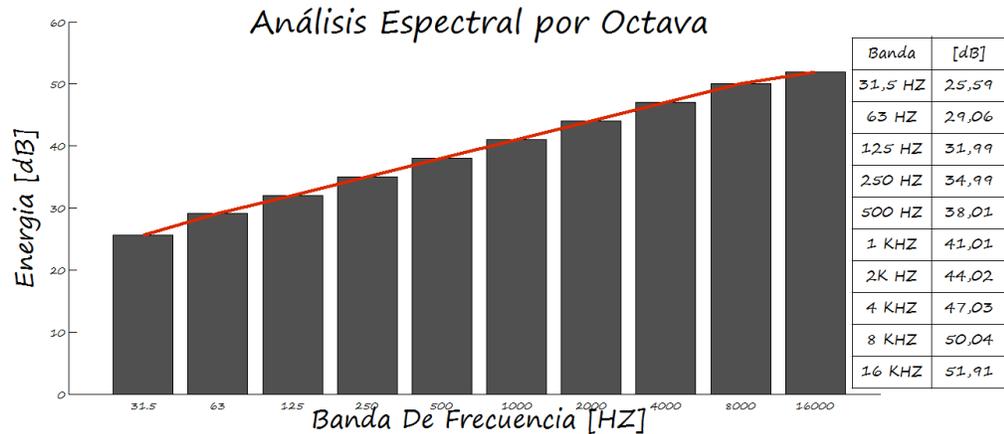


Fuente propia

A continuación se analiza la energía del sweep contenida en cada banda de octava, para ello se podría emplear el uso de filtros sin embargo mediante la relación de Parseval para señales discretas (véase la sección 2.1.26, propiedades de la transformada de Fourier

para señales discretas), es posible realizar un análisis más preciso usando para ello el algoritmo de la FFT (Análisis FFT), el resultado se ilustra en la figura 45.

Figura 45: analisis de energia por bandas de octava del sweep lineal generado



Fuente propia

Para verificar estadísticamente que el sweep tiene un espectro blanco, se realizó una regresión lineal por el método de mínimos cuadrados (véase la sección 2.1.79) y se encontró que la pendiente de la recta que mejor se ajusta a los datos es $m = 2.963 \approx 3.0 \text{ dB/Oct}$.

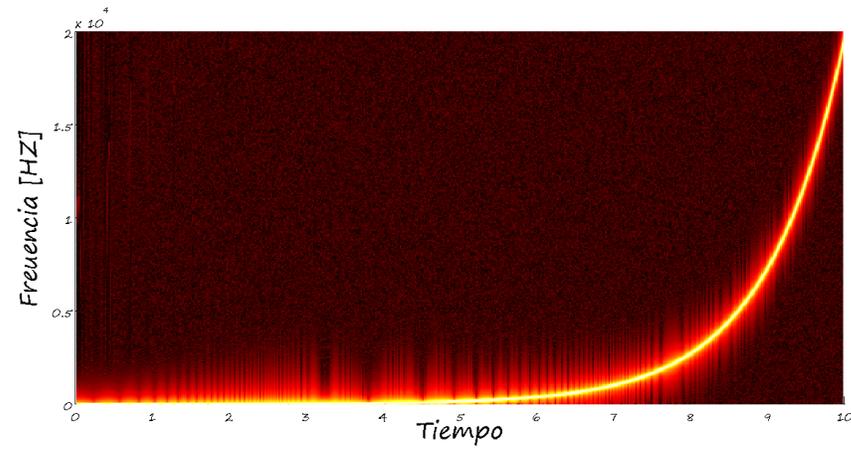
Con estos resultados estadísticos se puede aceptar la hipótesis de que el sweep generado tiene un espectro blanco.

4.10 Análisis estadístico del espectro del sweep logarítmico

Para este análisis se generó en MATLAB un sweep logarítmico de 10 segundos de duración, con frecuencias límites de 1HZ y 22000HZ y una frecuencia de muestreo de 44100.

Con el fin de poder identificar el comportamiento en frecuencia en el tiempo del sweep generado, se trazó su respectivo espectrograma (sonograma) como se ilustra en la figura 46.

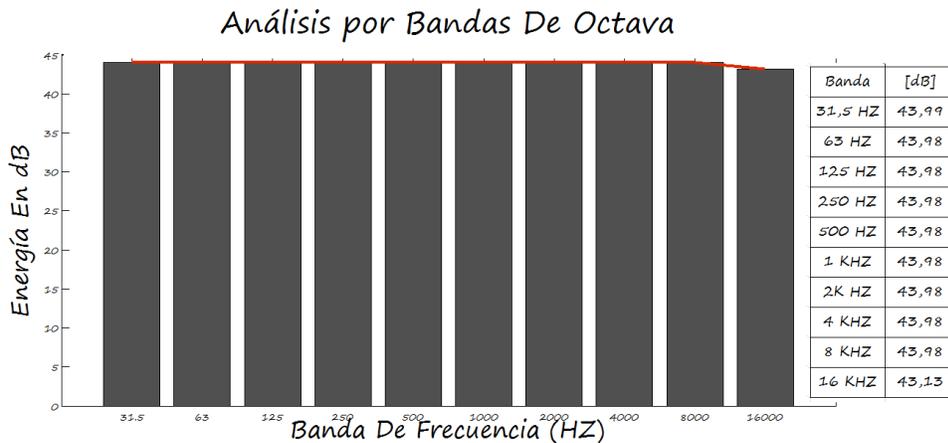
Figura 46: espectrograma de la señal sweep logarítmico generada



Fuente propia

A continuación se analiza la energía del sweep contenida en cada banda de octava, para ello se podría emplear el uso de filtros, sin embargo mediante la relación de Parseval para señales discretas (véase la sección 2.1.26, propiedades de la transformada de Fourier para señales discretas), es posible realizar un análisis más preciso usando para ello el algoritmo de la FFT (Análisis FFT), el resultado se ilustra en la figura 47.

Figura 47: análisis de energía por bandas de octava de la señal sweep logarítmica generada



Fuente: propia

Para verificar estadísticamente que el sweep tiene un espectro rosa, se realizó una regresión lineal por el método de mínimos cuadrados (véase la sección 2.1.79) y se encontró que la pendiente de la recta que mejor se ajusta a los datos es $m = -0.04 \approx 0 \text{ dB/Oct.}$

Con estos resultados estadísticos se puede aceptar la hipótesis de que el sweep generado tiene un espectro rosa.

4.11 Generación de ruido blanco

El ruido blanco puede ser definido como una señal aleatoria de espectro blanco es decir, contiene una distribución de energía que es uniforme para todas la frecuencias sin embargo el tiempo de llegada de cada frecuencia es completamente aleatorio esto significa que tanto su función de fase como retardo de grupo pueden ser entendidas como señales no determinísticas, (véase la sección 2.1.2 Señales deterministas y señales aleatorias) y por tanto no pueden ser sintetizadas mediante una formula o regla bien definida.

La manera en que se generaron estas señales constituye la siguiente metodología:

- Determinar las propiedades fase-magnitud de la señal en el dominio de la frecuencia.
- Convertir los resultados a un único número complejo.
- Llevar la señal establecida al dominio del tiempo mediante la transformada inversa de Fourier usando el algoritmo IFFT (transformada rápida de Fourier inversa por sus siglas en ingles).

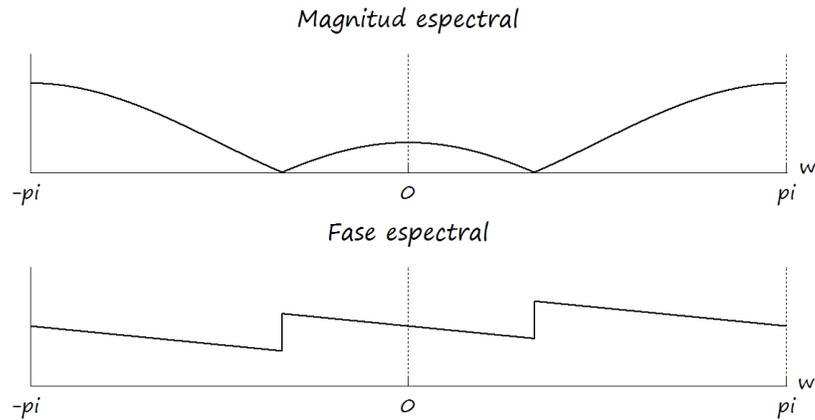
Hay que recalcar que se debe desarrollar un algoritmo de generación asegurando que la señal sea real y que tiene verdaderamente la duración y espectro deseado, para esto es necesario tener un completo entendimiento de las propiedades de la transformada de Fourier por lo tanto se invita al lector a que lea la sección 2.1.26 “propiedades de la transformada de Fourier para señales discretas”.

Teniendo en cuenta la propiedad de simetría conjugada para señales reales discretas:

$$x[n] \text{ real} \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} \begin{cases} X(e^{j\omega}) = X^*(e^{-j\omega}) \\ \text{Re}\{X(e^{j\omega})\} = \text{Re}\{X(e^{-j\omega})\} \\ \text{Im}\{X(e^{j\omega})\} = -\text{Im}\{X(e^{-j\omega})\} \\ |X(e^{j\omega})| = |X(e^{-j\omega})| \\ \angle X(e^{j\omega}) = -\angle X(e^{-j\omega}) \end{cases}$$

Se puede notar que la señal real tendrá una magnitud espectral con simetría par y una función de fase con simetría impar, a manera de ejemplo en la figura 48 se ilustra el espectro de una señal real tipo ventana rectangular:

Figura 48: ejemplo de las simetrías en la magnitud espectral y fase de una señal real



Fuente propia

Claramente se nota las simetrías par e impar para la magnitud y la fase, también se puede ver que la señal se encuentra completamente definida en un intervalo de $2\pi \text{ rad}$, esto se debe a que la transformada de Fourier para señales discretas es periódica con periodo 2π . De esta forma el ruido blanco deberá tener el mismo tipo de simetrías para asegurar que la señal sea correcta cuando se lleve al dominio del tiempo.

En cuanto a la fase esta debería ser aleatoria con una distribución de probabilidad uniforme, es decir que el tiempo de llegada asignado a cada frecuencia contenga la misma probabilidad de ocurrencia, para más información acerca de la distribución uniforme véase las secciones 2.1.73, 2.1.74, 2.1.75, 2.1.76, 2.1.77 y 2.1.78.

En síntesis el algoritmo diseñado debe cumplir con las condiciones en el dominio de la frecuencia que se ilustran en la tabla 4.

Tabla 4: condiciones en el dominio de la frecuencia para la generación de un ruido blanco.

	Magnitud	Fase
comportamiento	Constante	Aleatorio con distribución uniforme
Rango	$R > 0$	$-\pi \leq R \leq \pi$
Dominio	$0 \leq D \leq 2\pi$	$0 \leq D \leq 2\pi$
Simetría	Par	Impar

Fuente: propia

Para poder generar en MATLAB el proceso estocástico (aleatorio) se empleó la función `random()`, esta función realiza la tarea de generar números aleatorios especificándole la duración o cantidad de muestras, el rango y el tipo de distribución. Es importante resaltar que la duración debe ser la mitad de las muestras, pues la otra mitad se completa reflejando la señal respecto a cero para así conseguir la simetría impar.

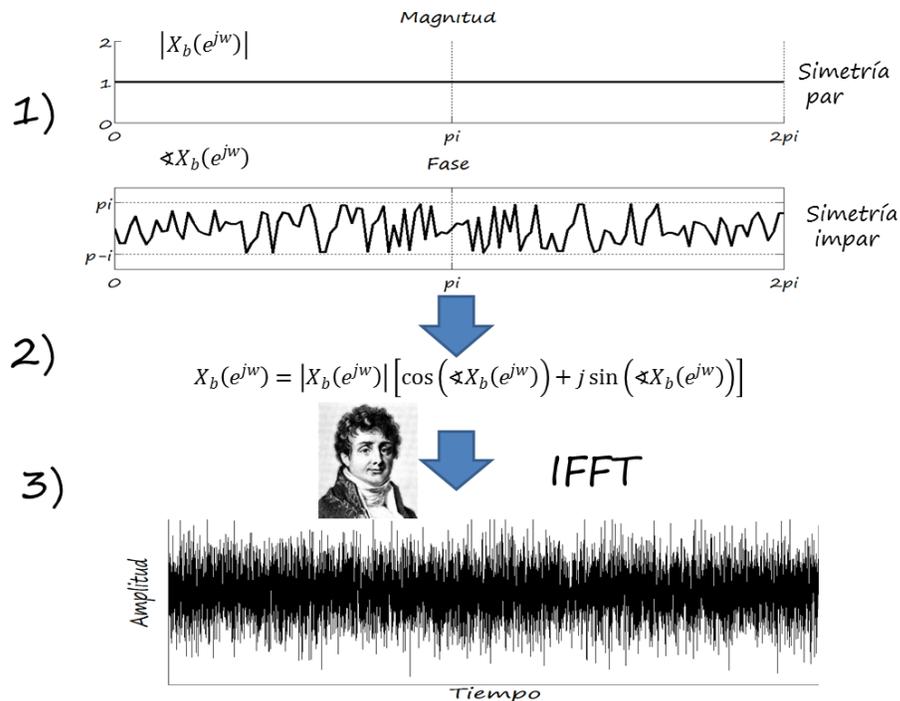
Una vez establecida la señal en el dominio de la frecuencia en términos de su fase $\angle X_b(e^{j\omega})$ y magnitud espectral $|X_b(e^{j\omega})|$, el siguiente paso corresponde a conmutar el resultado en un único número complejo, para ello se aplica la siguiente ecuación:

$$X_b(e^{j\omega}) = |X_b(e^{j\omega})| \left[\cos(\angle X_b(e^{j\omega})) + j \sin(\angle X_b(e^{j\omega})) \right]$$

El siguiente y último paso corresponde a llevar la señal al dominio del tiempo mediante una transformada inversa de Fourier empleando el algoritmo de la IFFT, la duración en muestras de la señal en el dominio del tiempo lo determina el tamaño de la IFFT, el programador debe tomar las precauciones para evitar el aliasing en el dominio del tiempo.

En la figura 49 se ilustra en síntesis el procedimiento empleado para la generación del ruido blanco.

Figura 49: metodología para la generación de una señal ruido blanco



Fuente propia

4.12 Generación de ruido Rosa

El ruido rosa puede ser definido como una señal aleatoria de espectro rosa es decir, contiene una distribución de energía que es proporcional al recíproco de la frecuencia sin embargo el tiempo de llegada de cada frecuencia es completamente aleatorio, esto significa que tanto su función de fase como retardo de grupo pueden ser entendidas como señales no determinísticas, (véase la sección 2.1.2 Señales deterministas y señales aleatorias) y por tanto no pueden ser sintetizadas mediante una fórmula o regla bien definida.

El procedimiento para generar el ruido rosa es casi exactamente igual al ruido blanco con una diferencia en la magnitud espectral como se ve en la tabla 5.

Tabla 5: condiciones en el dominio de la frecuencia para la generación de un ruido rosa

	Magnitud	Fase
comportamiento	Recíproco de la frecuencia	Aleatorio con distribución uniforme
Rango	$R > 0$	$-\pi \leq R \leq \pi$
Dominio	$0 \leq D \leq 2\pi$	$0 \leq D \leq 2\pi$
Simetría	Par	Impar

Fuente propia

Es importante recalcar que la magnitud espectral normalizada del ruido rosa es igual a la magnitud espectral normalizada de una señal sweep logarítmico con un barrido que cubre todo el ancho de banda, entonces:

Sea $w[n]$ una señal sweep logarítmico que abarca todo el ancho de banda excepto 0 rad y $x_r[n]$ la señal ruido rosa, se tiene que la magnitud espectral normalizada del ruido rosa es igual a la magnitud espectral normalizada del sweep logarítmico, entonces:

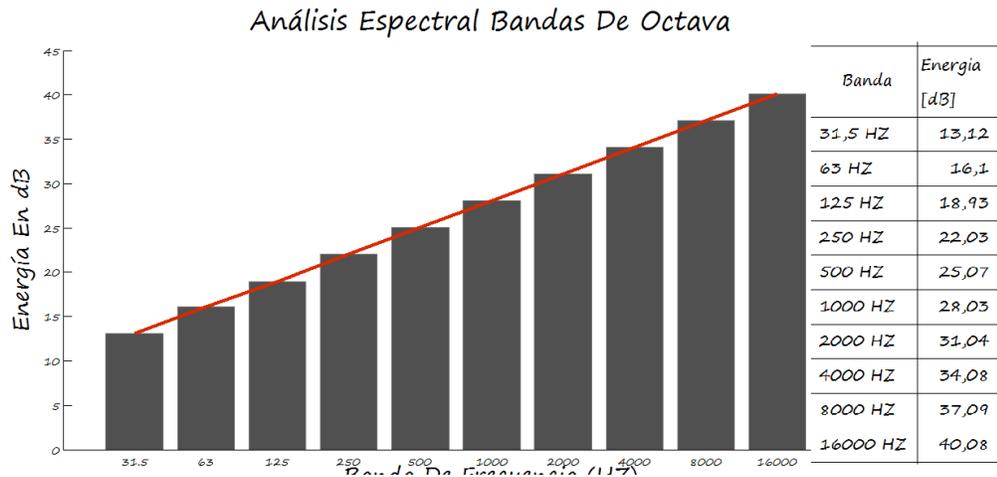
$$\frac{|X_r(e^{jw})|}{\text{Max}\{|X_r(e^{jw})|\}} = \frac{|W(e^{jw})|}{\text{Max}\{|W(e^{jw})|\}}$$

De esta forma es posible sintetizar el ruido rosa copiando el espectro de un sweep logarítmico. El resto de la metodología para la generación del ruido rosa es exactamente igual a la del ruido blanco.

4.13 Análisis estadístico del espectro del ruido blanco

Para este análisis se generó en MATLAB un ruido blanco de 10 segundos de duración a una frecuencia de muestreo de 48000. A continuación se analiza la energía del ruido blanco contenida en cada banda de octava, para ello se podría emplear el uso de filtros sin embargo mediante la relación de Parseval para señales discretas (2.1.26 “propiedades de la transformada de Fourier para señales discretas”), es posible realizar un análisis más preciso usando para ello el algoritmo de la FFT (Análisis FFT), el resultado se ilustra en la figura 50.

Figura 50: energía por bandas de octava del ruido blanco.



Fuente propia

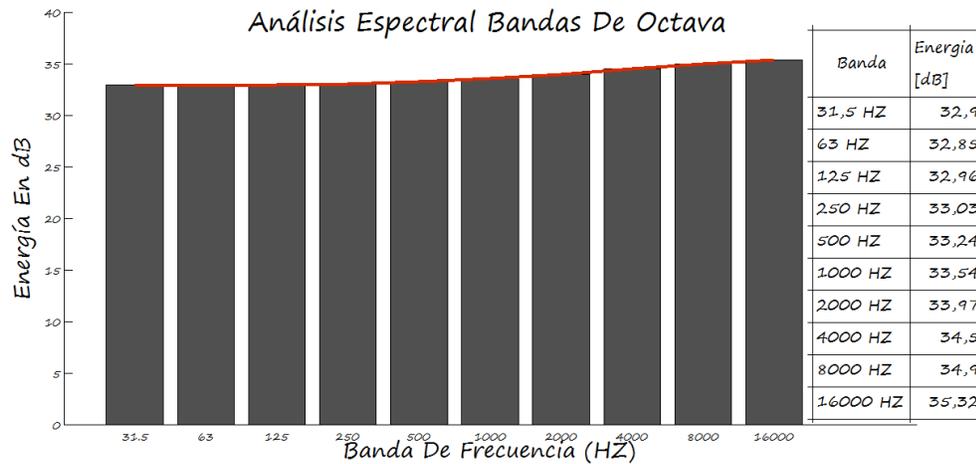
Para verificar estadísticamente que el ruido tiene un espectro blanco, se realizó una regresión lineal por el método de mínimos cuadrados (véase la sección 2.1.79 regresión lineal simple) y se encontró que la pendiente de la recta que mejor se ajusta a los datos es $m = 3.001 \approx 3.0 \text{ dB/Oct}$.

Con estos resultados estadísticos se puede aceptar la hipótesis de que el ruido generado tiene un espectro blanco.

4.14 Análisis estadístico del espectro del ruido rosa

Para este análisis se generó en MATLAB un ruido rosa de 10 segundos de duración a una frecuencia de muestreo de 48000. A continuación se analiza la energía del ruido rosa contenida en cada banda de octava, para ello se podría emplear el uso de filtros sin embargo mediante la relación de Parseval para señales discretas (2.1.26 “propiedades de la transformada de Fourier para señales discretas”), es posible realizar un análisis más preciso usando para ello el algoritmo de la FFT (Análisis FFT), el resultado se ilustra en la figura 51.

Figura 51: energía por bandas de octava del ruido blanco.



Fuente propia

Para verificar estadísticamente que el ruido generado tiene un espectro rosa, se realizó una regresión lineal por el método de mínimos cuadrados (véase la sección véase la sección 2.1.79 regresión lineal simple) y se encontró que la pendiente de la recta que mejor se ajusta a los datos es $m = 0.2 \approx 0 \text{ dB/Oct}$.

Con estos resultados estadísticos se puede aceptar la hipótesis de que el ruido generado tiene un espectro rosa.

4.15 Compensación espectral

En el sentido más general existe distorsión en un sistema cuando la señal de salida difiere en algún aspecto de la señal de entrada, sin embargo alguna(s) de esta(s) diferencia(s) podría(n) ser deseada(s) o simplemente no representa(n) mayor importancia por lo que se puede(n) ignorar.

Cuando el tipo de distorsión no es deseable, es posible recurrir a procedimientos que permitan la corrección o compensación del sistema. La manera de lograr esto, es mediante la construcción de un sistema compensador que se encargue de limpiar la señal de distorsiones no deseadas. En el contexto de la ingeniería y la teoría de matemáticas especiales, tal sistema se denomina como sistema inverso o equalizador.

Como se comentaba en secciones anteriores, un sistema LTI queda completamente caracterizado por su respuesta al impulso, por su función de transferencia o por su respuesta en frecuencia. Por cuestiones prácticas, para el presente proyecto de grado se emplea dicha caracterización a partir del dominio de la frecuencia, entonces se podrá medir la distorsión de un sistema comparando el espectro de una señal de entrada con el

espectro de la señal de salida y de esta forma construir dicho ecualizador que será llamada sin distinción como sistema de compensación espectral.

La compensación espectral se presenta en múltiples aplicaciones en ciencias e ingeniería, por ejemplo en telecomunicaciones la transmisión de información digital a alta velocidad a través de canales telefónicos requiere de una compensación espectral de la señal transmitida para que esta sea lo más parecido posible a la señal original la cual contiene el verdadero mensaje que se quiere comunicar. En acústica la compensación espectral se puede emplear como herramienta muy sutil para lograr un espectro lo más plano posible en algún sistema como una bocina, un amplificador de potencia, un micrófono, un equipo de sonido Car-Audio, etc. En producción musical puede presentarse la necesidad de limpiar una grabación de la coloración que proporciona un recinto a la a la señal capturada por un micrófono, entonces puede disminuirse con mucha precisión la distorsión espectral producida por los elementos electrónicos y de esta forma conseguir una pista lo más limpia posible de cualquier interferencia.

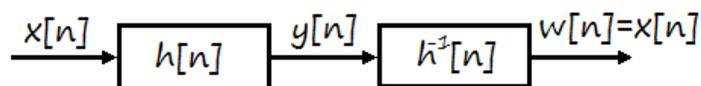
Para el presente proyecto de grado la compensación espectral cabe en el contexto que se muestra en la sección 1.2 (descripción y formulación del problema). Por tanto en este punto del documento se invita al lector a que realice la lectura de dicha sección.

Como se discute en el planteamiento del problema sección 1.2, podría compensarse la distorsión que genera los diferentes subsistemas de la figura 1, sin embargo se necesita de una cámara anecoica para lograr medir la distorsión proporcionada por el sistema de captura, micrófono y posiblemente preamplificador, entonces para propósitos prácticos y debido a que en la mayoría de los casos no se dispone de una cámara anecoica, se ignorara la posibilidad de compensar el micrófono.

4.16 Compensación espectral mediante inversión de la función de transferencia

Una versión teórica e ideal de un sistema de compensación espectral lo constituye los llamados sistemas inversos (véase las secciones 2.1.5 y 2.1.17) estos bloques tienen la característica de que invierten el efecto que tiene un sistema sobre una señal en términos de la fase y magnitud espectral cuando la caracterización es en el dominio de la frecuencia, o en términos de sus polos y ceros cuando la caracterización es en el dominio de Z , recuperando de esta forma la señal original, tal como se ve en la figura 52.

Figura 52: sistema de compensación ideal



Fuente: propia

Evocando las ecuaciones vistas en la sección 2.1.17

En tiempo continuo

$$y(t) = x(t) * h(t)$$

$$y(t) * h^{-1}(t) = x(t)$$

Entonces:

$$h(t) * h^{-1}(t) = \delta(t)$$

Para el caso discreto se cumple exactamente lo mismo:

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

$$y[n] * h^{-1}[n] = x[n]$$

Entonces:

$$h[n] * h^{-1}[n] = \delta[n]$$

Donde $h^{-1}(t)$ y $h^{-1}[n]$ son la respuesta al impulso del sistema inverso en tiempo continuo y discreto.

Es posible hallar el sistema inverso empleando la propiedad de convolución de la transformada Z y despejando el recíproco de la función de transferencia, entonces:

$$y[n] = x[n] * h[n]$$

Aplicando transformada Z a ambos miembros:

$$Y(Z) = X(Z)H(Z)$$

$$H^{-1}(Z) = \frac{X(Z)}{Y(Z)}$$

$$h^{-1}[n] = \mathcal{Z}^{-1}\{H^{-1}(Z)\}$$

Donde $H^{-1}(Z)$ es la función de transferencia del sistema inverso, esto quiere decir que los polos se intercambian por los ceros. Aunque la metodología anterior parece bastante cómoda, hay que tener en cuenta que no todo sistema es invertible ya que para esto debe existir una relación uno a uno entre la entrada y la salida, es decir que entradas diferentes producen salidas diferentes, por ejemplo el sistema definido por las relaciones entrada y salida $y[n] = x[n - 5]$ es un sistema invertible, mientras que los sistemas $y[n] = x^2[n]$ y $y[n] = 0$, son sistemas no invertibles.

Si el sistema es uno a uno y se puede invertir, aún queda dos condiciones más por cumplir que son la causalidad y la estabilidad, estas condiciones son necesarias para que este sistema pueda ser implementado correctamente en un entorno de programación como el de MATLAB y para aplicaciones en tiempo real.

De lo anterior se concluye que la metodología de invertir el sistema cambiando los polos por los ceros no es recomendable debido a estas series de condiciones que se debe cumplir, y aunque en algunos casos podría resultar todo un éxito, en otros casos los resultados podrían ser inesperados y contraproducentes.

4.17 Compensación espectral mediante filtro FIR

Como se comentaba en la sección “filtro IIR versus filtro FIR” es posible diseñar filtros FIR mediante dos técnicas:

- Ventanas
- Muestreo en frecuencia

Los tipos de filtro más habitual como los pasa bajas, pasa bandas y pasa altas se pueden construir muy efectivamente mediante el método de ventanas, estos contendrán la importante característica de fase lineal en la banda de paso, mientras que con el método de muestreo en frecuencia se puede construir filtros con una ganancia por frecuencia especificada por el usuario obteniendo otro tipo de filtro llamado en el contexto de este proyecto como filtro de respuesta en frecuencia arbitraria el cual desempeñara el papel de un ecualizador cuyo comportamiento de fase es cero o como mínimo una función lineal en todo el ancho de banda que va desde los cero Hertz hasta la frecuencia de Nyquist.

En la realización basada en el muestreo en frecuencia de un filtro FIR, los parámetros que caracterizan el filtro son los valores de la respuesta en frecuencia deseada en lugar de la respuesta al impulso $h[n]$. Para obtener la estructura basada en el muestreo en frecuencia, se especifica la respuesta en frecuencia deseada en un conjunto de frecuencias igualmente espaciadas es decir para una configuración de orden M , se tiene que:

$$w_k = \frac{2\pi}{M}(k + \alpha)$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{M-1}{2}; \quad M: \text{impar}$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{M}{2} - 1, \quad M: \text{par}$$

$$\alpha = 0 \text{ o } \frac{1}{2}$$

La respuesta al impulso de este filtro se calcula mediante la ecuación:

$$h[n] = \sum_{k=0}^{M-1} H(k + \alpha) e^{-j2\pi(k+\alpha)n/M}, \quad n = 0, 1, \dots, M - 1$$

Para el presente proyecto de grado se hará énfasis en el diseño de estos filtros en el entorno de MATLAB por tanto la extensa demostración matemática para encontrar la respuesta en frecuencia $H(k + \alpha)$ puede ser consultada de la bibliografía "Tratamiento Digital De Señales de los autores John G Proakis y Dimitris G Manolakis, capítulo 10 cuarta edición.

En la sección 4.2 "diseño de filtros FIR mediante el método de ventana en el entorno de MATLAB", se comentaba que es posible construir en MATLAB sistemas FIR por muestreo en frecuencia empleando para esto la función `fir2()`, la estructura de esta función es la siguiente:

`[a b] = fir2 (M , f , k);`

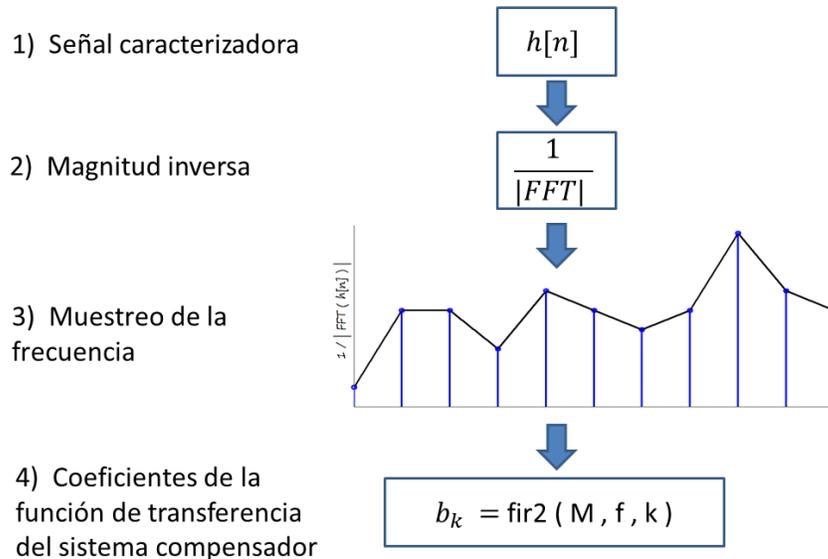
Dónde:

"M" es el orden del filtro, "f" es un vector de frecuencia igualmente espaciado normalizado en el dominio [0 1] donde 1 equivale a la frecuencia de Nyquist, "k" es un vector que contiene los valores de magnitud deseada para cada una de las frecuencias indicadas por "f", "a" y "b" corresponde a los coeficientes de la función de transferencia que por ser un sistema FIR "a" siempre será igual a 1 por lo que la siguiente sentencia también es válida:

`b = fir2 (M , f , k);`

Para responder a la pregunta ¿Cómo diseñar un sistema compensador que sea estable y causal?, la respuesta es mediante un filtro FIR construido por muestreo en frecuencia empleando para esto el entorno de MATLAB, las magnitudes en frecuencia del filtro se eligen de tal forma que al multiplicarse con las magnitudes en frecuencia del sistema que se quiere compensar el resultado sea exactamente igual a 1, esto se logra invirtiendo la magnitud espectral del sistema a compensar exceptuando aquellos casos en los que pudiera ocurrir una indeterminación matemática del tipo división entre cero o división o entre más o menos infinito. El procedimiento para hallar el compensador FIR se resume en la figura 53.

Figura 53: pasos para la construcción de un sistema de compensación espectral mediante filtro FIR construido por muestreo en frecuencia.



Fuente: propia

Una vez se obtenga los coeficientes de la función de transferencia del filtro FIR, se podrá ecualizar cualquier señal empleando para esto la función de MATLAB filter(), la condición es que la señal a ecualizar comparta la misma frecuencia de muestreo con la que se diseñó el sistema compensador.

El retardo de grupo de este sistema FIR puede ser corregido de manera sencilla empleando el procedimiento que se vio en la sección 4.3 “corrección del retardo de grupo para filtros FIR de fase lineal en MATLAB”

Nota: cuando se compensa una señal que ha pasado o que pasara por un sistema, es muy probable que esta requiera realizarse una normalización para cambiar su amplitud, ya que podría haber quedado con una amplitud muy pequeña o muy grande después de la ecualización.

4.18 Compensación espectral de una tarjeta de sonido convencional

Para ilustrar con un sencillo ejemplo como se puede compensar una tarjeta de audio de un computador convencional, se generó un sweep lineal creciente de 1 segundo de duración con frecuencias límites de 0HZ y 22050HZ respectivamente, a una frecuencia de muestreo de 44100 muestras por segundo y una resolución de palabra de 16 bits, se conectó la salida de la tarjeta de audio a su entrada como se ilustra en la figura 54, se modificó los niveles de ganancia a un rango en el cual no se produjera distorsión no lineal (o recorte de onda) por último se procedió a capturar la salida.

Figura 54: Conexión para la obtención de la respuesta en frecuencia de una tarjeta de sonido de una computadora convencional

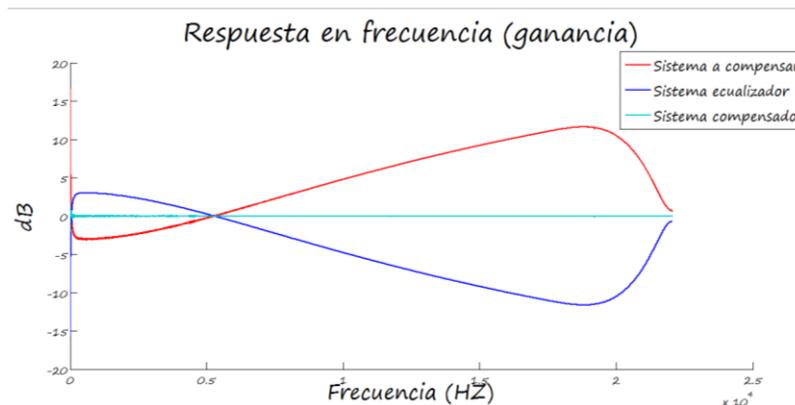


Fuente propia

Luego se obtuvo la respuesta al impulso de la tarjeta, a partir de esta respuesta impulsiva, se siguió el procedimiento ilustrado en la figura 53 para obtener el sistema compensador.

En la figura 55 se ilustra la respuesta en frecuencia del sistema a compensar, el sistema compensador y del sistema compensado.

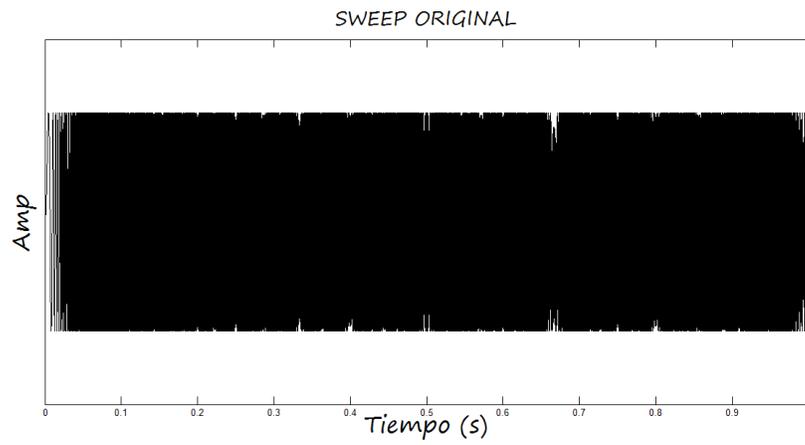
Figura 55: respuesta en frecuencia del sistema a compensar, compensado y sistema compensador.



Fuente propia

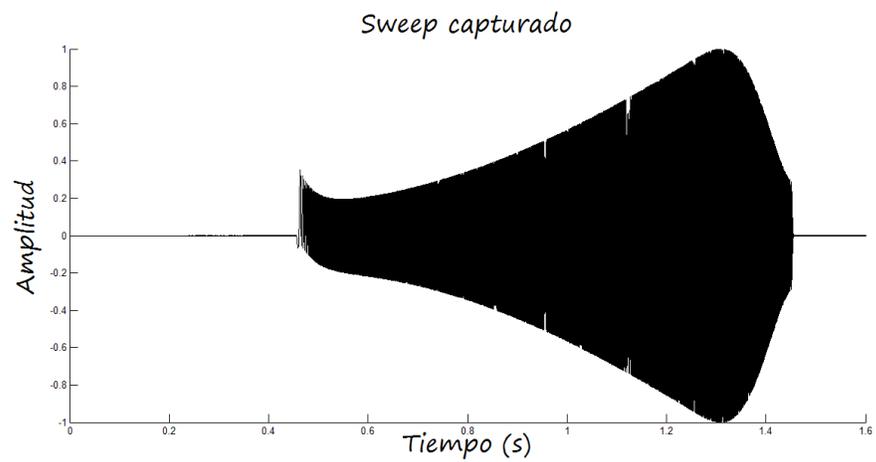
Para ilustrar como la compensación espectral afecta una señal en el dominio del tiempo, en las figuras 56, 57 y 58 se ilustra la señal sweep generada originalmente, la señal sweep capturada de la tarjeta es decir la distorsionada y la señal sweep compensada espectralmente.

Figura 56: Sweep de referencia (original)



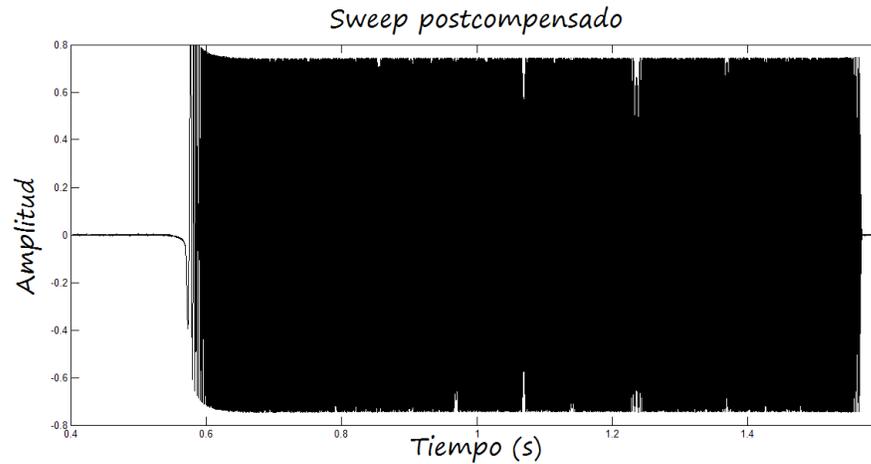
Fuente propia

Figura 57: sweep distorsionado por la tarjeta



Fuente propia

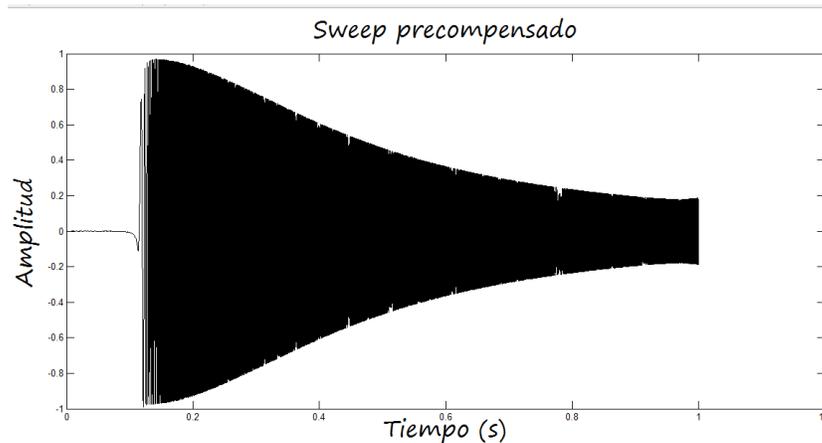
Figura 58: compensación del sweep capturado



Fuente propia

Debido a que el análisis realizado parte de la hipótesis de que la tarjeta se comporta como un sistema lineal, entonces la compensación espectral también puede ser realizada antes de que la señal pase por la tarjeta de sonido, por tanto a continuación se ilustra el sweep recompensado, el cual a pasarse por la tarjeta quedara compensado.

Figura 59: sweep de referencia compensado antes de pasar por el sistema distorcionador



Fuente propia

En la sección 5.0 “presentación y análisis de resultados”, se ilustra cuantitativamente como la compensación espectral empleada anteriormente ayuda a mejorar la precisión de la medición de parámetros acústicos según la norma ISO 3382, por tanto se invita al lector a realizar lectura de esta práctica en la cual se tomó una respuesta impulsiva de un

recinto, se pasó dicha señal por la tarjeta de sonido analizada anteriormente, se calculó los parámetros acústicos de la respuesta impulsiva antes de pasar por la tarjeta y después de pasar por ella y con compensación espectral. Por último se realizó comparación a partir del error absoluto obtenido.

4.19 Compensación espectral en medición según ISO 3382

La ISO 3382 afirma que como requisito para la obtención del parámetro T30, es necesario asegurar que la fuente genere una señal 45dB por arriba del ruido de fondo en cada banda donde se evaluara los resultados de la medición. Mediante la compensación espectral es posible facilitar el cumplimiento de este requisito ya que tratara de mantener el mismo nivel de ganancia por frecuencia, de esta forma al calibrar el sistema con un ruido rosa se podrá obtener una energía por octavas que es casi plana para que el ingeniero pueda asegurar los 45dB por arriba del piso de ruido en cada banda modificando únicamente la ganancia del master.

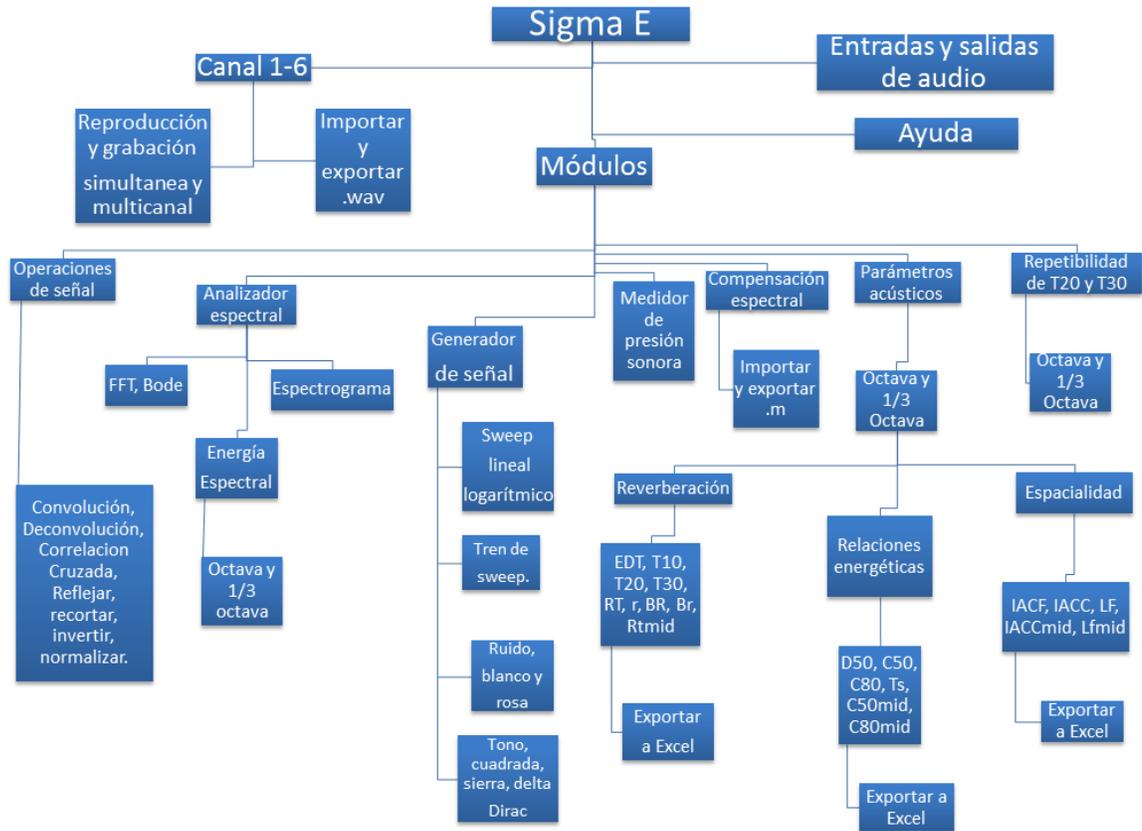
4.20 Programa Sigma E

Uno de los objetivos específicos del proyecto trata de la realización de un programa con interfaz de usuario en el entorno de MATLAB que sirva como herramienta suficiente para la evaluación de acústica de recintos soportado principalmente por la normativa ISO 3382. Con el fin de cumplir con este compromiso, se desarrolló un programa con interfaz de usuario al cual se le dio el nombre de Sigma E, este se diseñó tratando de igualar a los paquetes de software más poderosos para estas tareas como lo son DIRAC, EASERA, dBBATI, entre otros.

La razón del nombre “Sigma” surge de la constante tarea de llevar los conceptos empleados en tiempo continuo a tiempo discreto con el fin de poder realizar cálculos en un entorno computacional, esta tarea se realizó durante toda la investigación y el lector podrá darse cuenta de ello al notar que cada concepto, demostración matemática y en general todas las ecuaciones contienen el correspondiente análisis en tiempo continuo y tiempo discreto respectivamente.

En la figura 60 se ilustra un diagrama de bloques de cómo está conformado el flujo de datos del programa Sigma E.

Figura 60: Flujo de datos de Sigma E.



Fuente propia

La interfaz principal de Sigma E establece comunicación y por tanto permite el acceso a todos los demás subprogramas mostrados en la figura 59, el aspecto de esta ventana principal se ilustra en la figura 61.

Figura 61: ventana principal del programa Sigma E.



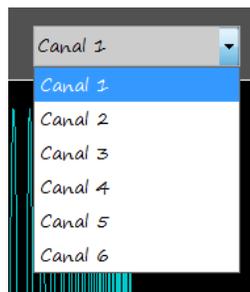
Fuente. Propia

- 1) Gráfico de la señal en el dominio del tiempo
- 2) Selección de canal actual
- 3) Herramientas de reproducción y grabación simultaneas multicanal:
- 4) Barra de herramientas
- 5) Herramientas avanzadas
- 6) Calendario
- 7) Portapapeles

Gráfico de la señal en el dominio del tiempo: Aquí el usuario puede visualizar una señal en el dominio del tiempo.

Selección de canal actual

Figura 62: selección de canales en Sigma E



Fuente: propia

Sigma permite tener en una sección hasta 6 canales independientes almacenados temporalmente.

Herramientas de reproducción y grabación simultaneas multicanal:

- Reproducción: reproducción del canal actual.
- Pausar: pausar la reproducción actual.
- Continuar: continuar con la reproducción actual.
- Detener: detener la reproducción actual.
- Grabar: capturar audio en el canal actual.
- Reproducción & Grabación: reproducción y grabación simultánea.
- Multipista.

Al oprimir el botón Reproducción & Grabación, se abre una interfaz como se ilustra en la figura 63.

Figura 63: selección de canales para la reproducción y grabación simultanea.



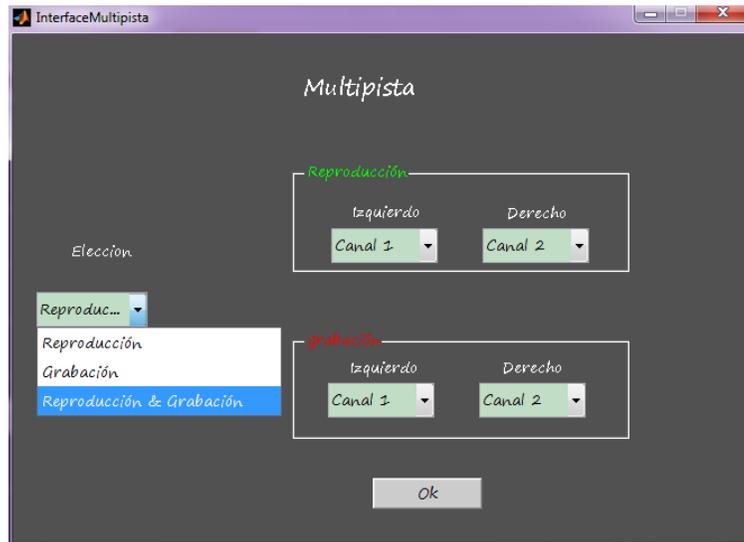
Fuente propia

Aquí se pregunta al usuario cual será el canal de reproducción y en cual canal se grabara la captura de micrófono.

Nota: una vez que inicia la captura, esta se detendrá oprimiendo el botón stop.

Multipista: esta herramienta se utiliza para la reproducción, la grabación y la reproducción-grabación simultánea de canales estéreo, cuando se oprime este botón se abre una interfaz como se ilustra en la figura 64.

Figura 64: selección de canales para la reproducción y/ grabación simultanea multicanal.



Fuente propia

Aquí se pregunta el tipo de operación, y los canales empleados para ella.

Barra de herramientas: ubicada en la esquina superior izquierda, presenta el siguiente aspecto:

Figura 65: barra de herramientas de Sigma E



Fuente: propia

Tabla 6: utilidad de las herramientas de la barra de herramientas

	Zoom in
	Zoom out
	Grilla
	Paneo
	Extraer dato con el cursor

	Aumentar ganancia de la señal
	Disminuir ganancia de la señal
	Eliminar la señal del canal actual
	Actualizar gráficos
	Información de la sección actual

Fuente: propia

Herramientas avanzadas: aquí el usuario podrá realizar la configuración de las tarjetas de audio, acceder a módulos de procesamiento, etc.

Figura 66: aspecto de las herramientas avanzadas

[Archivo](#) [Módulos \(subprogramas\)](#) [Interfaz de audio](#) [Ayuda](#)

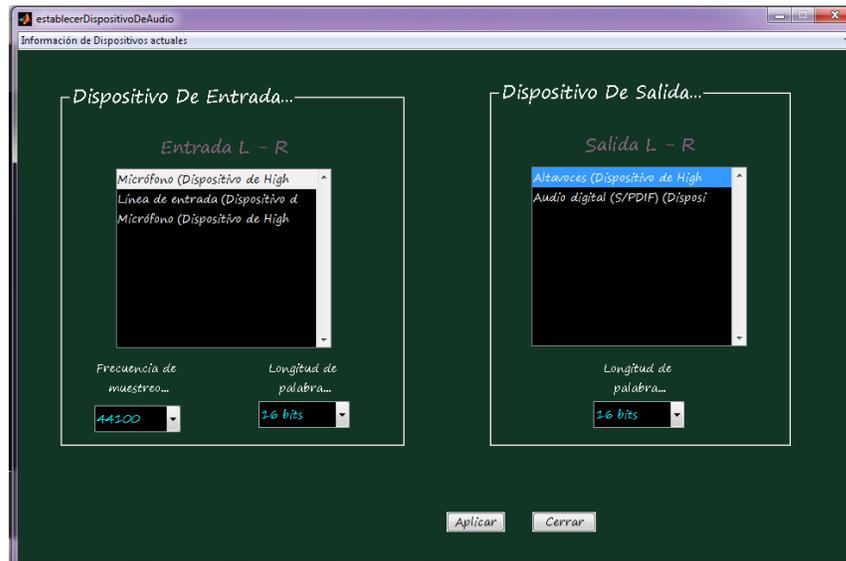
Fuente propia

Archivo: Permite importar y exportar archivos de audio, monofónico o estereofónico

Módulos (subprogramas): aquí se puede acceder a diferentes módulos que acompaña a Sigma, entre los cuales esta: operaciones de señal, analizador espectral, generador de señales, modulo medidor de presión sonora, medición automática de respuesta impulsiva, compensación espectral, medición de parámetros acústicos ISO 3382. Más adelante se da una descripción de cada uno de estos módulos.

Interfaz de audio: aquí el usuario podrá establecer sus entradas y salidas de audio seleccionando las tarjetas disponibles actualmente en el equipo, además configurar la longitud de palabra y la frecuencia de muestreo, la ventana para realizar estas configuraciones se ilustra en la figura 67.

Figura 67: ventana de elección de dispositivos de audio

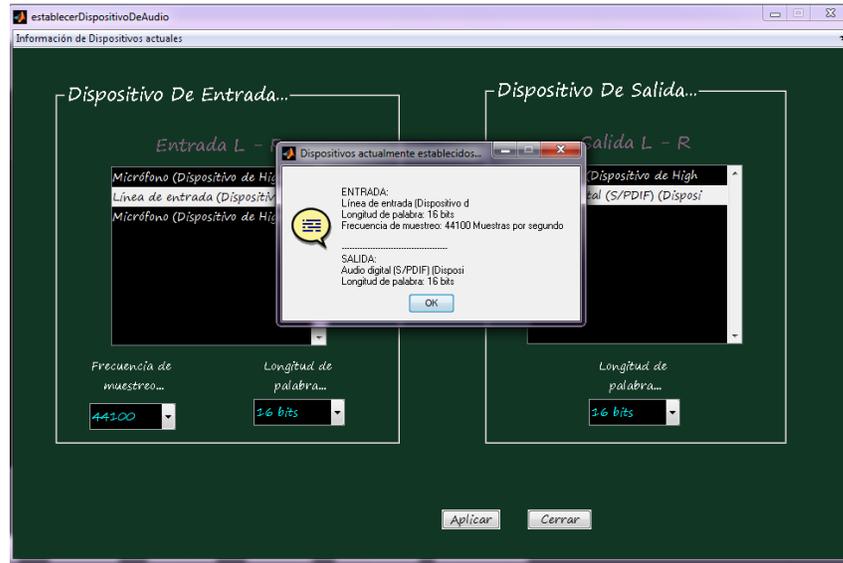


Fuente propia

Una vez elegida la configuración deseada, el usuario deberá oprimir el botón aplicar para que estas configuraciones queden almacenadas en Sigma E, para saber cuáles son los dispositivos que se encuentran establecidos en el momento, se puede acceder a la ventana superior izquierda que se etiqueta "Información de dispositivos actuales" la cual desprenderá una ventana de información como la que se muestra en la figura 68.

Ayuda: aquí el programa permite que el usuario acceda a un pequeño manual del manejo básico de Sigma E.

Figura 68: visualización de los dispositivos de audio establecidos en el sistema

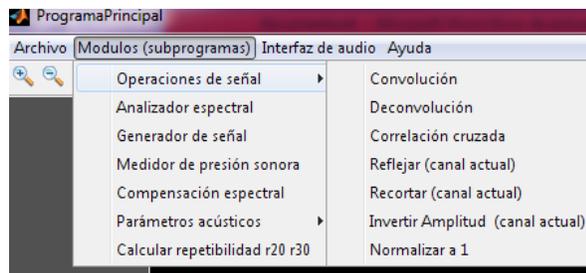


Fuente propia

Calendario: en este espacio se muestra la fecha actual, este dato queda almacenado una vez que usuario guarde una sección de Sigma E.

4.20.1 Módulos Subprogramas / Operaciones de señal

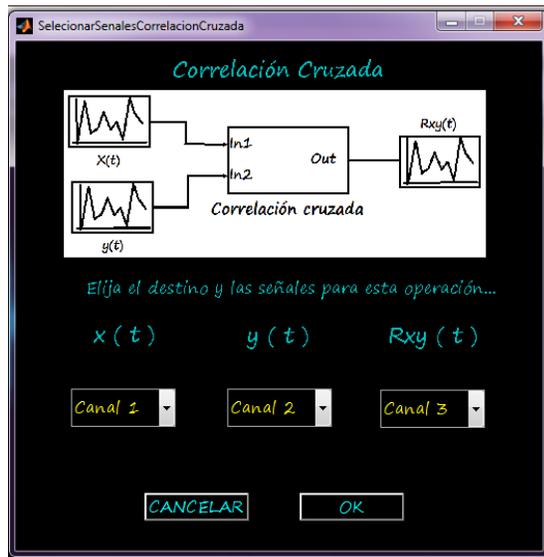
Figura 69: ruta de acceso a las operaciones de señal



Fuente propia

Mediante estas herramientas el usuario puede convolucionar señales, correlacionar, reflejar, recortar, invertir la amplitud y normalizar la señal. Cuando se pretende correlacionar dos señales se abre una ventana como se ilustra en la figura 70.

Figura 70: ventana para la correlación de señales.



Fuente propia

En esta ventana se pregunta cuáles serán las señales a correlacionar, y en que canal se desea guardar la señal resultante de la operación, una ventana similar se despliega cuando se desea calcular la convolución de dos señales.

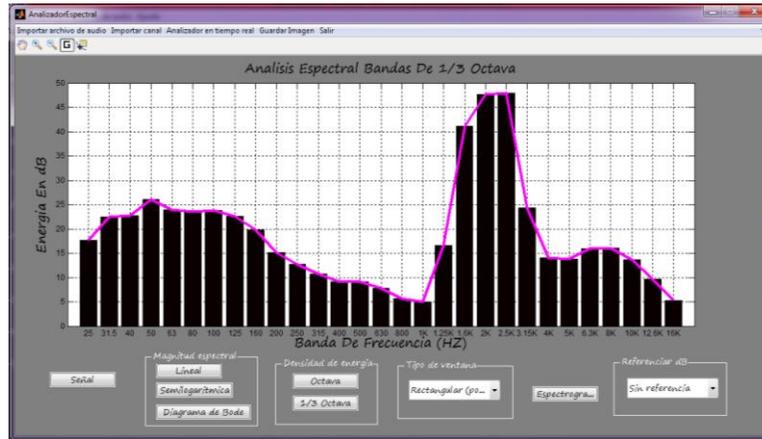
4.20.2 Módulos (subprogramas) / Analizador espectral

Este subprograma permite al usuario analizar el espectro de las señales con diferentes herramientas, entre las cuales esta:

- Análisis de la magnitud espectral en escala lineal-lineal
- Análisis de la magnitud espectral en escala Semilogaritmica
- Diagrama de Bode
- Energía contenida en bandas de octava y 1/3 de octava
- Espectrograma (grafico magnitud, tiempo frecuencia)
- Operaciones de ventana para suavizar espectro.

En la figura 71 se ilustra el aspecto del analizador espectral de Sigma E.

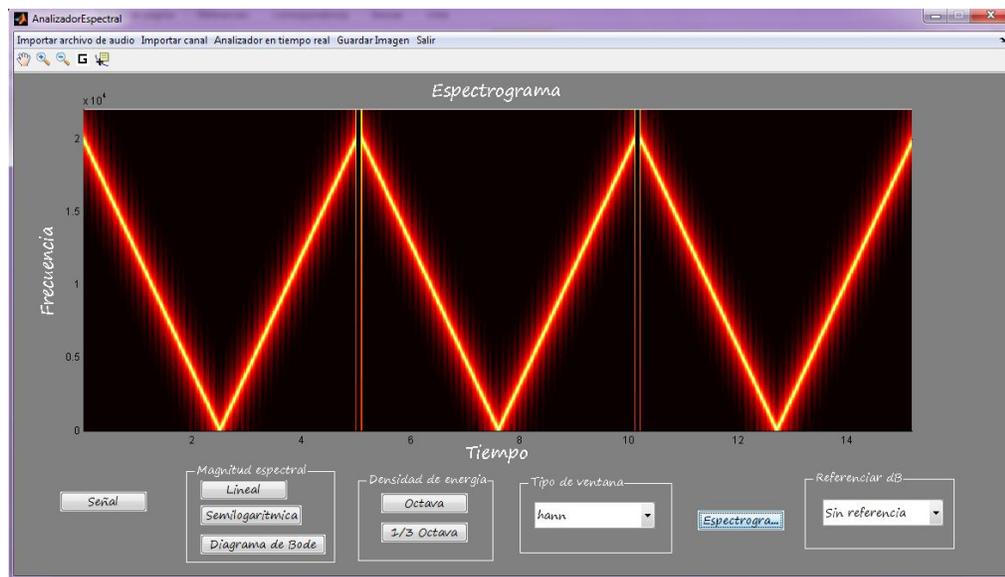
Figura 71: Aspecto del analizador espectral de Sigma E



Fuente propia

Se recomienda al usuario que al intentar calcular el espectrograma de una señal, pruebe variando las ventanas para suavizar el espectro, en la figura 72 se muestra el espectrograma con una ventana de Hanning de una señal tren de sweep lineal de tres vagones donde la frecuencia decrece hasta cero y luego vuelve a crecer hasta su frecuencia de inicio:

Figura 72: calculo de espectrograma mediante el analizador espectral de Sigma E

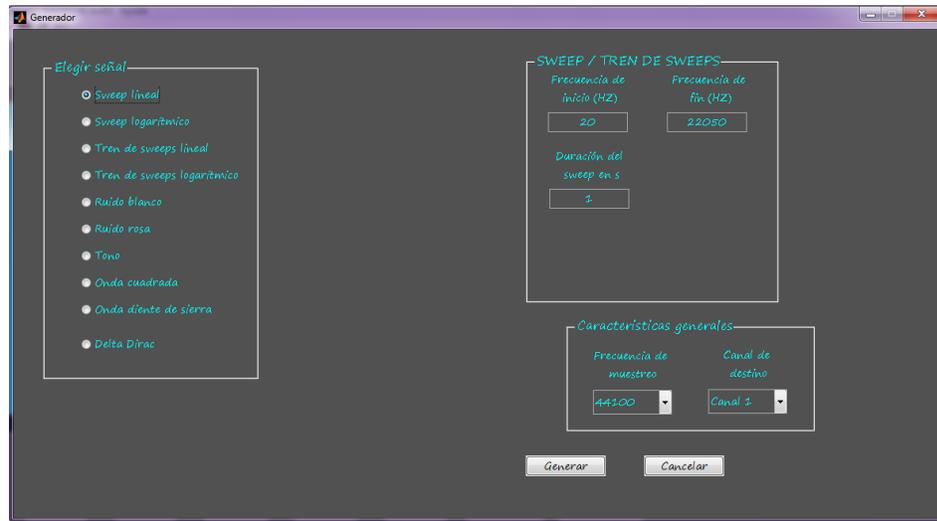


Fuente propia

4.20.3 Módulos Subprogramas / Generador de señal

Aquí el usuario podrá generar 10 diferentes señales especificándole la duración, la frecuencia de muestreo y el canal de destino, la ventana para realizar estas tareas se ilustra en la figura 73.

Figura 73: Generador de señales de Sigma E



Fuente propia

Las señales que puede generar este subprograma son:

- Sweep lineal
- Sweep logarítmico
- Tren de sweeps lineal
- Tren de sweeps logarítmico
- Ruido blanco
- Ruido rosa
- Tono
- Onda cuadrada
- Onda diente de sierra
- Delta Dirac

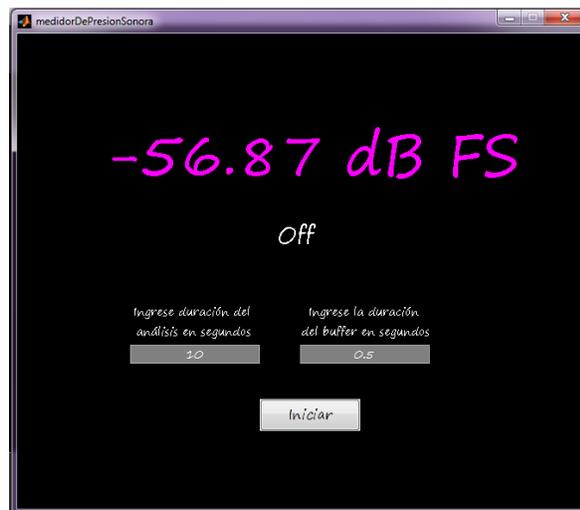
Las frecuencias de muestreo en muestras por segundo que puede elegir el usuario corresponde a los formatos más comunes estos son: 6000, 8000, 11025, 22050, 32000, 44100, 48000, 64000, 88200, 96000, 176400 y 192000 muestras por segundo respectivamente.

Nota: En cuanto a las señales tren de sweep, el usuario debe indicar la frecuencia de inicio y fin, la duración del sweep, el número de repeticiones (vagones) y el tiempo de separación entre señales sweep.

4.20.4 Módulos Subprogramas / Medidor de presión sonora

La norma ISO 3382 exige que se cumpla unos requisitos en cuanto a la relación señal ruido cuando se pretende obtener la respuesta impulsiva de un recinto, con esta herramienta el usuario no necesita de un sonómetro o decibelímetro para calibrar el sistema en términos del rango dinámico, además es posible obtener de manera rápida un estimado de la energía de presión sonora en dB por bandas de frecuencia, la ventana se ilustra en la figura 74.

Figura 74: medidor de presión sonora de Sigma E



Fuente propia

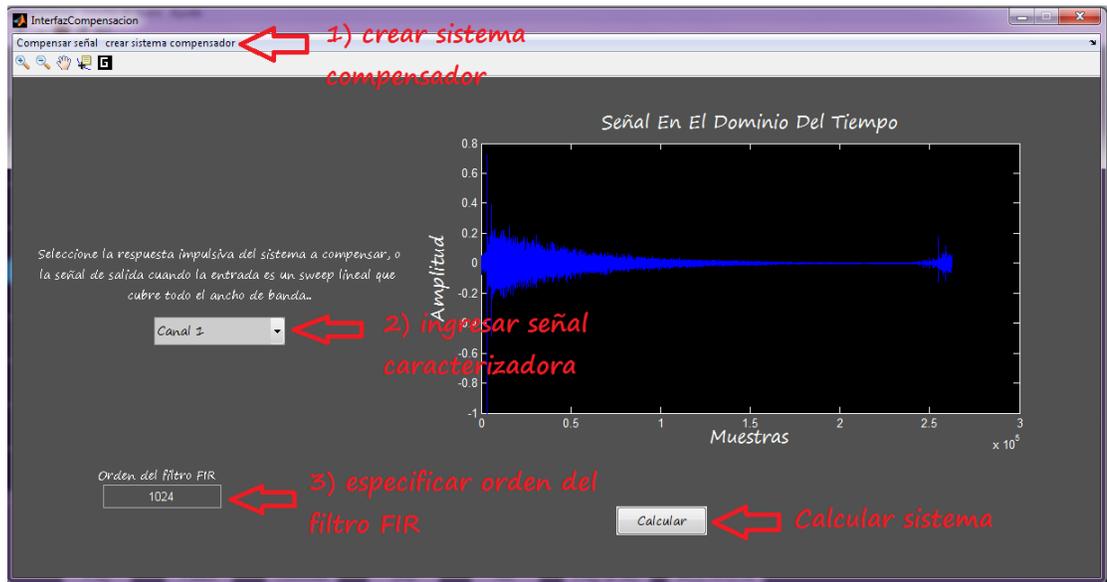
En esta ventana el usuario podrá elegir la duración del análisis del medidor y el buffer, el valor de presión sonora entregado por el medidor estará en decibeles full scale, esto quiere decir que el máximo valor posible corresponde a 0 dB FS, por lo que el medidor siempre entregara valores negativos de nivel presión sonora.

4.20.5 Módulos Subprogramas / Compensación espectral

Con esta herramienta el usuario podrá realizar ecualización automática de cualquier señal que haya pasado o que vaya a pasar por un sistema que requiera de una compensación en su espectro.

Los pasos para calcular el sistema compensador (ecualizador) en Sigma E se ilustra en la figura 75.

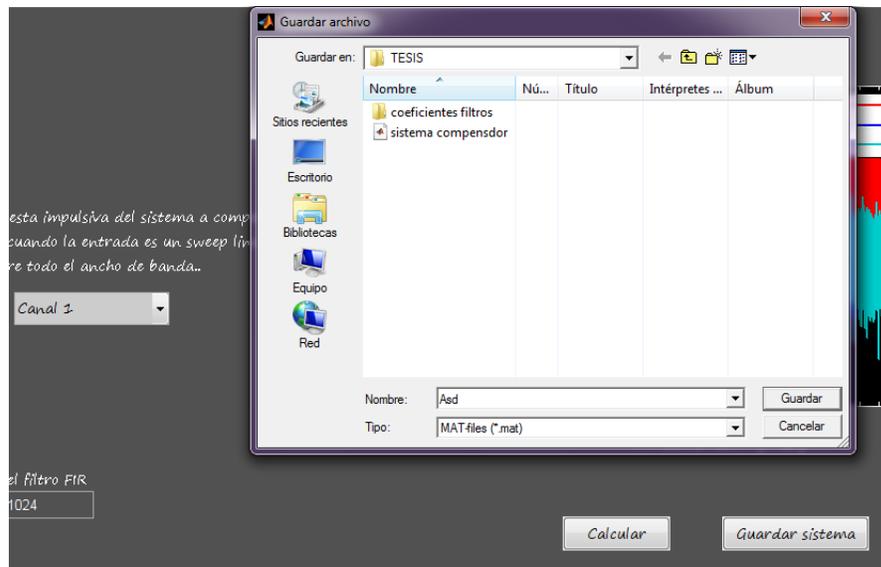
Figura 75: Compensador espectral de Sigma E



Fuente propia

Una vez que se haya calculado el sistema compensador, el siguiente paso corresponde a guardarlo, cuando se crea dicho sistema se ubica un nuevo botón en la interfaz que dice guardar sistema, una vez que se oprima, aparece una ventana donde el usuario elige el destino del archivo con extensión .m como se ilustra en la figura 76.

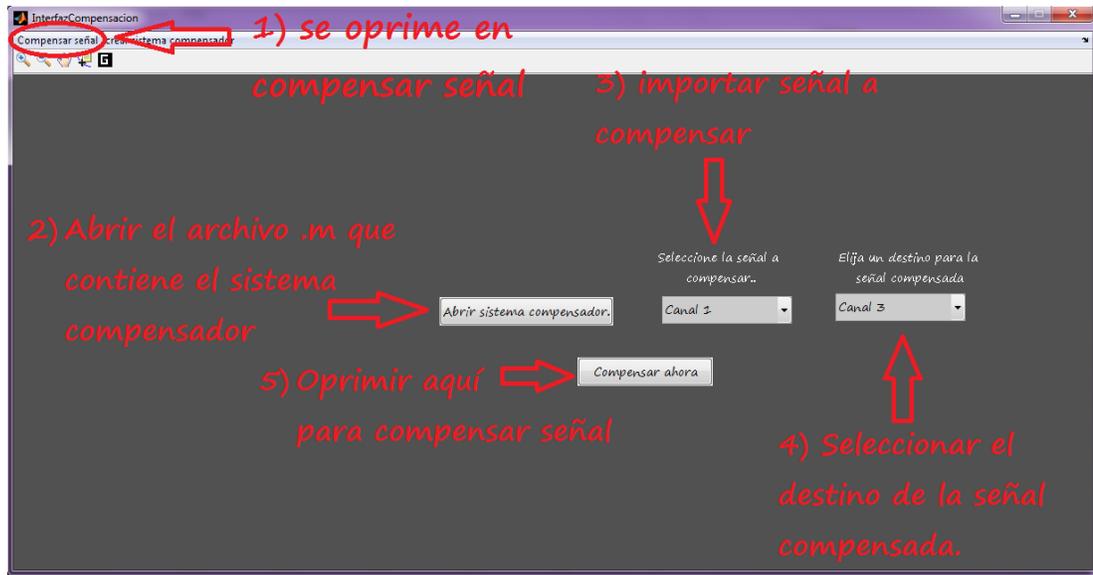
Figura 76: archivo .m asociado al sistema compensador.



Fuente propia

Para compensar una señal con un sistema compensador previamente creado, se sigue los pasos que se ilustra en la figura 77

Figura 77: Pasos para la compensación espectral de una señal usando Sigma E



Fuente propia

Nota: el destino de la señal compensada puede ser uno de los 6 canales con los que cuenta Sigma E o un archivo de audio con extensión .wav y que el usuario puede guardar en el directorio que desee.

Una vez que se compensa la señal aparecerá un gráfico que muestra el espectro de la señal compensada y sin compensar.

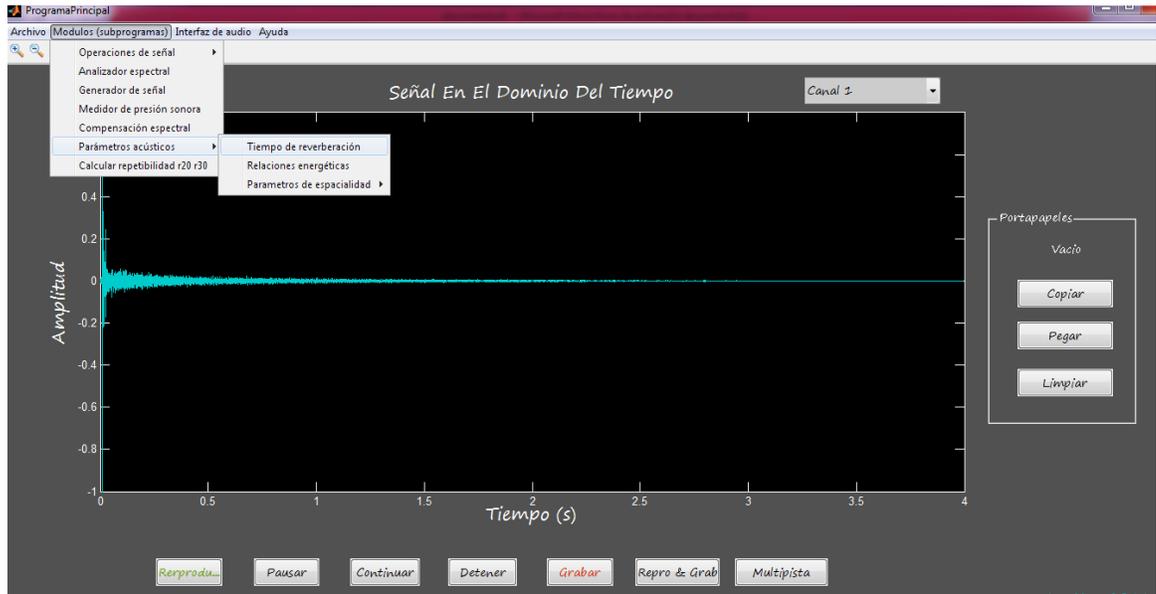
4.20.6 Módulos Subprogramas / Parámetros acústicos

Aquí el usuario puede calcular los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382 y otros que no están especificados en la ISO, la metodología de las ventanas es casi la misma.

En el siguiente ejemplo se explica cómo calcular el tiempo de reverberación:

Primero se carga una respuesta impulsiva de un recinto en algún canal, para este ejemplo se usa el canal 1, luego el usuario debe seguir la ruta que se ilustra en la figura 78 y elegir la opción tiempo de reverberación.

Figura 78: ruta para el cálculo de los parámetros acústicos en Sigma E



Fuente propia

Se desplegara una ventana en la cual el usuario podrá elegir si desea calcular la información por bandas de octava o tercio de octava como se ilustra en la figura 79.

Figura 79: visualización de los parámetros asociados RT

	31.5 HZ	63 HZ	125 HZ	250 HZ	500 HZ	1 KHZ	2 KHZ	4 KHZ	8 KHZ	LIN
EDT [s]	4.00	6.85	6.55	6.70	7.25	7.52	5.83	3.20	0.82	4.38
r EDT	-0.97	-0.97	-0.99	-0.98	-0.99	-0.99	-0.99	-0.98	-0.87	-0.94
T10 [s]	8.52	7.26	7.58	9.63	8.87	7.87	6.43	3.47	3.34	6.24
r T10	-0.98	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99
T20 [s]	7.36	6.93	7.78	8.64	8.89	7.66	6.47	3.77	3.46	7.38
r T20	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99
T30 [s]	7.54	6.96	7.38	7.96	8.02	7.09	6.38	3.98	3.60	7.27
r T30	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.98	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99
RT [s]	7.54	6.93	7.78	8.64	8.89	7.66	6.47	3.77	3.46	7.27
r RT	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99

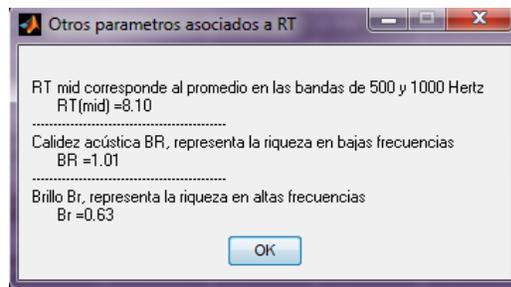
Fuente propia

La r significa coeficiente de correlación de Pearson, por ejemplo el parámetro "r EDT" significa que este es el coeficiente de correlación de Pearson del modelo de regresión

usado para hallar EDT, para más información véase la sección 2.1.79 “coeficiente de correlación de Pearson”, la casilla RT corresponde a la mejor estimación del tiempo de reverberación entre los parámetros T20 y T30, es decir el que haya tenido un coeficiente de correlación de Pearson mejor es el RT elegido.

En las pestañas que se etiquetan parámetros asociados a RT, el usuario podrá calcular parámetros como el brillo Br, la calidez BR, y el RTmid como se ilustra en la figura 80.

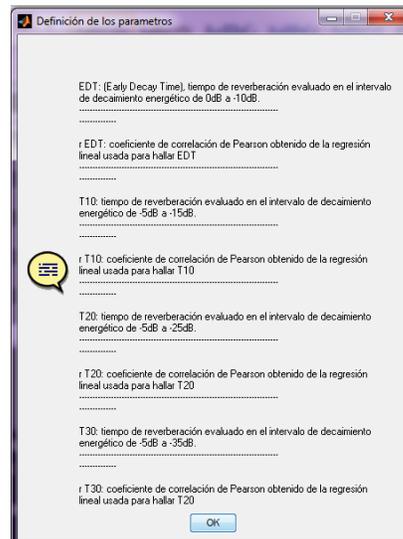
Figura 80: ventana de cálculo de RTmid, BR y Br



Fuente propia

En la casilla información, se despliega una ventana que da una brava explicación de cada uno de los parámetros que se calculan en este subprograma, el aspecto de esta ventana se ilustra en la figura 81.

Figura 81: Explicación de cada uno de los parámetros obtenidos.



Fuente propia

Una importante ventaja que tiene Sigma E sobre otros paquetes de software es que permite la exportación directa de los resultados a una tabla de Excel, para ello se debe

oprimir la pestaña que se encuentra ubicada en la parte superior izquierda la cual dice “Exportar a Excel”, por ejemplo para la ventana anterior, los archivos exportados a Excel se verán cómo se ilustra en la figura 82.

Figura 82: Exportación de datos a Excel desde Sigma E

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
1	ISO 3382	31.5 HZ	63 HZ	125 HZ	250 HZ	500 HZ	1 KHZ	2 KHZ	4 KHZ	8 KHZ	LIN
2	EDT [s]	4.00	6.85	6.55	6.70	7.25	7.52	5.83	3.20	0.82	4.38
3	r EDT	-0.97	-0.97	-0.99	-0.98	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.87	-0.94
4	T10 [s]	8.52	7.26	7.58	9.63	8.87	7.87	6.43	3.47	1.34	6.24
5	r T10	-0.98	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99
6	T20 [s]	7.16	6.91	7.78	8.64	8.89	7.66	6.47	3.77	1.46	7.18
7	r T20	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99
8	T30 [s]	7.54	6.96	7.38	7.96	8.02	7.09	6.18	3.98	1.60	7.27
9	r T30	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.98	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99
10	RT [s]	7.54	6.91	7.78	8.64	8.89	7.66	6.47	3.77	1.46	7.27
11	r RT	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99	-0.99

Fuente propia

El cálculo de relaciones energéticas es bastante similar al del tiempo de reverberación, la ventana se ilustra en la figura 83.

Figura 83: ventana para el cálculo de las relaciones energéticas en Sigma E

	31.5 HZ	63 HZ	125 HZ	250 HZ	500 HZ	1 KHZ	2 KHZ	4 KHZ	8 KHZ	LIN
D50 [%]	33.36	34.88	28.89	33.65	36.65	23.80	20.39	32.99	57.60	42.52
D50 [dB]	-9.52	-4.57	-5.39	-8.65	-7.78	-6.63	-6.90	-4.83	-2.39	-3.73
C50 [dB]	-9.00	-2.73	-3.93	-8.01	-6.99	-5.54	-5.93	-3.07	3.33	-3.30
C80 [dB]	-7.37	-3.06	-2.88	-5.49	-5.94	-4.86	-4.93	-2.20	2.75	-0.43
Ts [ms]	420.54	329.08	337.34	445.89	492.04	447.39	369.63	205.42	82.14	250.58

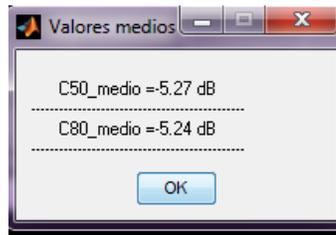
Calcular por:

Octavas 1/3 Octava

Fuente propia

Los valores medios de las relaciones energéticas como el C80mid y el C50mid, se calcula usando la pestaña que se etiqueta “calcular valores medios” la cual desplegara una ventana con la información como se ilustra en la figura 84.

Figura 84: ventana de cálculos de los parámetros C50mid y C80mid



Fuente propia

La otra pestaña corresponde a la exportación de datos a Excel, en el ejercicio anterior los datos en Excel se ilustran en la figura 85.

Figura 85: exportación de resultados de las relaciones energéticas a excel

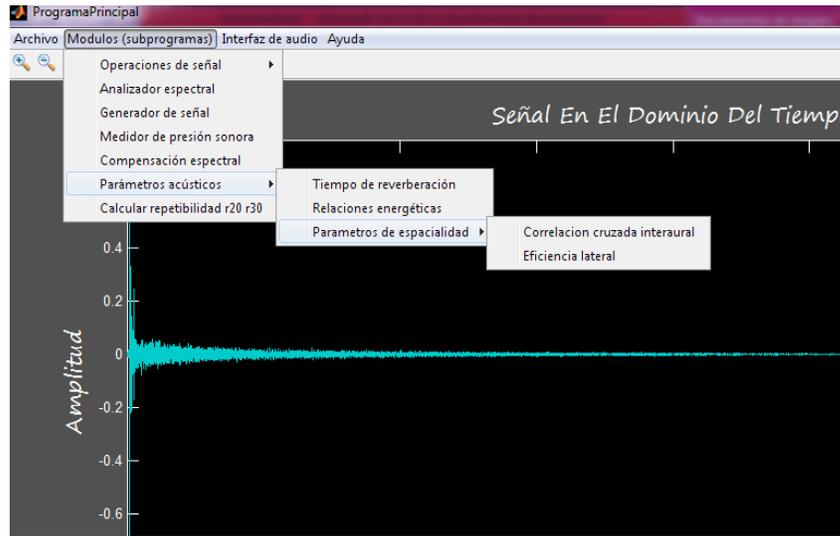
A screenshot of Microsoft Excel showing a table of acoustic parameters. The table has 6 rows and 11 columns. The columns represent different frequency bands and parameters. The data is as follows:

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
1	ISO 3382	31.5 HZ	63 HZ	125 HZ	250 HZ	500 HZ	1 KHZ	2 KHZ	4 KHZ	8 KHZ	LIN
2	D50 [%]	11.16	34.88	28.89	13.63	16.65	21.80	20.39	32.99	57.60	42.52
3	D50 [dB]	-9.52	-4.57	-5.39	-8.65	-7.78	-6.61	-6.90	-4.81	-2.39	-3.71
4	C50 [dB]	-9.00	-2.71	-3.91	-8.01	-6.99	-5.54	-5.91	-3.07	1.33	-1.30
5	C80 [dB]	-7.17	-1.06	-2.88	-5.49	-5.94	-4.86	-4.91	-2.20	2.75	-0.43
6	Ts [ms]	420.54	329.08	317.34	445.89	492.04	447.19	369.61	205.42	82.14	250.58

Fuente propia

En cuanto a los parámetros de espacialidad la ruta que se debe seguir para realizar estos cálculos se ilustra en la figura 86.

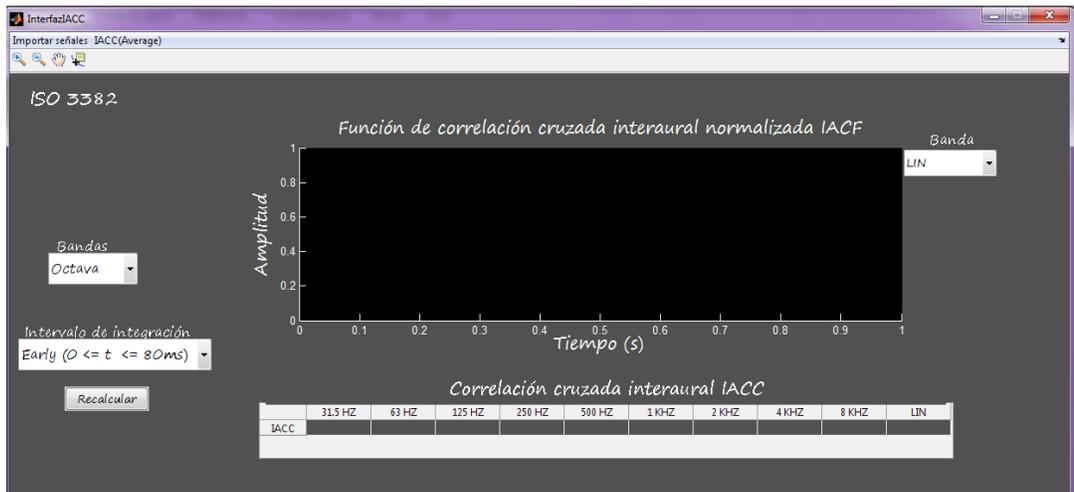
Figura 86: ruta para calcular los parámetros de espacialidad IACF, IACC y LF.



Fuente propia

Por ejemplo para el cálculo de la correlación cruzada interaural, la ventana tendrá el aspecto que se ilustra en la figura 87.

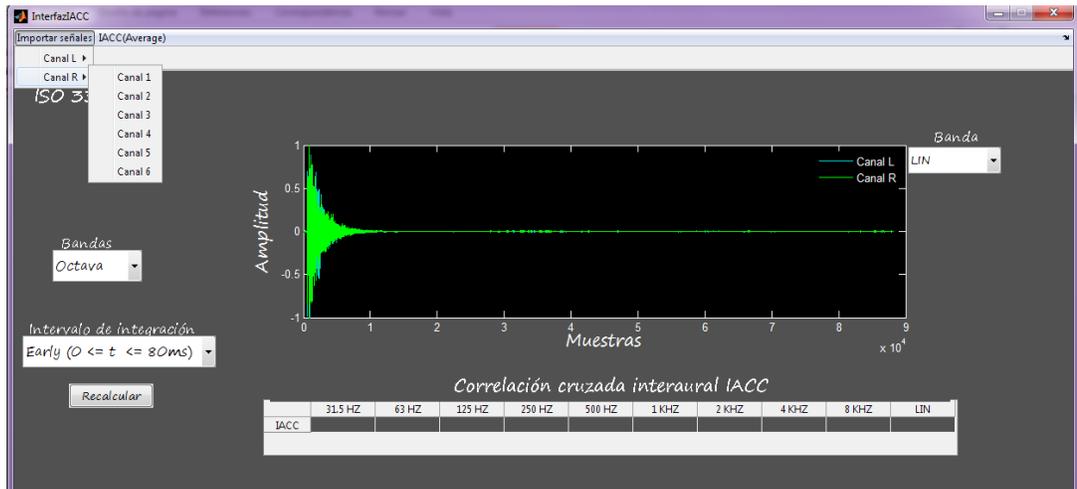
Figura 87: ventana para el cálculo de IACF e IACC



Fuente propia

En esta ventana el usuario deberá importar los archivos de audio correspondiente a L y R obtenidos con una cabeza binaural, para esto se emplea la ventana importar señales como se ilustra en la figura 88.

Figura 88: ventana para el cálculo de LF



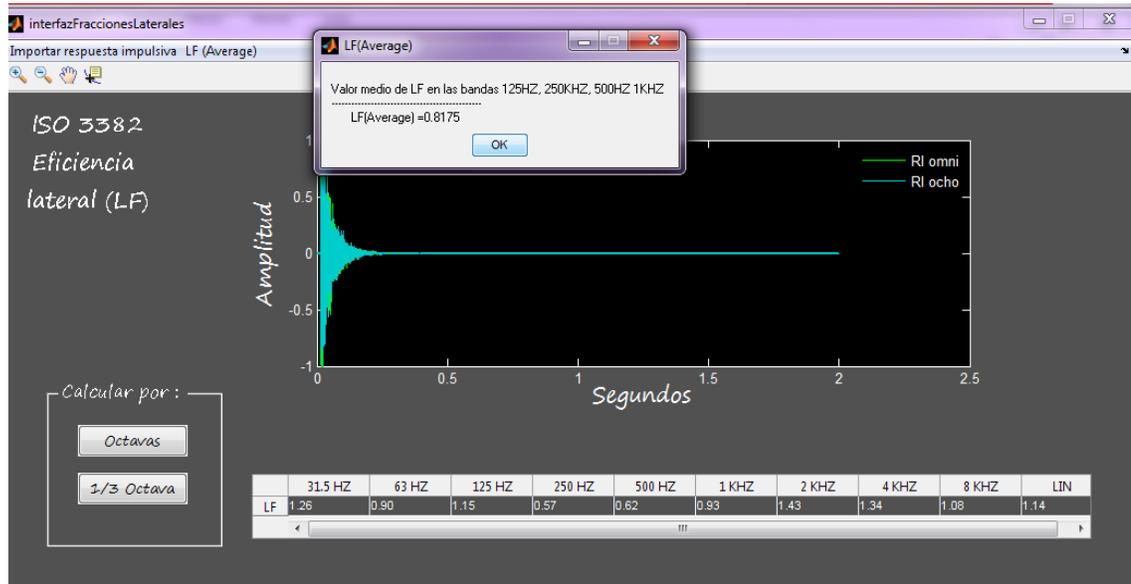
Fuente propia

Las demás opciones corresponde al tiempo de integración empleado para el cálculo de IACF e IACC, este puede ser early, late o general según lo estipulado en la norma ISO 3382 (véase la sección 2.1.94), además el usuario podrá elegir si desea una configuración en bandas de octava o tercio de octava.

Por último la pestaña que se etiqueta IACC(Average) permite al usuario calcular el parámetro IACC (Average) de forma análoga como se realiza con las ventanas de las relaciones energéticas y el tiempo de reverberación.

En cuanto al parámetro de eficiencia lateral, el usuario también tendrá que cargar un par de respuestas impulsivas en donde una es capturada con un micrófono con patrón polar en forma de ocho y la otra respuesta impulsiva contiene un patrón polar omnidireccional, la ventana para el cálculo de este parámetro se ilustra en la figura 89.

Figura 89: ventana emergente para el cálculo de LF medio

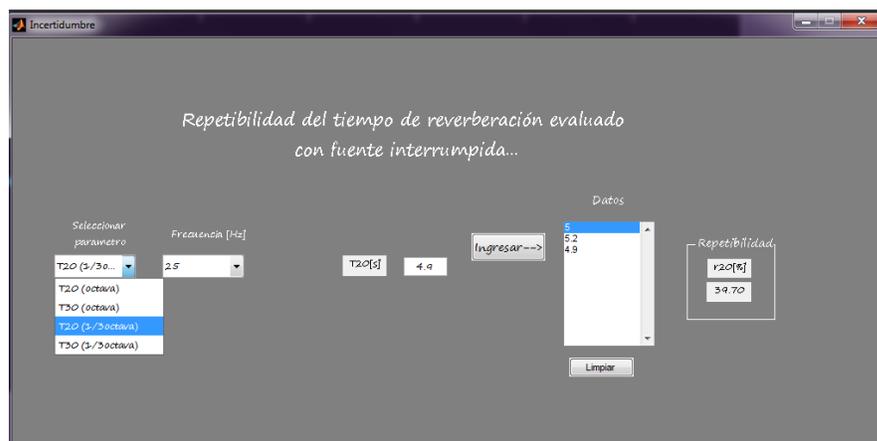


Fuente propia

En esta misma ventana es posible calcular el parámetro LF(Average).

Sigma E permite calcular la repetibilidad de un promedio de resultados del tiempo de reverberación obtenido con el método de fuente interrumpida según la norma ISO 3382 (véase la sección 2.1.86), el subprograma que permite esto se ilustra en la figura 90.

Figura 90:



Fuente propia

El usuario podrá elegir el parámetro entre T20 y T30 además de la resolución por bandas de octava o tercio de octava. Los datos se van ingresando uno a uno, los cuales se listan en un listbox, simultáneamente Sigma E va estimando la repetibilidad del promedio de las mediciones, el usuario debe tener cuidado de no confundir este parámetro repetibilidad r20 y r30 con el coeficiente de correlación de Pearson rT20 y rT30 ya que aunque se simbolizan de manera similar corresponde a cantidades diferentes.

4.21 Paquetes de programas disponibles en el mercado

dB BATI 32

Desarrollado y distribuido por la compañía francesa 01 dB-Metravib, se trata de un completo sistema para medición, análisis y procesamiento de datos en acústica de edificaciones.

En cuanto a los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382, el software permite el cálculo en bandas de octava y 1/3 de octava de los siguientes parámetros: TR, EDT, C50, C80, D50. Sin embargo no entrega medidas como el Ts, IACC, IACF, r20, r30, G, por otra parte no es posible realizar compensación espectral de los sistemas y la labor de adquisición de señales en tiempo real y generación de señales solo puede ser lograda mediante unas interfaces de audio externas llamadas SYMPHONIE o HARMONIE distribuidas igualmente por la misma compañía. El software puede ser empleado también para otro tipo de análisis como absorción acústica de recintos, medición de aislamiento acústico, medición de índices de inteligibilidad como STI y RASTI, entre otros parámetros de la acústica de edificaciones.

Plug-in Aurora 3.2

Se trata de un plug-in disponible para ser corrido en el software Adobe Audition el cual permite la medición de los parámetros acústicos de salas. En cuanto a la norma ISO 3382 es posible obtener las siguientes mediciones: C50, C80, D50, Ts, EDT, T20, T30.

Existe una versión del programa que puede ser descargada de la página de su creador el italiano Angelo Farina. Una limitación se asocia que los cálculos solo se realizan por bandas de octavas.

Easera 1.0.60

Diseñado por la compañía alemana Ahnert GmbH (SDA), se trata de un programa el cual cuenta con 4 módulos independientes: módulo de mediciones, generador de señales, analizador en tiempo real y modulo post proceso, permite la medición de los parámetros más relevantes de la acústica de salas y contiene otras funciones como por ejemplo el cálculo de espectrogramas, magnitud espectral y fase, entre otros.

5.0 PRESENTACION Y ANALISIS DE RESULTADOS

En el cd-room que acompaña este documento se anexa las respuestas impulsivas capturadas en formato .wav y los resultados obtenidos para cada medición en formato de excel, las respuestas impulsivas obtenidas con la cabeza binaural, entre otras cosas. A continuación se ilustra los resultados más generales.

5.1 Medición de parámetros acústicos en la Basílica Nuestra Señora Del Rosario (Moniquira Boyacá)

Debido a que la siguiente medición dentro del presente proyecto tiene como fin únicamente la comparación de resultados obtenidos con diferentes paquetes de software, no hace falta describir extensamente el recinto en cuanto a su arquitectura, diseño del interior y variables meteorológicas. De esta forma se da una breve descripción:

- Recinto: Basílica Nuestra Señora Del Rosario
- Ubicación: Moniquira Boyacá
- Volumen aproximado: 12000 metros cúbicos.
- Estado de ocupación: tres personas.
- Transporte y equipos de medición suministrados por DACEA SAS.

A continuación se ilustra algunas fotografías del recinto

Figura 91: Basílica Nuestra Señora Del Rosario



Fuente propia

Figura 92: detalles de corredores



Fuente propia

Figura 93: Posición de fuente



Fuente propia

Figura 94: detalle de las cúpulas de la Basílica

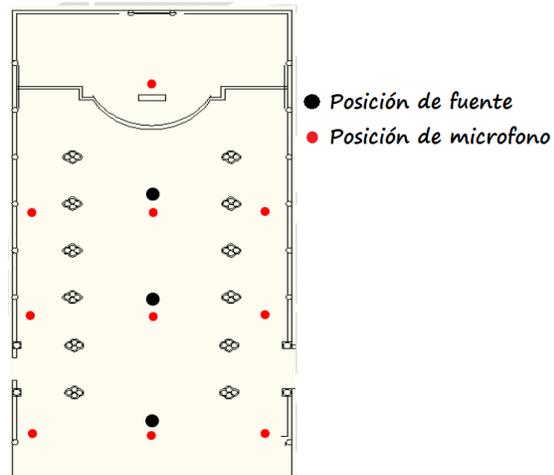


Fuente propia

El tiempo de reverberación de una sala varía en función de la posición fuente receptor por lo que se puede obtener infinitas configuraciones, basado en las secciones anteriores de estadística inferencial, es posible visualizar los diferentes tiempos de reverberación para cada situación como la población bajo estudio, entonces el procedimiento será el de realizar un muestreo de 30 muestras como se recomienda en los textos de estadística, se medirá los parámetros de la ISO con los paquetes de software explicados en la sección 4.21, luego se realizara un análisis estadístico de los resultados.

La metodología adoptada para el muestreo de respuestas impulsivas corresponde a 10 posiciones de micrófono por 3 posiciones de fuente para un total de 30 respuestas impulsivas capturadas, en la figura 95 se bosqueja las posiciones de micrófono y fuente.

Figura 95: bosquejo de la distribución de los puntos de medición y posiciones de fuente



Fuente propia

El equipo de medida consta principalmente de una interfaz de audio M-box 2 pro, dodecaedro marca DACEA, micrófono BDX RTA y Amplificador sound King. En la figura 96 se ilustra el autor del presente proyecto operando el equipo de medición.

Figura 96: Autor del presente proyecto manipulando equipos de medición



Fuente propia

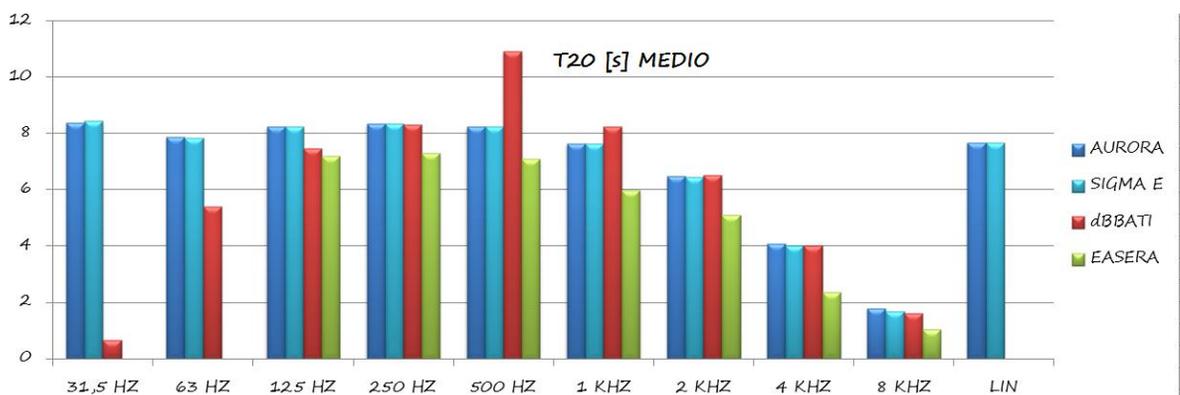
Existen varios parámetros que estiman el tiempo de reverberación dependiendo del intervalo de evaluación de la curva de caída, entre los parámetros ISO se encuentra T20, T30 y un tercero más asociado a la reverberación subjetiva que se conoce como EDT. El algoritmo para conseguir estos parámetros es el mismo para todos con una pequeña variación en los intervalos de evaluación de la curva de caída, por esta razón se procede a realizar comparaciones con un solo parámetro, el elegido para esta tarea corresponde al T20. De igual forma entre los parámetros de claridad C50 y C80, se eligió el C80, y por último entre las demás relaciones energéticas se eligió Ts y D50, de esta forma los parámetros a comparar son:

- T20
- C80
- D50
- Ts

A continuación se ilustra los resultados de la medición en términos de la tendencia central y la desviación estándar de los parámetros por bandas de octava.

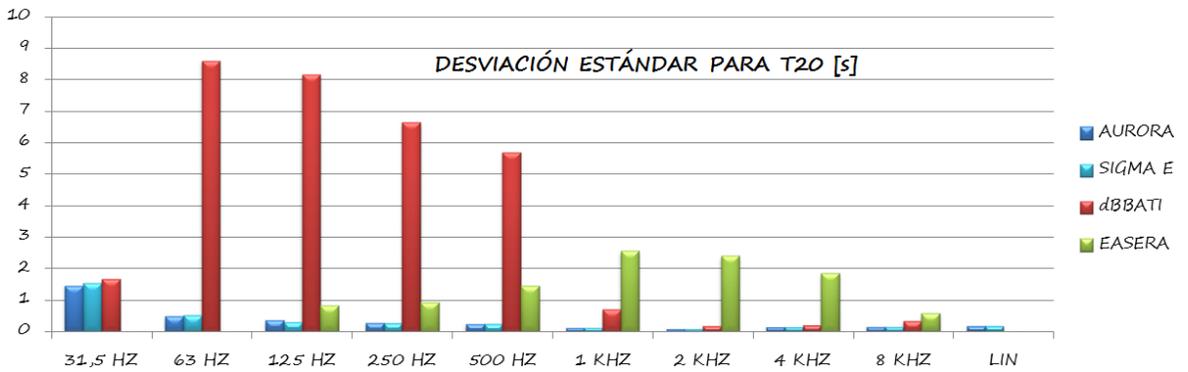
NOTA: En los siguientes gráficos se nota la ausencia de los datos de en las bandas de 31.5 HZ y 63 HZ para los resultados obtenidos con EASERA, la razón de esto se debe a que el programa no realiza cálculos sobre estas bandas, además se nota que no todos los programa calculan los parámetros para el espectro completo (LIN), en este tipo de casos la barra se retira del gráfico.

Figura 97: tendencia central del parámetro T20 obtenido con diferentes paquetes de software.



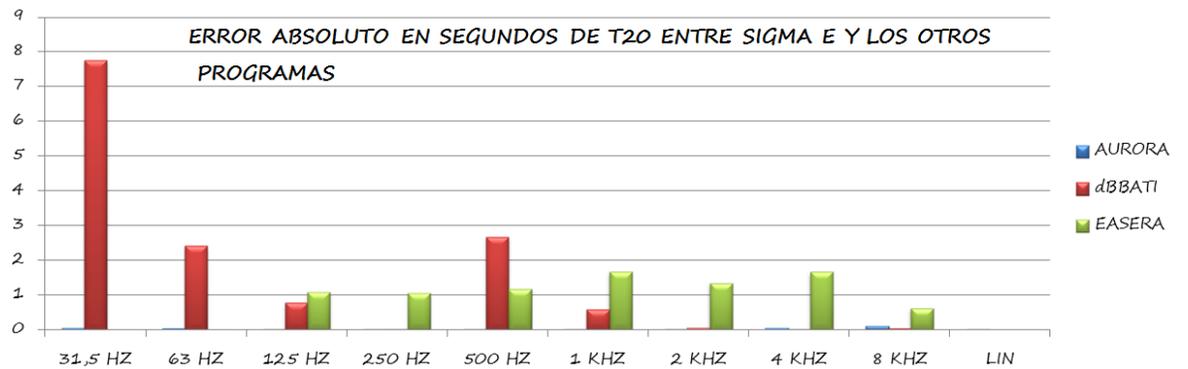
Fuente propia

Figura 98: desviación estándar del parámetro T20 obtenido con diferentes paquetes de software.



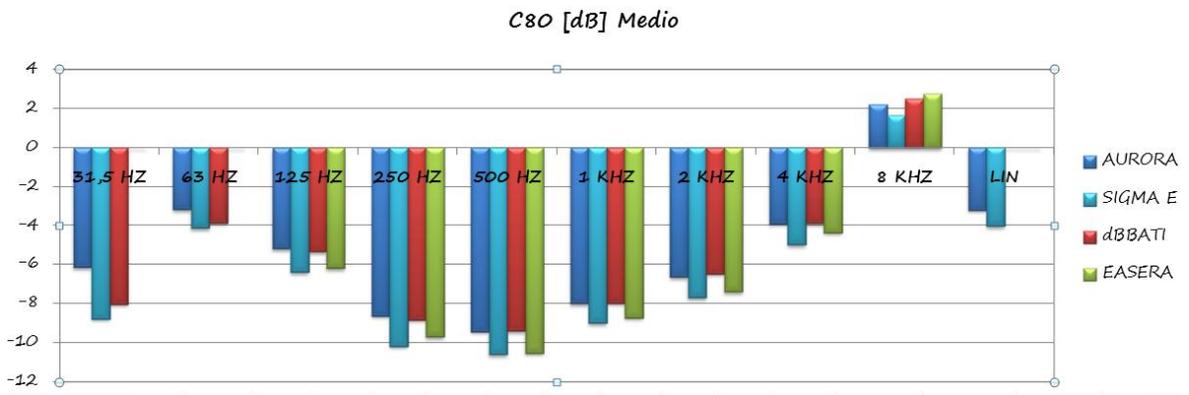
Fuente propia

Figura 99: Error absoluto del parámetro T20 entre SIGMA E y los otros paquetes de software.



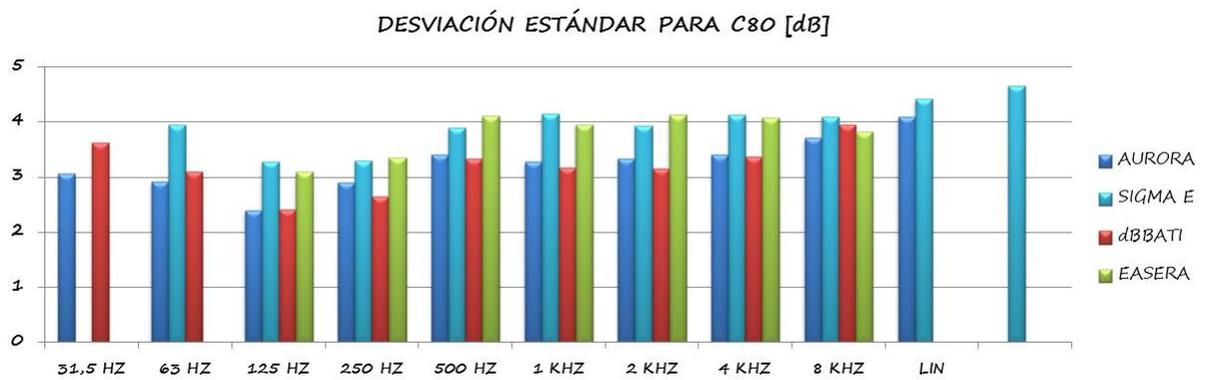
Fuente propia

Figura 100: tendencia central del parámetro C80 obtenido con diferentes paquetes de software.



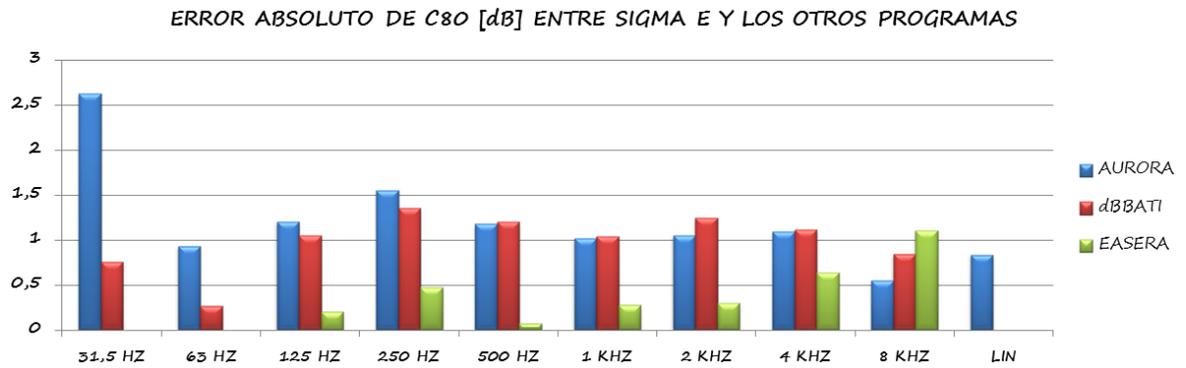
Fuente: propia

Figura 101 desviación estándar del parámetro C80 obtenido con diferentes paquetes de software.



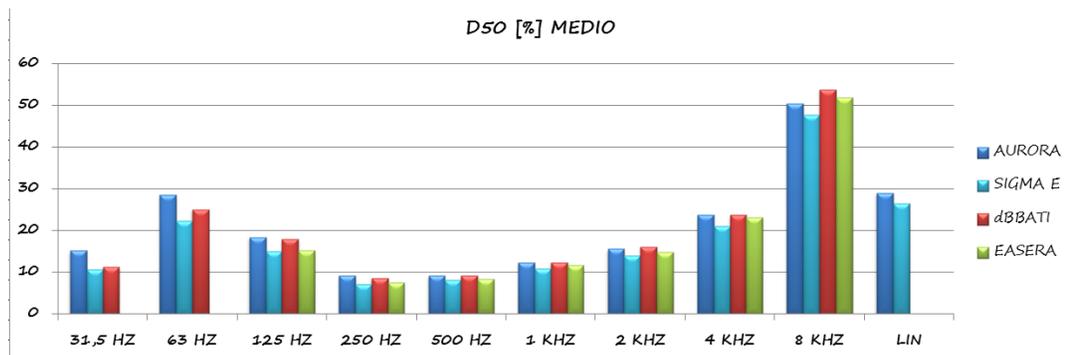
Fuente propia

Figura 102: Error absoluto del parámetro C80 entre SIGMA E y los otros paquetes de software.



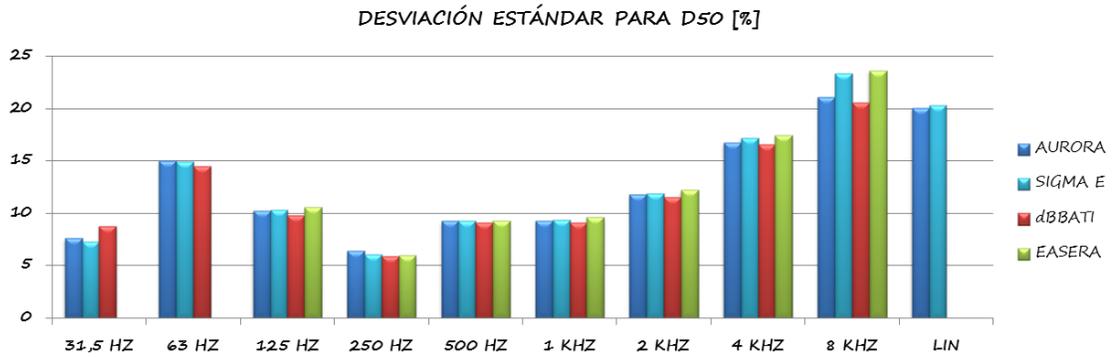
Fuente propia

Figura 103: tendencia central del parámetro D50 obtenido con diferentes paquetes de software.



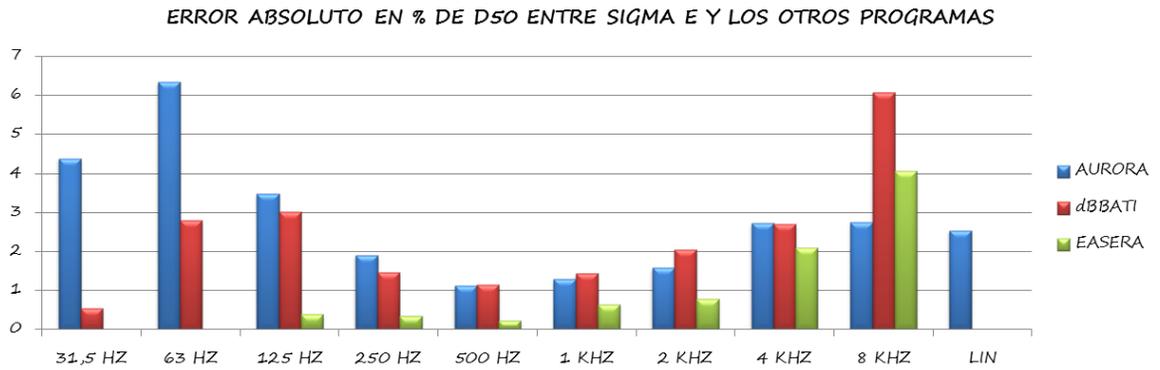
Fuente propia

Figura 104: desviación estándar del parámetro D50 obtenido con diferentes paquetes de software.



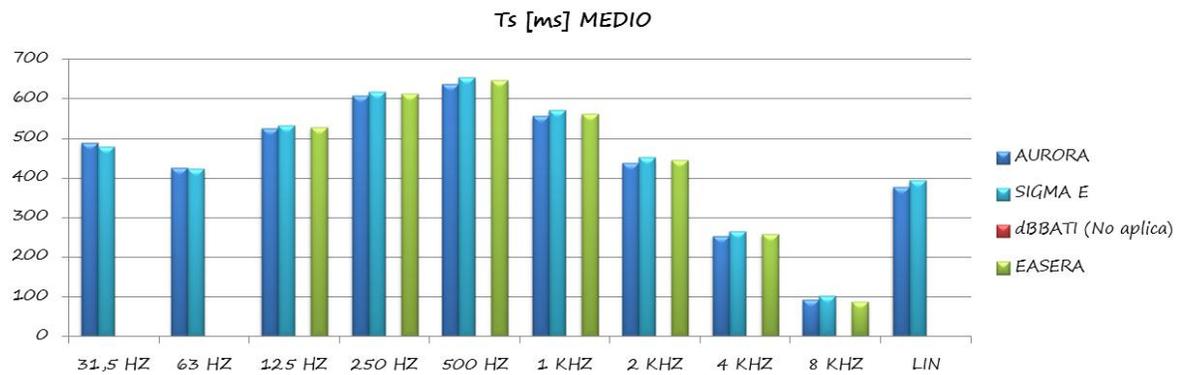
Fuente propia

Figura 105: Error absoluto del parámetro D50 entre SIGMA E y los otros paquetes de software.



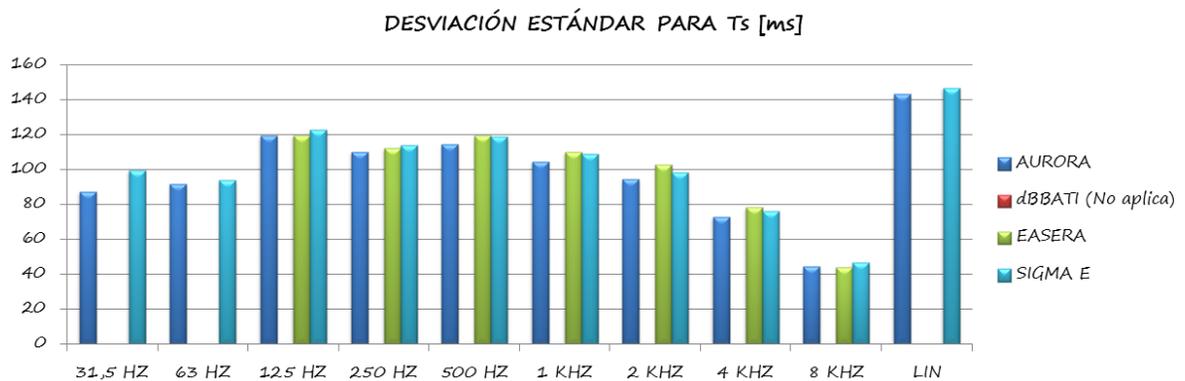
Fuente propia

Figura 106: tendencia central del parámetro Ts obtenido con diferentes paquetes de software.



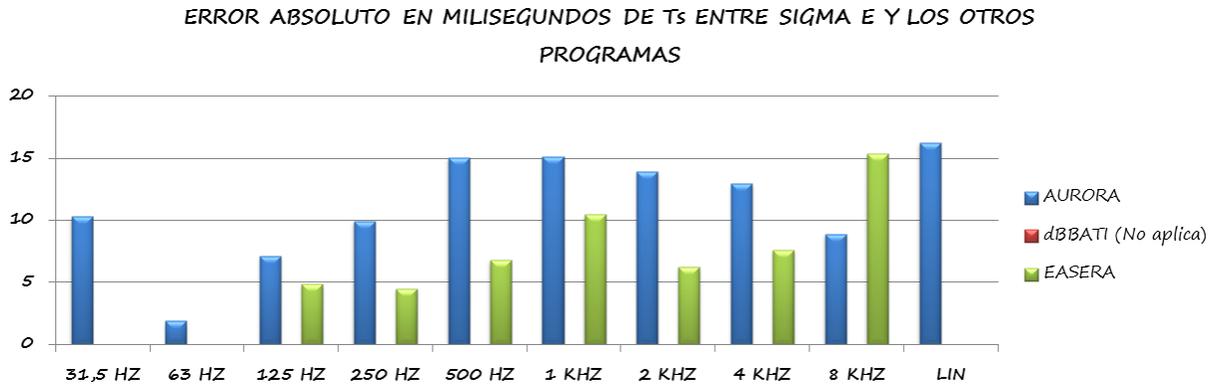
Fuente propia

Figura 107: desviación estándar del parámetro Ts obtenido con diferentes paquetes de software.



Fuente propia

Figura 108: Error absoluto del parámetro T_s entre SIGMA E y los otros paquetes de software.



Fuente propia

De los gráficos anteriores se nota que en el parámetro T_{20} , los programas Aurora, y Sigma E obtuvieron resultados bastante similares en cuanto a su tendencia central como a su desviación estándar mientras que los resultados obtenidos con dBATI presentan mayor dispersión (desviación estándar) en bajas frecuencias, EASERA muestra mayor dispersión que los demás en altas frecuencias como lo ilustra las tablas de la desviación estándar.

La razón de estas diferencias puede deberse principalmente a que los filtros empleados difieren de un programa a otro sin embargo no hay mucho que el autor pueda explicar al respecto debido a que los algoritmos empleados por estos paquete de software no son de naturaleza pública.

En cuanto al parámetro C_{80} , Sigma E se asemeja más a dBATI mientras que Easera y Aurora son más parecidos entre ellos, en esta ocasión a diferencia del parámetro anterior T_{20} , Aurora contiene la mayor discrepancia con Sigma E.

En cuanto al parámetro D_{50} Easera se parece más a Sigma E para todo el espectro en común, Aurora se va asemejando más a Sigma E a medida que se incrementa la frecuencia mientras que dBATI se parece más a Sigma E a medida que se disminuye la frecuencia, en cuanto la desviación estándar, esta es bastante similar para todos los paquetes de software.

En cuanto al parámetro T_s , la desviación estándar es bastante similar para todos los programas a excepción de dBATI ya que este programa no calcula el tiempo central, en síntesis Easera se asemeja más a Sigma E en cuanto a la tendencia central sin embargo la diferencia con Aurora llega como mucho a los 15 milisegundos lo cual es una diferencia casi insignificante.

NOTA: En el cd que acompaña este documento se encuentran las tablas de resultados de las treinta mediciones para cada uno de los parámetros ISO respectivamente así como el cálculo de la desviación estándar la tendencia central de las muestras y el error absoluto entre otros.

5.2 Medición IACC en estudio de grabación básico de la universidad de San Buenaventura sede Bogotá

La norma ISO 3382 establece principalmente dos parámetros de espacialidad, la correlación cruzada interaural IACC y la eficiencia latera LF, este último parámetro no es más que una relación energética de dos respuestas impulsivas por lo que el algoritmo para la medición de este parámetro es casi idéntico al de las relaciones como C80 o D50. La metodología para calcular IACC es completamente diferente a la de los demás parámetros y su algoritmo es mucho más complejo que el de las fracciones laterales o eficiencia lateral LF, su medición requiere de una cabeza binaural normalizada y de dos canales de captura de audio. Entonces el parámetro a comparar en este ciclo de mediciones corresponde a la correlación cruzada interaural IACC, como se ve en la sección en la que se habla de este parámetro, el IACC puede ser calculado según tres diferentes configuraciones que son Early, Late y la General, no hace falta calcularlas todas, por lo que se eligió la configuración Early.

Los equipos empleados en esta medición fueron:

- Dodecaedro y amplificador marca 01dB-Metravib.
- Cabeza binaural marca 01dB-Metravib.
- Computadora portátil marca acer,
- Interfaz de audio fast track ultra 8R
- Cables y conectores

Para una mejor descripción de los equipos empleados véase la sección 3.3 técnicas de recolección de información.

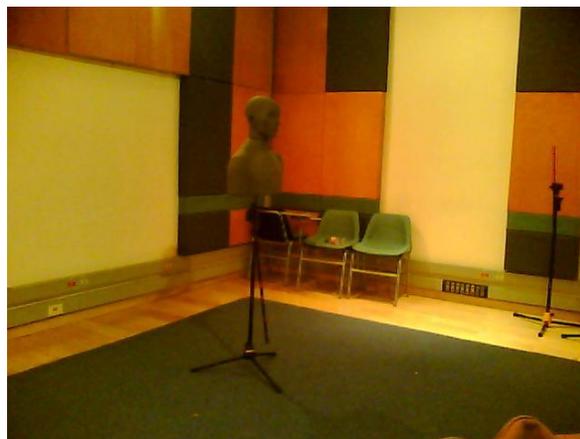
En las figuras 109, 110, 111 y 112 se observan algunas fotografías del recinto y de la cabeza binaural empleados para esta práctica.

Figura 109: cabeza biaural marca 01dB-Metravib



Fuente propia

Figura 110: cabeza ubicada en estudio de grabación básico



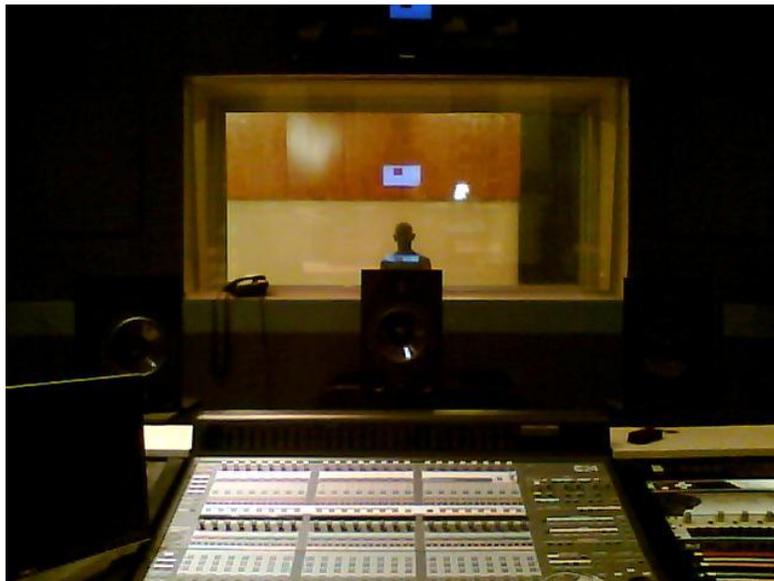
Fuente propia

Figura 111: cabeza binaural



Fuente propia

Figura 112: sala de control del estudio

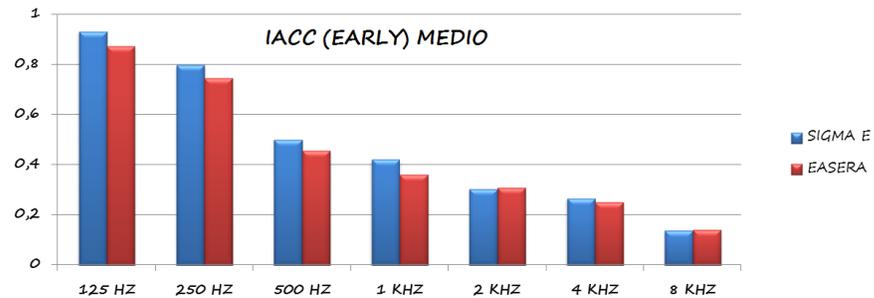


Fuente propia

Se estableció una sola posición de fuente y cabeza binaural y se capturo treinta respuestas impulsivas según lo recomendado por los textos de estadística inferencial. En los anexos se encuentran las tablas con los resultados obtenidos con los programas para cada una de las treinta mediciones.

Las versiones de los programas empleados Aurora y dBATI no calculan el parámetro IACC por lo que las comparaciones se realizaron únicamente entre Easera y Sigma E, a continuación se ilustra los resultados:

Figura 113: tendencia central de IACC (Early) obtenido mediante Easera y Sigma E



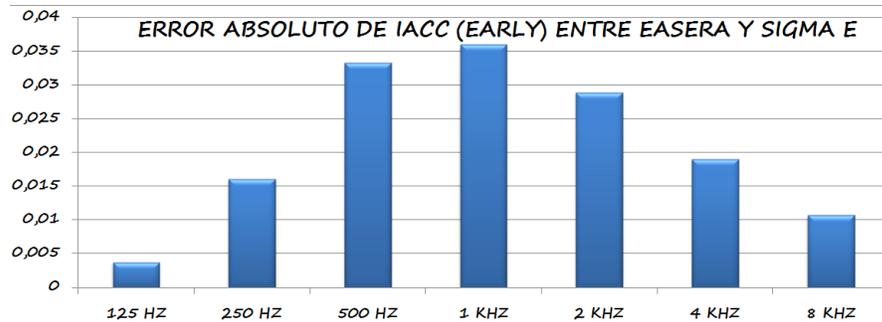
Fuente propia

Figura 114: desviación estándar de IACC (Early) obtenido mediante Easera y Sigma E



Fuente propia

Figura 115: Error absoluto de IACC (Early) entre Easera y Sigma E



Fuente propia

De los resultados anteriores se puede notar que ambos software tienen resultados bastante similares en cuanto a su tendencia central con un error absoluto que varía desde los 0.003 hasta los 0.03 unidades adimensionales. Sin embargo, debido a que el cálculo de IACC se realizó para una única posición de fuente receptor, entre menor sea la desviación estándar, mejor será el instrumento de medida, en este caso Sigma E por tener una desviación estándar mucho menor que la de Easera, se puede concluir que Sigma E representa un software más preciso para la medición de este parámetro de lo que lo representa Easera.

5.3 Comparación de parámetros acústicos obtenidos empleando compensación espectral y sin compensación.

En esta sección se ilustra los resultados de medición de parámetros acústicos obtenidos en el ejemplo que se encuentra en la sección 4.18 “compensación espectral de una tarjeta de sonido convencional” en donde se compensó una respuesta impulsiva obtenida de la basílica nuestra señora del rosario y que se distorsionó al pasarse por una tarjeta de sonido convencional. La comparación se realiza analizando el error absoluto de los parámetros sin distorsionar, distorsionando y compensando la respuesta impulsiva, los resultados fueron los siguientes:

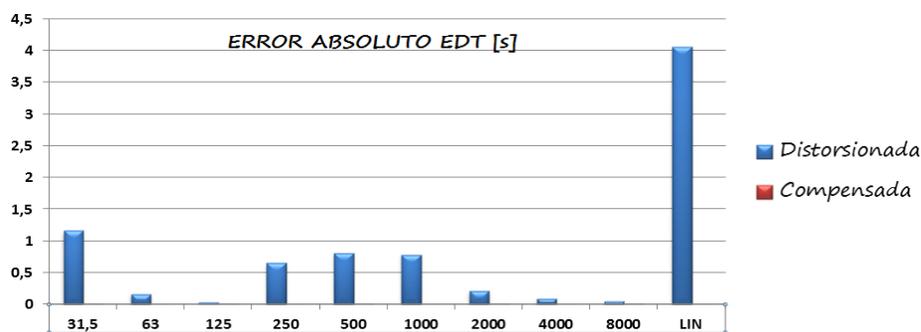
Tabla 7. Parámetro EDT medido con y sin compensación espectral

EDT [s]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
original	4	6,9	6,6	6,7	7,3	7,52	5,83	3,2	0,82	4,4

distorsionada	2,84	7	6,6	6,1	6,4	6,74	5,62	3,11	0,87	0,3
compensada	4,01	6,9	6,6	6,7	7,2	7,52	5,82	3,2	0,81	4,4
Error absoluto EDT [s]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
distorsionada	1,16	0,2	0	0,7	0,8	0,78	0,21	0,09	0,05	4,1
compensada	0,01	0	0	0	0	0	0,01	0	0,01	0

Fuente propia

Figura 116: error absoluto del parámetro EDT medido con compensación espectral y sin compensación



Fuente: propia

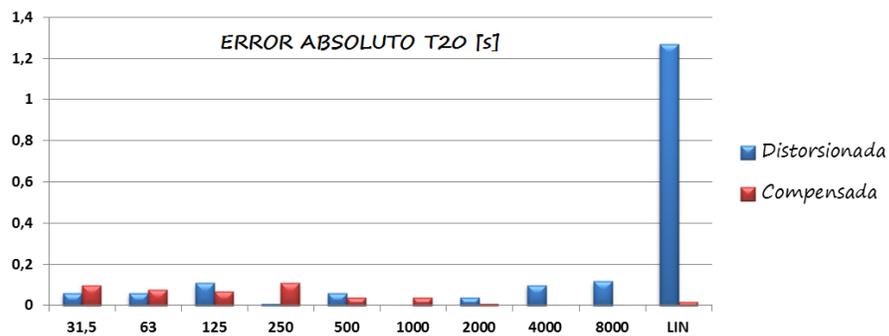
Tabla 8. Parámetro T20 medido con y sin compensación espectral

T20 [s]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
original	7,16	6,9	7,8	8,6	8,9	7,66	6,47	3,77	1,46	7,18
distorsionada	7,1	7	7,7	8,7	8,8	7,66	6,43	3,67	1,34	5,91
compensada	7,06	6,8	7,7	8,5	8,9	7,62	6,46	3,77	1,46	7,16
Error absoluto T20 [s]										

frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
distorsionada	0,06	0,1	0,1	0	0,1	0	0,04	0,1	0,12	1,27
compensada	0,1	0,1	0,1	0,1	0	0,04	0,01	0	0	0,02

Fuente propia

Figura 117: error absoluto del parámetro T20 medido con compensación espectral y sin compensación.



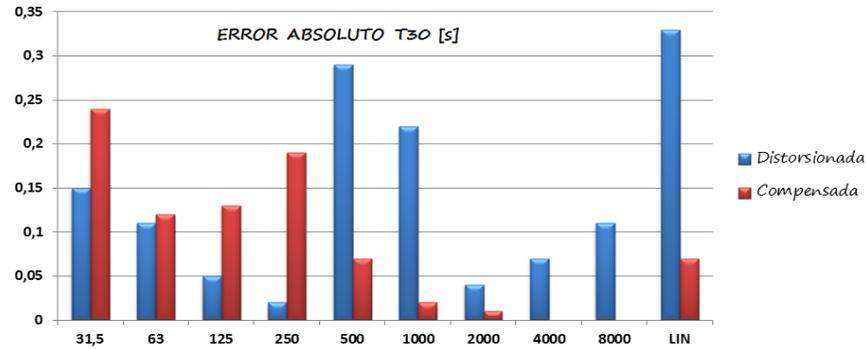
Fuente propia

Tabla 9. Parámetro T30 medido con y sin compensación espectral

T30 [s]											
Banda de frecuencia	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN	
original	7,54	7	7,4	8	8	7,09	6,18	3,98	1,6	7,3	
distorsionada	7,39	6,9	7,3	8	8,3	7,31	6,22	3,91	1,49	6,9	
compensada	7,3	6,8	7,3	7,8	8	7,07	6,17	3,98	1,6	7,2	
Error absoluto T30 [s]											
Banda de frecuencia	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN	
distorsionada	0,15	0,1	0	0	0,3	0,22	0,04	0,07	0,11	0,3	
compensada	0,24	0,1	0,1	0,2	0,1	0,02	0,01	0	0	0,1	

Fuente: propia

Figura 118: error absoluto del parámetro T30 medido con compensación espectral y sin compensación



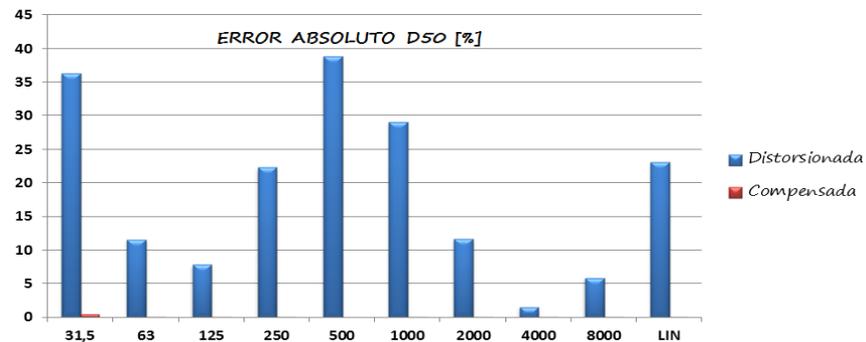
Fuente propia

Tabla 10. Parámetro D50 medido con y sin compensación espectral

D50 [%]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
original	23,5	52,8	17	9,35	27,5	30,5	30,6	53,4	81,3	65,5
distorsionada	59,9	41,1	24,9	31,7	66,4	59,6	42,3	51,8	75,4	88,6
compensada	23	52,6	17	9,26	27,5	30,5	30,6	53,4	81,3	65,5
Error absoluto D50 [%]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
distorsionada	36,4	11,6	7,84	22,4	38,9	29,1	11,7	1,58	5,89	23,1
compensada	0,48	0,15	0,02	0,09	0	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01

Fuente propia

Figura 119: error absoluto del parámetro D50 medido con compensación espectral y sin compensación



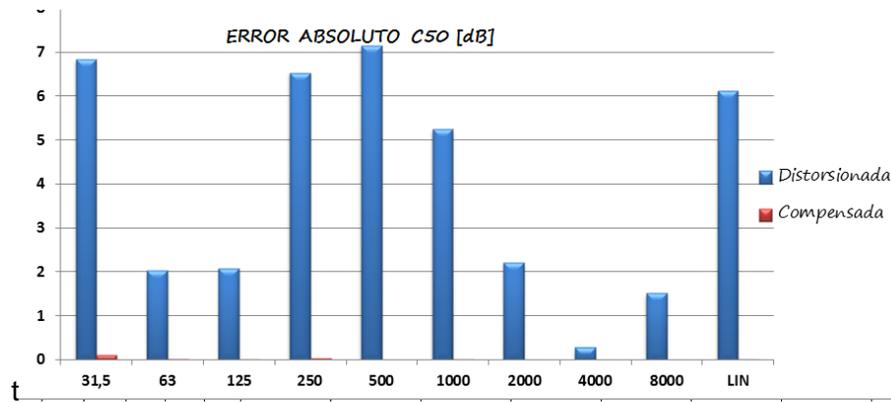
Fuente propia

Tabla 11. Parámetro C50 medido con y sin compensación espectral

C50 [dB]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
original	-5,1	0,48	-6,9	-9,9	-4,2	-3,6	-3,6	0,59	6,37	2,8
distorsionada	1,73	-1,6	-4,8	-3,3	3	1,68	-1,4	0,31	4,86	8,9
compensada	-5,2	0,45	-6,9	-9,9	-4,2	-3,6	-3,6	0,59	6,37	2,8
Error absoluto C50 [dB]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
distorsionada	6,85	2,03	2,08	6,53	7,2	5,25	2,21	0,28	1,51	6,1
compensada	0,12	0,03	0,01	0,04	0	0,01	0	0	0	0

Fuente propia

Figura 120: error absoluto del parámetro C50 medido con compensación espectral y sin compensación



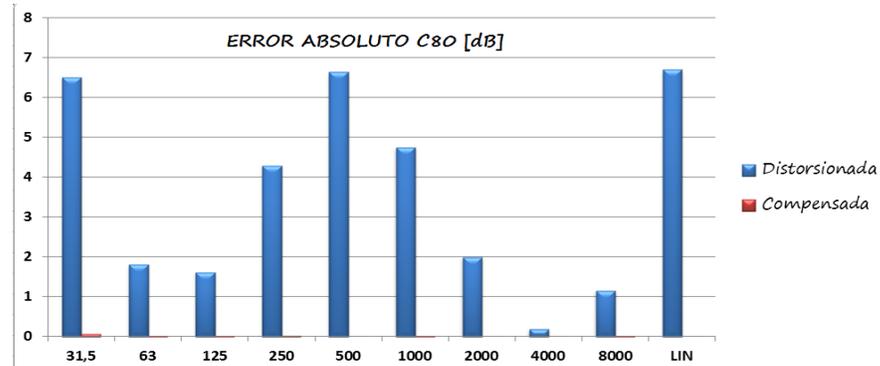
Fuente propia

Tabla 12. Parámetro C80 medido con y sin compensación espectral

C80 [dB]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
original	-4,5	1,9	-5	-6,2	-3,3	-2,5	-2,7	1,68	8,03	3,61
distorsionada	2,01	0,1	-3,4	-1,9	3,3	2,27	-0,7	1,48	6,87	10,3
compensada	-4,6	1,9	-5	-6,2	-3,3	-2,5	-2,7	1,68	8,02	3,61
Error absoluto C80 [dB]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
distorsionada	6,51	1,8	1,62	4,29	6,6	4,75	2	0,2	1,16	6,7
compensada	0,08	0	0,02	0,04	0	0,01	0	0	0,01	0

Fuente propia

Figura 121: error absoluto del parámetro C80 medido con compensación espectral y sin compensación



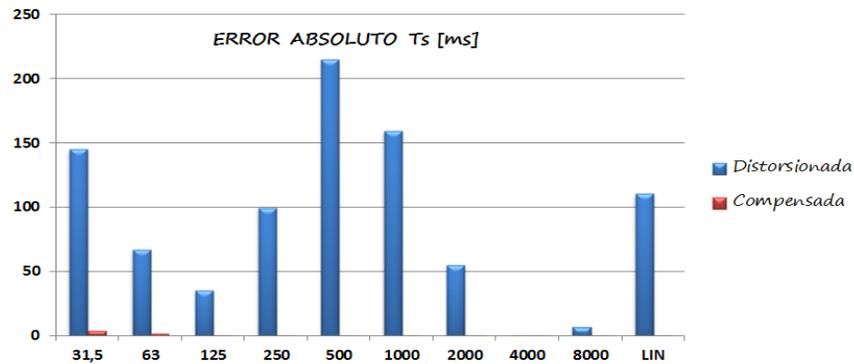
Fuente propia

Tabla 13. Parámetro Ts medido con y sin compensación espectral

Ts [ms]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
original	321,5	275,2	414,1	410,9	412,7	392,9	328,3	146,5	39,4	156,9
distorsionada	176,1	342,5	378,6	311,4	197,5	233,2	273,1	146,9	46,1	46,46
compensada	325,2	277	414,2	410,4	412,3	392,9	328,2	146,6	39,4	156,9
Error absoluto Ts [ms]										
frecuencia [Hz]	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	LIN
Distorsionada	145,4	67,27	35,5	99,43	215,2	159,7	55,21	0,36	6,73	110,4
Compensada	3,75	1,77	0,15	0,48	0,39	0,02	0,02	0,06	0,07	0,06

Fuente: propia

Figura 122: error absoluto del parámetro Ts medido con compensación espectral y sin compensación



Fuente propia

De los resultados anteriores se puede inferir que la compensación espectral por filtrado FIR permite obtener mediciones más precisas de los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382, el único parámetro donde al parecer la compensación espectral no es muy fiable es en el parámetro T30 para las frecuencias de 31.5 125 y 250 hz, lo cual se debe a la respuesta en fase, es decir aunque el compensador FIR ecualiza la ganancia del sistema, se requeriría construir alternamente un ecualizador de fase para corregir el retardo de grupo aleatorio de manera automática, esta idea se deja planteada para el desarrollo de investigaciones futuras.

6.0 CONCLUSIONES

-Los algoritmos desarrollados para la obtención de los parámetros acústicos especificados en la norma ISO 3382 son bastante precisos ya que se asemejan en su mayoría a los programas de software más poderosos del mercado como Easera Aurora y dBBATI.

- La compensación espectral solo puede ser lograda de manera aproximada debido a que no todo sistema se puede invertir de manera unívoca cambiando los polos por los ceros ya que para ello se debe cumplir con la propiedad uno a uno, es decir, que entradas diferentes del sistema producen salidas diferentes, además la estabilidad no siempre se asegura con los sistemas unívocamente inversos.

- La compensación espectral empleando la técnica del filtro FIR por muestreo en frecuencia que fue planteada por el autor del presente proyecto de grado, aunque es una técnica aproximada contiene una precisión de 0.5Hz a 1Hz convirtiéndola en un sistema de altísima precisión que se caracteriza por que asegura en todos los caso la estabilidad y causalidad, condiciones deseables para el procesamiento en entornos computacionales.

- Los algoritmos de generación de señales sweep, ruido rosa y ruido blanco propuestos son bastante efectivos lo cual queda sustentado en los análisis estadísticos realizados al respecto y son suficientemente estables como para que puedan ser llevados a otros entornos de programación libre como Java , C++, Python, Octave entre otros.

- La interfaz de usuario de Sigma E es bastante intuitiva y fácil de manejar, además cuenta con todas las herramientas suficientes convirtiéndola en una interfaz de calidad comparable con los demás paquetes de software disponibles en el mercado tales como Dirac de la compañía Danesa Bruel and kjaer, dBBATI de la compañía francesa 01dB-Metravib o Easera de la compañía Alemana SDA.

- Las pequeñas discrepancias entre los resultados obtenidos en el cálculo de los parámetros acústicos con diferentes paquetes de software, puede deberse principalmente a que los filtros empleados difieren de un programa a otro sin embargo no hay mucho que el autor pueda explicar al respecto ya que los algoritmos empleados por estos programas no son de naturaleza pública.

- Debido a la metodología empleada para la evaluación del parámetro IACC, en este caso la desviación estándar de la muestra de treinta mediciones en una única configuración de fuente receptor, indica que el software Sigma E contiene un algoritmo mucho más confiable y preciso que el del programa Easera de la compañía Alemana SDA, ya que la dispersión de los datos es menor con Sigma E que con Easera, sin embargo la tendencia central de la muestra para ambos programas fue casi la misma.

-La compensación espectral por filtrado FIR funciona más efectivamente para los parámetros acústicos que corresponden a relaciones energéticas como G, C50, C80,

D50, LF, Ts, C50mid, C80mid, LFmid, Gmid además de EDT, mientras que los parámetros T20 y T30, los resultados se mejoran sí se implementa una corrección de fase a parte de la compensación de magnitud espectral que proporciona el compensador FIR.

- La compensación espectral puede servir de herramienta útil para asegurar la relación señal ruido por bandas de frecuencia exigida por la norma ISO 3382.

- La etapa de filtrado de señal empleando configuraciones de filtros FIR representa un coste computacional mayor que si se realizase con sistemas IIR, sin embargo esta desventaja queda compensada y superada por la importante propiedad de estabilidad, fase lineal y cero de los sistemas FIR, lo cual es importante porque una distorsión en la fase significa implícitamente una distorsión en la curva de caída alterando los resultados de T20, T30 y EDT, además al distorsionarse la fase se distorsiona el retardo de grupo cambiando los resultados de las relaciones energéticas y los parámetros de espacialidad de la norma ISO 3382.

- Los análisis espectrales de la energía en bandas de octava y fracción de octava para una señal son más precisos cuando se emplea la técnica del análisis FFT utilizando la relación de Parseval para señales y sistemas discretos que cuando se emplea mediante el uso de filtros selectivos en frecuencia, además el coste computacional se disminuye debido las ventajas de los algoritmos de la FFT.

7.0 RECOMENDACIONES

- Como trabajos futuros, el autor recomienda anexar al sistema de medición de parámetros acústicos en recintos y compensación espectral, la posibilidad de realizar cálculos de índices de inteligibilidad de la palabra tales como el STI, el RASTI, el %AICons, etc.
- Como trabajos futuros, el autor del presente proyecto de grado recomienda complementar los sistemas de medición de parámetros acústicos en recintos y compensación espectral, con un sistema inteligente de detección y estabilización automática de distorsión no lineal mediante el análisis del THD (Total Harmonic Distortion) o técnicas alternas, ya que dicha tarea siempre fue realizada manualmente.
- Como investigaciones futuras, se recomienda diseñar un sistema de ecualización de fase automática de alta precisión para complementar el compensador FIR.
- Se recomienda como trabajos futuros, llevar los algoritmos planteados en el presente proyecto de grado a entornos de programación libre como Java que por tener la potencialidad de la programación orientada a objetos, es decir: la encapsulación, el polimorfismo y la herencia, se presta para el desarrollo de un macro proyecto que puede ser realizado entre varios ingenieros asignando tareas independientes a cada uno, además la característica multiplataforma del lenguaje java, permite que el programa pueda ser implementado sin importar cuál sea sistema operativo del usuario.
- El coeficiente de correlación de Pearson es un parámetro sumamente importante que sirve para medir que tan buena es la estimación que se está consiguiendo del tiempo de reverberación obtenido mediante el modelo de regresión planteado por la norma ISO 3382. Aunque esta normativa no tiene en cuenta este parámetro, los paquetes de software como el Aurora, el Dirac y por supuesto el Sigma E, lo usan para proporcionar información acerca de cuál es la mejor estimación de RT, lo cual queda completamente recomendado por el autor del presente proyecto.
- Se recomienda que la obtención de la respuesta impulsiva de un recinto se realice aprovechando la propiedad de convolución de la transformada de Fourier empleando los algoritmos de la FFT y la IFFT para reducir la carga computacional ya que la realización de esta tarea mediante la suma de convolución directamente en el dominio del tiempo representa un coste computacional lo suficientemente alto como para que dicho método no sea factible.
- la obtención de la función de transferencia y de la respuesta impulsiva de un recinto se realiza más eficientemente mediante el empleo de señales sweep que otras técnicas como la MLS o fuentes impulsivas, esto se debe principalmente a la relación señal ruido y a las características espectrales de estas señales. Por tanto se recomienda el uso de señales sweep para la obtención del sistema de compensación espectral. Aunque el

autor del presente proyecto comprobó esto por sí mismo, la base teórica que lo respalda se encuentra en las publicaciones de los autores de la AES Swen Müller Y Paulo Massarini.

BIBLIOGRAFIA

- RANDALL F, Barron. Industrial noise control and acoustics.
- CARRION, Antoni. Diseño acústico de espacios arquitectónicos.
- HARRIS, Cyril M. Manual de medidas acústicas y control de ruido tercera edición.
- DIRAC, documentación
- FARINA Angelo, Sitio web <http://www.acoustics.net/content.asp?id=47>
- KUTTRUFF Heinrich, Room acoustics fifth edition.
- MATLAB. Documentación de toolbox de procesamiento de señal.
- MELLUS MORENO, Jose Luis; CRUSELLES FORNER, Ernesto J. secuencias pseudoaleatorias para telecomunicaciones.
- ALAN V, Oppenheim; ANLAN S, Willsky. Señales y sistemas segunda edición
- PROAKIS, John G y MANOLAKIS Dimitris G. Tratamiento digital de señales cuarta edición
- MÜLLER, Swen; MASSARANI, Paulo, Transfer function measurement with sweeps. 2001
- WALPOLE, Ronald E, Probabilidad y estadística para ingenieros sexta edición.

