



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY**

**Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey
Campus Ciudad de México**

División de Ingeniería y Arquitectura
Departamento de Ingeniería Eléctronica y Mecánica

Proyectos de Ingeniería

**Análisis y Evaluación de un Sistema Híbrido de Cancelación Activa
de Ruido Acústico con Retroalimentación Acústica y Estimación de
Trayectoria Secundaria en Línea, con un Algoritmo Adaptable
Modificado.**

Autores:

Alejandro Celis Cuevas



Paula Colunga Sosa



María José López Gurrusquieta



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY**

Biblioteca
Campus Ciudad de México

Asesor: Edgar O. López Caudana

Diciembre de 2008

ÍNDICE

Justificación 1
Antecedentes 1
Objetivos generales 3
Objetivos particulares 3
Propuesta de Solución 3
Capítulo I – El Ruido y los Sistemas de Cancelación Activa de Ruido	
1.1 - ¿Qué es el ruido? 5
1.2 - Tipos de ruido en función del tiempo 6
1.3 - Tipos de ruido según su contenido espectral 7
1.4 – Pasado y presente de la cancelación de ruido 7
1.4.1 – Pasado: Los Primeros Pasos 7
1.4.2 - Panorama actual: sistemas de Cancelación Activa de Ruido (CARA) 8
Capítulo II – Filtros Adaptivos Transversales	
2.1 - Conformación de un sistema adaptivo 10
2.1.1 - Filtros de Wiener 10
2.1.2 - Algoritmos adaptivos 11
2.1.2.1 - Algoritmo adaptivo de error cuadrático mínimo 12
2.1.2.2 - Método del descenso pronunciado 14
2.1.2.3 - Algoritmo LMS 15
2.1.2.3.1 – Variaciones del algoritmo LMS. 17
2.1.3 – Estabilidad LMS 20
Capítulo III – Control Activo de Ruido – <i>Active Noise Control</i> - ANC	
3.1 - Mecanismos físicos 22
3.2 – Generalidades 23
3.3 – Estructuras 24
3.3.1 - Sistema Feedforward 24
3.3.1.1 – Efectos de la trayectoria secundaria 24
3.3.1.2 – Algoritmo FXLMS 25
3.3.1.3 – Neutralización 27
3.3.2 - Sistema Feedback 30

3.3.2.1 - Diseño y análisis	31
3.3.2.2 - Sistemas de un solo canal	35
3.3.2.2.1 - Diseño y análisis	35
3.3.2.3 - Sistemas adaptativos y No adaptativos	37
3.3.3 - Sistema Híbrido	37
3.4 – Técnicas de estimación en línea de la trayectoria secundaria	40
3.4.1 - El problema de la estimación en línea	40
3.4.2 - Algoritmo de tres sensores	41
3.4.3 - Técnica de ruido aleatorio aditivo	42
3.4.4 - Efectos de la potencia de ruido en sistemas con estimación de trayectoria secundaria en línea	44

Capítulo IV – Algoritmos de tamaño de paso variables en el tiempo

4.1 – Generalidades	47
4.2 – Algoritmo VSS-LMS	47
4.3 –Sub-tipos de algoritmos <i>Time varying step size</i>	49

Capítulo V – Modelo y Estructura Propuesta

5.1 – Eriksson	53
5.2 – Akhtar	53
5.3 – Modelo Híbrido Propuesto	55
5.3.1 – Descripción y Funcionamiento	56
5.3.2 – Valores de los Coeficientes de las Plantas	56
5.3.3 – Valores de la Trayectoria Secundaria.	56
5.4 – Señales de Prueba	57

Capítulo VI – Pruebas, Simulaciones y Análisis de Resultados

6.1 - Análisis y caracterización de las señales de prueba consideradas	59
6.1.1 – Señales continuas	60
6.1.2 – Señales intermitentes	63
6.1.3 – Señales impulsivas	65
6.2 – Análisis y selección de los parámetros de prueba para el sistema híbrido	66
6.2.1 – Orden de los coeficientes	66
6.2.2 – Tipos de trayectorias (normalizadas y prácticas).	67
6.2.3 – Algoritmo de paso variable propuesto para el Sistema Híbrido.	67

6.3 – Problema de estimación de trayectoria secundaria y retroalimentación acústica	69
6.4 – Resultados de la simulación de los sistemas bajo análisis	70
6.4.1 – Presentación de Resultados	70
6.4.2 – Sistema híbrido con diferentes señales de prueba	70
6.4.3 – Sistema híbrido con filtros adaptivos de diferentes valores y número de coeficientes	72
6.4.3.1 – 20 Coeficientes Normalizados	72
6.4.3.2 – 32 Coeficientes Normalizados	76
6.4.3.3 – 20 Coeficientes Prácticos	79
6.4.4 – Sistema híbrido con valores de diferentes trayectorias con el algoritmo VS-LMS en sus filtros adaptivos	83
6.4.4.1 – 20 Coeficientes Normalizados	84
6.4.4.2 – 32 Coeficientes Normalizados	87
6.4.4.3 – 20 Coeficientes Prácticos	90
6.4.5 – Sistema de Neutralización Básico	91
6.4.6 – Sistema híbrido con algoritmo VSS-CC para la estimación de trayectoria secundaria en línea	93
6.4.6.1 – 20 coeficientes normalizados	94
6.4.6.2 – 32 y 64 coeficientes normalizados	95

Capítulo VII – Conclusiones y Trabajo Futuro

7.1 Conclusiones	98
7.2 Trabajo Futuro	101

Bibliografía	102
-------------------------------	------------

Anexos

Anexo A	107
Anexo B	110
Anexo C	119

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 – Principio básico de superposición	2
Figura 2 – Filtro Transversal	11
Figura 3 – Filtro Transversal	12
Figura 4 – Superficie del MSE	13
Figura 5 – Filtro adaptivo transversal	16
Figura 6 – Componentes básicos de la parte electrónica de un sistema de control activo <i>feedforward</i> de un solo canal [1]	23
Figura 7 – Sistema <i>Feedforward</i> de Banda Ancha (<i>broadband</i>) de un solo canal [6]	24
Figura 8 – Diagrama de bloques de un sistema ANC con trayectoria secundaria	25
Figura 9 – Diagrama de bloques de un sistema <i>Feedforward</i> de Banda Ancha (<i>broadband</i>) de un solo canal [6]	26
Figura 10 – Sistema CARA <i>Feedforward</i>	27
Figura 11 – Sistema de Neutralización y estimación en línea propuesta	29
Figura 12 – Diagrama de Bloques de un Sistema Feedback de un solo canal [6]	31
Figura 13 – Feedback Adaptivo ANC utilizando una señal de referencia sintetizada disponible de las señales $y(n)$ y $e(n)$. [6]	36
Figura 14 – Sistema adaptivo ANC para $\hat{S}(z) = S(z)$ que toma forma de un sistema adaptivo <i>feedforward</i> ANC. [6]	36
Figura 15 – Sistema híbrido ANC con combinación de sistemas <i>feedback</i> ANC y <i>feedforward</i> ANC. [6]	38
Figura 16 – Configuración de un sistema de control híbrido <i>feedforward</i> / <i>feedback</i> [1]	39
Figura 17 – Diagrama de bloques para la técnica de estimación de trayectoria secundaria en línea [Widrow y Steams, 1985]	40
Figura 18 – Técnica de estimación de trayectoria secundaria en línea con tres sensores	42
Figura 19 – Diagrama de bloque de sistema ANC con estimación de trayectoria secundaria en línea utilizando ruido aleatorio aditivo	43
Figura 20 – Sistema ANC con estimación de trayectoria en línea propuesto por Akhtar et. Al.	46
Figura 21 – Desempeño de los distintos algoritmos – 1 - [13]	50
Figura 22 – Desempeño de los distintos algoritmos – 2 - [13]	51

Figura 23 - Desempeño de los distintos algoritmos – 3 - [13]	52
Figura 24 - Modelo híbrido de cancelación activa de ruido acústico con retroalimentación acústica y estimación de trayectoria secundaria en línea desarrollado en [14]	55
Figura 25 - Caracterización de la señal "aspiradora"	61
Figura 26 - Caracterización de la señal "avión"	61
Figura 27 - Caracterización de la señal "estática"	61
Figura 28 - Caracterización de la señal "extractor de aire"	61
Figura 29 - Caracterización de la señal "gente hablando"	62
Figura 30 - Caracterización de la señal "máquina"	62
Figura 31 - Caracterización de la señal "ventilador"	62
Figura 32 - Caracterización de la señal "batidora"	63
Figura 33 - Caracterización de la señal "carretera"	63
Figura 34 - Caracterización de la señal "cuarto de lavado"	64
Figura 35 - Caracterización de la señal "fiesta"	64
Figura 36 - Caracterización de la señal "ronquidos"	64
Figura 37 - Caracterización de la señal "cafetería"	64
Figura 38 - Caracterización de la señal "crash"	65
Figura 39 - Caracterización de la señal "ladrido"	65
Figura 40 - Caracterización de la señal "ruido en la calle".	66
Figura 41 - Diagrama del Modelo Propuesto	68
Figura 42 - Error Modelado para la señal continua con 20 coeficientes normalizados	73
Figura 43 - MSE para la señal continua con 20 coeficientes normalizados	73
Figura 44 - Error Modelado para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados	74
Figura 45 - MSE para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados	74
Figura 46 - Error Modelado para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados	75
Figura 47 - MSE para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados	75
Figura 48 - Error Modelado para la señal continua con 32 coeficientes normalizados	77
Figura 49 -MSE para la señal continua con 32 coeficientes normalizados	77
Figura 50 - Error Modelado para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados	78
Figura 51 - MSE para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados	78
Figura 52 - Error Modelado para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados	79

Figura 53 – MSE para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados	79
Figura 54 – Error Modelado para la señal continua con 20 coeficientes prácticos	81
Figura 55 – MSE para la señal continua con 20 coeficientes prácticos	81
Figura 56 – Error Modelado para la señal intermitente con 20 coeficientes prácticos	82
Figura 57 – MSE para la señal intermitente con 20 coeficientes prácticos	82
Figura 58 – Error Modelado para la señal impulsiva con 20 coeficientes prácticos	83
Figura 59 – MSE para la señal impulsiva con 20 coeficientes prácticos	83
Figura 60 – Error modelado para la señal continua con 20 coeficientes normalizados	84
Figura 61 – MSE para la señal continua con 20 coeficientes normalizados	85
Figura 62 – Error modelado para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados	85
Figura 63 – MSE para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados	86
Figura 64 – Error modelado para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados	86
Figura 65 – MSE para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados	87
Figura 66 – Error modelado para la señal continua con 32 coeficientes normalizados	88
Figura 67 – MSE para la señal continua con 32 coeficientes normalizados	88
Figura 68 – Error modelado para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados	89
Figura 69 – MSE para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados	89
Figura 70 – Error modelado para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados	90
Figura 71 – MSE para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados	90
Figura 72 – Comparación de Sistemas	92
Figura 73 – Error modelado para la señal 4 tonos con 20 coeficientes normalizados	95
Figura 74 – MSE para la señal 4 tonos con 20 coeficientes normalizados	95
Figura 75 – Error modelado para la señal 4 tonos con 32 coeficientes normalizados	96

Figura 76 – MSE para la señal 4 tonos con 32 coeficientes normalizados	. 96
Figura 77 – Error modelado para la señal 4 tonos con 64 coeficientes normalizados	. 96
Figura 78 – MSE para la señal 4 tonos con 64 coeficientes normalizados	97
Figura A1 – Comparación entrada vs. salida para la señal continua	. 107
Figura A2 – Comparación entrada vs. salida para la señal intermitente	108
Figura A3 – Comparación entrada vs. salida para la señal impulsiva	. 109

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 – Comparación y descripción de los diversos tipos de algoritmos LMS	. 18
Tabla 2 – Componentes principales – Sistema <i>feedforward</i> vs Sistema <i>feedback</i> [6]	. 34
Tabla 3 – Tabla comparativa de los dos algoritmos de control [6]	. 37
Tabla 4 – Tabla comparativa de los distintos tipos de algoritmos de paso variable en el tiempo (<i>Time Varying Step Size</i>)	. 49
Tabla 5 – Señales que componen el nuevo conjunto de señales de prueba	. 57
Tabla 6 – Señales eliminadas del conjunto de señales de prueba inicial	. 58
Tabla 7 – Valores de μ utilizados – 20 coeficientes normalizados	. 72
Tabla 8 – Valores de μ utilizados – 32 coeficientes normalizados	. 76
Tabla 9 – Valores de μ utilizados – 20 coeficientes prácticos	. 80
Tabla 10 – Valores de μ utilizados – 20 coeficientes normalizados.	. 84
Tabla 11 – Valores de μ utilizados – 32 coeficientes normalizados	. 88
Tabla 12 – Valores de μ utilizados para la comparación de sistemas	. 92

Justificación

El ruido suele ser molesto e irritante, puede inhibir nuestra habilidad de concentrarnos e incluso puede llegar a causar importantes problemas de salud. Actualmente, la cantidad de contaminación acústica excede los umbrales tolerados. Los problemas que esto genera se han vuelto cada vez más evidentes al incrementarse la población y, como consecuencia, el número de industrias y equipos mecánicos utilizados. Los sistemas de Cancelación Activa de Ruido Acústico, CARA, y en particular los sistemas híbridos, son una buena solución a este problema, ya que reúnen las propiedades de los sistemas *feedforward* y *feedback*, reduciendo las desventajas de los mismos; sin embargo estos sistemas no han sido muy explorados.

Antecedentes

La cancelación activa, es también conocida como "anti-ruido" y "control activo de ruido", "*Active Noise Control*" (ANC), por sus siglas en inglés. El término más utilizado es control activo de ruido, ya que en muchos casos es discutible que la cancelación es el mecanismo verdadero, el cual causa una disminución del ruido no deseado [1].

La cancelación activa de ruido es lograda al introducir una onda "anti-ruido" a través de un arreglo apropiado de fuentes secundarias. Éstas están interconectadas mediante un sistema electrónico utilizando un algoritmo específico para el procesamiento de señales para el esquema particular de cancelación [2].

El control activo de ruido cancela el ruido acústico no deseado, basado en el principio de superposición, básicamente un ruido acústico de la misma amplitud pero con fase opuesta, es generado con el propósito de sumarse con el ruido no deseado (*Ver figura 1*). En ocasiones, el ruido no deseado es no estacionario, por lo que se deben de buscar esquemas adaptivos que sean capaces de seguir estos cambios para poder efectuar la cancelación deseada. [3]

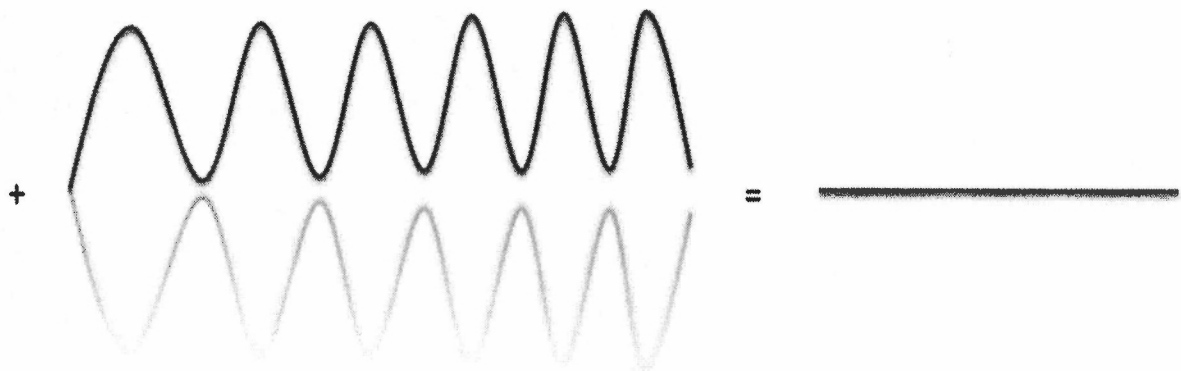


Figura 1 - Principio básico de superposición

La cancelación de ruido consta de una variedad de aplicaciones para eliminar una gran gama de problemas en manufactura, operación de industrias y productos de consumo.

La modelación de la trayectoria secundaria en un sistema cancelador de ruido activo es de suma importancia debido a que durante la conversión D/A, filtrado, amplificación, etc. requeridos para pasar del dominio electro al acústico, la señal puede ser modificada y por lo tanto es necesario estimar esa modificación para que el ruido pueda ser cancelado casi en su totalidad, de lo contrario el ruido puede ser amplificado. También es importante mencionar que algunos parámetros tales como: latencia, dominio de frecuencia, sub-banda y la mínima recursión cuadrática son de gran importancia para diseñar un sistema confiable y robusto.

Las características de las fuentes sonoras que se desean cancelar y el medio ambiente en donde estas se propagan son variantes en el tiempo, la frecuencia, amplitud, fase y velocidad. Debido a estas razones un sistema cancelador de ruido activo debe de ser adaptivo, para manejar dicho tipo de variaciones. Los filtros adaptivos ajustan sus coeficientes para minimizar el error de la señal y pueden ser diseñados de varios modos, tales como filtros de respuesta de impulso finita (FIR), filtros de respuesta a impulso infinita (IIR) y filtros de transformación de dominio.

Es deseable para el cancelador de ruido ser digital, en donde las señales de transductores electroacústicas o electromecánicas son procesadas y muestreadas en tiempo real utilizando sistemas de procesamiento de señales digitales. El poder lograr algoritmos más sofisticados

mediante un procesador digital de señales (*Digital Signal Processor – DSP*), permite una convergencia más rápida una atenuación mayor del ruido y una interfase más robusta.

Objetivo general

Analizar un sistema híbrido de cancelación activa de ruido acústico y, mediante algoritmos adaptables de paso variable, mejorar el nivel de cancelación acústica y la velocidad de convergencia del sistema.

Objetivos particulares

- Analizar el desempeño respecto a un conjunto de señales de prueba clasificadas, de modo que permita realizar una mejor caracterización y parametrización práctica del sistema híbrido.
- Se analizarán pruebas con valores representativos tanto de trayectoria primaria como de la secundaria las cuales permitan mejorar la exactitud en la simulación del sistema.
- Eliminar la retroalimentación acústica y mejorar la estimación de la trayectoria secundaria en línea.

Propuesta de Solución

De acuerdo con la problemática y objetivos planteados, estamos enfocados en los siguientes aspectos principales:

- Se buscará obtener un modelo de sistema más real al utilizar coeficientes prácticos, y/o normalizados, en trayectoria primaria y secundaria.
- Se analizarán diferentes algoritmos de tamaño de paso variable en el tiempo (*Time Varying Step Size LMS*).

-
- Se creará un conjunto de pruebas de diversas señales, el cual permita acotar las características ante las cuales el sistema híbrido presenta mayor eficiencia. Al final de las pruebas, se tendrá un parámetro de comparación de nuestro sistema lo que nos permitirá evaluarlo de forma más eficiente.
 - Se conformará un sistema híbrido de cancelación activa de ruido considerando los resultados de los puntos anteriores para su análisis completo.

Capítulo I – El Ruido y Los Sistemas de Cancelación Activa de Ruido

1.1 - ¿Qué es el ruido?

Cualquier tipo de sonido que cause interferencia a la audición normal puede ser considerado como ruido. Definido, por la *Real Academia Española*, podemos definir al ruido como: "Sonido inarticulado, por lo general desagradable". Éste suele ser molesto e irritante, pero en ocasiones también puede no ser tan notable y aún si conservar algunos de sus efectos negativos. En sí, al escuchar reconocemos información en los diversos sonidos que escuchamos. La información que no necesitamos o simplemente no queremos, se denomina ruido.

El ruido puede inhibir nuestra habilidad de concentrarnos o de pensar e incluso puede llegar a causar importantes problemas de salud. Es importante destacar que éste debe de ser analizado en forma subjetiva, la cual es la molestia que percibimos y de forma objetiva que sí es propiamente cuantificable como cualquier sonido con sus propiedades de intensidad, frecuencia, etc. [4]

Tal y como se explicará brevemente a lo largo de este capítulo, diversas técnicas, así como propuestas para la cancelación de ruido han sido hechas a lo largo del tiempo. Sin embargo, existen dos vertientes: las técnicas pasivas y las activas. Se tiene que aclarar que las técnicas más desarrolladas han sido las pasivas, ya que plantean soluciones tradicionales y sencillas para muchos problemas [4].

Los sistemas de control de ruido activo están idealmente adecuadas para su uso en rango de frecuencias bajas, aproximadamente por debajo de los 500 Hz. Aunque, sistemas de control activo de ruido para altas frecuencias han sido construidos, un número de dificultades técnicas, tanto estructurales, así como acústicas y electrónicas (donde altas tasas de muestreo son requeridas) limitan su eficiencia, por lo que están restringidas a aplicaciones muy especiales. Por lo tanto, un sistema de control activo de ruido "completo" consistiría de control activo para frecuencias bajas y control pasivo para altas frecuencias. [1]

Para efectos del presente trabajo, se tratará solamente con los sistemas de control de ruido activos, por lo que los sistemas pasivos no serán explicados.

1.2 - Tipos de ruido en función del tiempo

A continuación especificaremos los tipos de ruido en función del tiempo, mismos que se manejarán a lo largo del trabajo. Diversos autores, entre los que se encuentran [1], [4], así como una de las compañías líderes mediciones de sonido y vibración [5], utilizan la presente clasificación:

1. Continuo o constante: Ruido cuyo nivel de presión sonora permanece constante o presenta pequeñas fluctuaciones a lo largo del tiempo. Estas fluctuaciones deben de ser menores de 5dB durante el período de observación. Generalmente es producido por una maquinaria que opera en el mismo modo sin interrupción.
2. Intermitente ó fluctuante: Es el ruido cuyo nivel de presión sonora fluctúa a lo largo del tiempo. Las fluctuaciones pueden ser periódicas o aleatorias. Producido cuando la maquinaria opera en ciclos, o cuando un solo vehículo o aeroplano pasa cerca del escucha. El nivel de ruido se incrementa y decrementa rápidamente.
3. Impulsivo: Es el ruido cuyo nivel de presión sonora se presenta por impulsos. Se caracteriza por un ascenso brusco del ruido y una duración total del impulso muy breve en relación al tiempo que transcurre entre impulsos. Estos impulsos pueden presentarse repetitivamente en intervalos iguales de tiempo o aleatoriamente. Por ejemplo, el ruido de impactos o explosiones. Es breve y abrupto.

1.3 - Tipos de ruido según su contenido frecuencial

El ruido en el ambiente se puede clasificar según su contenido frecuencial en dos tipos:

- De banda estrecha (*narrowband*) – Este tipo de ruido concentra la mayor parte de su energía en frecuencias específicas, se encuentran relacionados con máquinas rotatorias o que realizan alguna acción de manera repetitiva (de donde se obtienen señales periódicas ó cuasiperiódicas). Son ruidos generalmente periódicos. Por ejemplo: generadores eléctricos [4].
- De banda ancha (*broadband*) – Generado por fenómenos totalmente aleatorios y que por este motivo tiene distribuida su energía de una manera casi uniforme para una banda determinada. Son ruidos frecuentemente aleatorios. Por ejemplo: explosiones [4].

1.4 – Pasado y presente de la cancelación de ruido

1.4.1 – Pasado: Los Primeros Pasos

La primera mención que se tiene de la cancelación de ruido, fue hecha por Thompson en 1878, utilizando dos teléfonos Bell. Sin embargo, no fue hasta 1930 que el ingeniero francés, H. Coanda (1930), documentó y después patentó la idea de cancelación de sonido mediante la utilización de interferencia destructiva. Algunos años después un físico alemán, P.Lueg (1933), describió y patentó la idea de utilizar cancelación activa de sonido como una alternativa al control pasivo para bajas frecuencias de sonido en un ducto. No obstante, ni Coanda ni Lueg, demostraron jamás tener un sistema acertado y exitoso. Por otro lado, ante las limitantes tecnológicas, todo cayó en el olvido durante dos décadas. [1]

En 1950 la idea fue retomada por un hombre llamado Olson (1953,1956), quien investigó las posibilidades de la cancelación activa de sonido en habitaciones, ductos, así como en orejeras y audífonos, utilizando un control de retroalimentación (*feedback*). Desafortunadamente, el sistema de Olson brindaba una atenuación muy limitada, y una vez más al igual que pasó con sus antecesores,

limitaciones en el hardware de control electrónico así como limitaciones en la teoría de control impidieron a esta tecnología de ser comercialmente realizable. [1]

Contemporáneo a Olson, W. Conover (1956), de General Electric, demostró un sistema de cancelación activa de ruido para ruido de un transformador. Claro que éste sistema era completamente impráctico debido a que tenía que ser continuamente ajustado (de manera manual) debido a los cambios de las condiciones ambientales que afectaban el campo de sonido. [1]

1.4.2 - Panorama Actual: Sistemas de Cancelación Activa de Ruido (CARA)

Desde que la idea original fue concebida, el control activo de sonido como una tecnología ha sido caracterizado por la transición: transición desde una simple idea hasta la implementación práctica y desde experimentos de laboratorio hasta la producción en masa. Cabe mencionar que esta transición ha tomado muchos años debido la naturaleza multidisciplinaria de la tecnología, la cual combina un amplio rango de disciplinas técnicas incluyendo Control, Procesamiento de Señales, Electrónica, Acústica y Vibración. Es importante mencionar, que fue hasta la década de los 90s que implementaciones regulares de cancelación activa de ruido fuera de un laboratorio fueron reportadas [Ericksson, 1990,1991] y por [Wise et al.,1992].

Las aplicaciones potenciales de la cancelación activa, que se podrían ver potencialmente en una base diaria en un futuro cercano son numerosas, algunas de las cuales pueden ser:

- Bienes de Consumo: Refrigeradores, máquinas de lavado, aires acondicionados, cortadoras de pasto, computadoras personales, sierras eléctricas y aspiradoras.
- Automóviles: Ruido de motor y ruido del camino (ambos usando altavoces en el espacio del pasajero).
- Camiones y equipo de minas: Ruido exhaustivo y ruido de cabina.

- Aeronáutica: Tanto en aviones y helicópteros, se incluye en un futuro no muy lejano ruido aerodinámico, así como ruido de las hélices.

La razón principal por la que los sistemas activos de control de ruido no son encontrados en el mercado de bienes y consumo, es el precio. En especial en la industria automotriz, las implementaciones exitosas han sido desarrolladas (para bajas frecuencias de motor y ruido de camino), sin embargo un factor limitante tal y como se ha mencionado es el costo. Estos altos precios están relacionados al factor del trabajo, el cual está relacionado a la experiencia y a un alto nivel de entendimiento de los principios de control activo de ruido que son requeridos por parte de los ingenieros para una instalación exitosa [1].

Capítulo II – Filtros Adaptivos Transversales

Se conoce como filtrado al proceso lineal diseñado para alterar el contenido espectral de una señal de entrada de una manera específica.

El uso de un filtro adaptivo permite que los valores del ancho de banda y las frecuencias resonantes con las que trabaja el filtro puedan ser cambiadas en el tiempo. Para ser capaz de realizar los cambios en el filtro es necesario diseñar un algoritmo adaptivo que realice los cambios en el sistema. Los sistemas adaptivos modifican sus características para de esta manera alcanzar ciertos objetivos, y usualmente conseguir la modificación (adaptación), automáticamente.

2.1 - Conformación de un sistema adaptivo

Para poder crear un filtro adaptivo es necesario unir dos componentes principales: el filtro digital y el algoritmo adaptivo que realizará los cambios a los coeficientes del filtro.

2.1.1 - Filtros de Wiener

Un filtro lineal óptimo de tiempo discreto es conocido como filtro de Wiener. Este tipo de filtro es óptimo al poder minimizar una función apropiada del error, que se conoce como función de costo. La función de costo que usualmente se utiliza en el diseño de filtros es el error cuadrático medio (MSE – *Mean Square Error* – por sus siglas en ingles). Tratar de minimizar el MSE conlleva solamente estadísticas de segundo orden y por lo tanto lleva al uso del filtrado lineal. Los algoritmos adaptivos que se muestran en este trabajo son soluciones prácticas de los filtros de Wiener.

La estructura más usada en la implementación de filtros adaptivos es la estructura trasversal o FIR (*Finite Impulse Response*), que permite tener un sistema estable al incorporar nada más ceros en su análisis. Este tipo de estructura se puede observar en la ecuación (2.1), donde la señal de entrada al filtro es $x(n)$ y su salida es $y(n)$. Esta salida se genera como una combinación lineal del retardo de las muestras de la secuencia de entrada .

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i)$$

Ecuación 2.1

Aquí $w_i(n)$ conforma a los coeficientes del filtro y N es el tamaño del filtro.

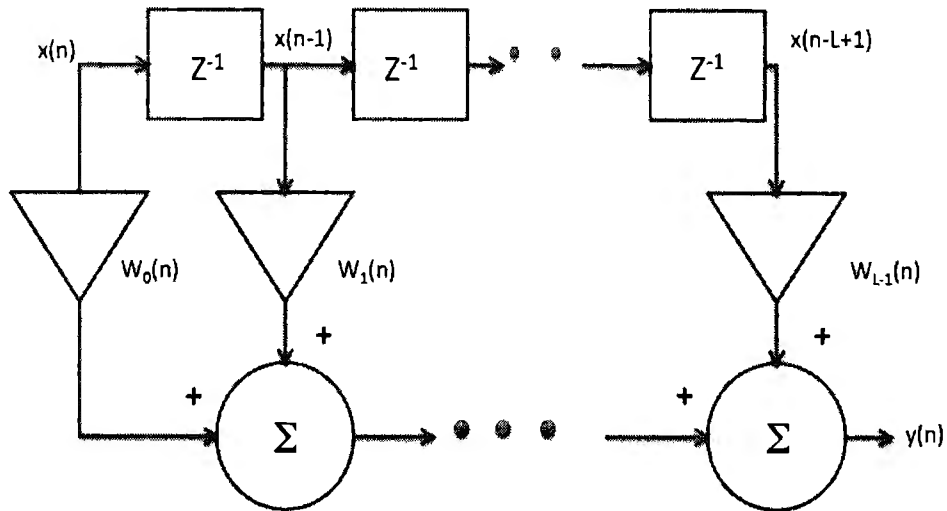


Figura 2 – Filtro Transversal

Tal y como se mencionó al inicio de esta sección, los coeficientes óptimos de un filtrado lineal se obtienen al minimizar el MSE, tema que será tratado en la siguiente sección.

2.1.2 - Algoritmos adaptivos

En cuanto a cancelación activa de ruido existen una amplia diversidad de algoritmos adaptivos que ayudan al sistema a converger al valor esperado. En la siguiente sección se explicarán los pasos que se tomaron para seleccionar el algoritmo adaptivo que a nuestro juicio permite tener un velocidad de convergencia rápida y un desempeño estable.

2.1.2.1 - Algoritmo adaptivo de error cuadrático medio

El algoritmo más simple que se estudió en [6], fue el error cuadrático medio conocido como MSE. Una de las formas de mayor utilidad para analizar el desempeño de un sistema es mediante el análisis del MSE.

$$\xi(n) = E[e^2(n)] \quad \text{Ecuación 2.2}$$

en el que $E[\cdot]$ representa el valor esperado y $e(n)$ el error que se obtiene de restar $y(n)$, la salida del filtro $W(z)$, junto con $d(n)$, que es la señal de la salida de la planta, $P(z)$, que con ayuda del filtro FIR $W(z)$ se busca modelar para obtener así el error mínimo. La figura (3) explica lo antes mencionado.

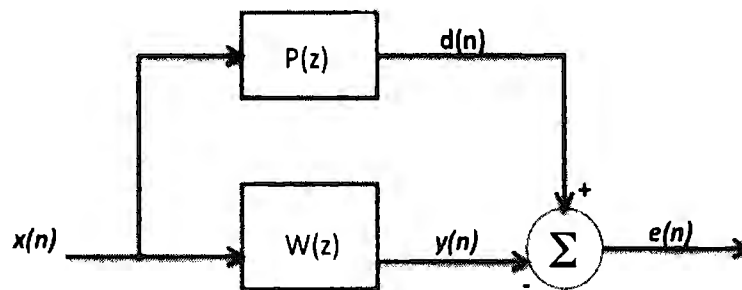


Figura 3 – Filtro Transversal

Para un filtro FIR adaptivo, $\xi(n)$ dependerá en la cantidad L del peso del tamaño del filtro $w_0(n), w_1(n-1), \dots, w_{L-1}(n)$. Si se asume temporalmente el tamaño del vector adaptivo $w(n)$ es una secuencia determinística, entonces el desempeño de la función MSE puede ser determinada como [6]:

$$\xi(n) \equiv E[d(n) - w^T x(n)]^2 \quad \text{Ecuación 2.3}$$

$$\xi(n) \equiv E[d^2(n)] - 2p^T w(n) + w^T(n)Rw(n) \quad \text{Ecuación 2.4}$$

De la ecuación (2.4) \mathbf{p} es el vector de correlación cruzada de entrada y \mathbf{R} es la matriz de auto correlación de entrada que se definen como:

$$\mathbf{p} = E[d(n)\mathbf{x}(n)] \quad \text{Ecuación 2.5}$$

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \quad \text{Ecuación 2.6}$$

Para cada valor del vector de coeficientes del filtro $\mathbf{w}(n)$ existe su correspondiente valor escalar del MSE. Como la superficie del error es cuadrática, por lo tanto un solo ajuste de $\mathbf{w}(n)=\mathbf{w}^0$ producirá el menor valor del MSE que se conoce como ξ_{\min} .

Es importante mostrar la superficie del MSE que se obtiene al insertar diferentes valores de w_0 y w_1 (en este caso el peso del filtro es $L=2$) en la función $\xi(n)$ para comprender de mejor manera la solución para obtener los coeficientes óptimos. Los valores de los coeficientes que corresponde al fondo de la superficie son los coeficientes de Wiener óptimos.

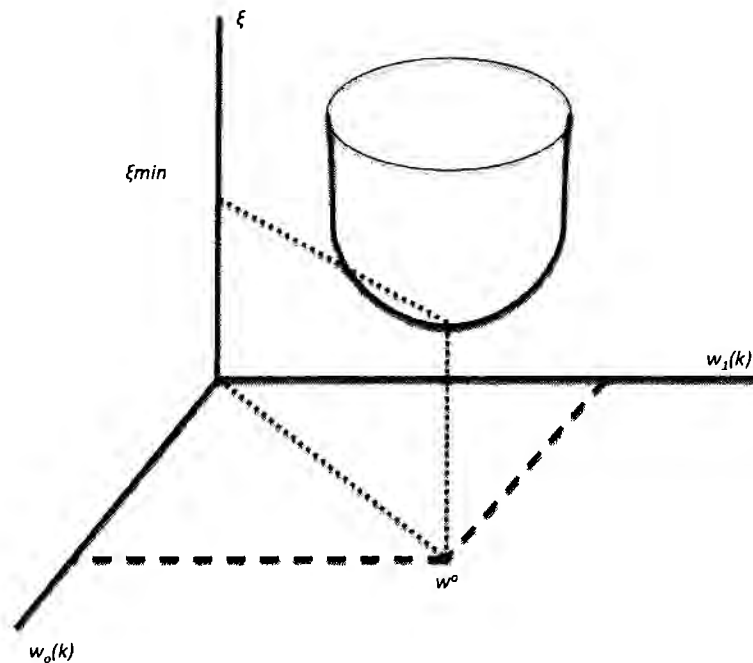


Figura 4 – Superficie del Mean Square Error

El filtro óptimo conocido como \mathbf{w}^0 minimiza la función costo del MSE. Para poder obtener este valor mínimo es necesario diferenciar la ecuación (2.4). Como se sabe la primera derivada de una

ecuación nos permite obtener los valores máximos o mínimos que esta presenta. La derivada por lo tanto queda expresada de la siguiente forma,

$$\frac{\delta \xi(w_0, w_1)}{\delta w_0} = 0 \quad \text{Ecuación 2.7}$$

del vector de la ecuación (2.5) nos entregará w^o como la solución para:

$$Rw^o = p \quad \text{Ecuación 2.8}$$

por lo tanto, el valor mínimo se encuentra al substituir (2.7) en (2.4):

$$\xi_{\min} = E[d^2(n)] - p^T w^o \quad \text{Ecuación 2.9}$$

Esta ecuación entrega una solución al problema de filtrado, pero la solución algebraica lineal requiere de una estimación continua de la matriz de auto correlación y del vector de correlación de cruce.

2.1.2.2 - Método del descenso pronunciado

Como se ve el método del MSE es una función cuadrática en la que los valores pueden ser ajustados para minimizar el error al descender por la cubierta parabólica hasta llegar al final en el que se asegura que el error es cero y por lo tanto el sistema encuentra el valor optimo de operación.

El método del descenso pronunciado encuentra el valor mínimo al seguir la dirección en la que el desempeño de la superficie tienen el nivel de descenso más grande. Por lo tanto se necesita de un algoritmo que siga el gradiente negativo del desempeño de la superficie.

Los valores instantáneos de la pendiente de la superficie tiene valores definidos por las derivadas direccionales $\frac{\partial \xi(n)}{\partial w_i}$. El gradiente de la dirección de la superficie $\nabla \xi(n)$ se define como el vector

de estas derivadas direccionales. Por lo tanto, se puede obtener la siguiente ecuación para el análisis [Widrow ,1970]:

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \xi(n) \quad \text{Ecuación 2.10}$$

donde μ es el factor de convergencia que controla la estabilidad y el descenso. El vector $\nabla \xi(n)$ corresponde al gradiente de la función de error :

$$\nabla = \left[\frac{\delta}{\delta w_0}, \frac{\delta}{\delta w_1}, \dots, \frac{\delta}{\delta w_L} \right]^T \quad \text{Ecuación 2.11}$$

con respecto a $w(n)$ y se puede calcular de la siguiente forma:

$$\nabla \xi(n) = -2p + 2Rw(n) \quad \text{Ecuación 2.12}$$

Por lo tanto finalmente se obtiene que:

$$w(n+1) = w(n) + \mu[p - Rw(n)] \quad \text{Ecuación 2.13}$$

La desventaja de este algoritmo es que normalmente los valores estadísticos de $d(n)$ y $x(n)$ son desconocidos, por lo tanto este método no puede ser usado directamente, ya que infiere que se tiene un conocimiento del vector del gradiente en cada iteración.

2.1.2.3 - Algoritmo LMS

Para este algoritmo creado en 1960 por Widrow y Hoff, se utilizó el error cuadrático instantáneo $e^2(n)$, para así poder estimar el MSE como:

$$\hat{\xi}(n) = e^2(n) \quad \text{Ecuación 2.14}$$

Por lo tanto el gradiente estimado usado por el algoritmo LMS es solamente el gradiente instantáneo de una muestra de un solo error cuadrático:

$$\hat{\nabla} \xi(n) = 2[\nabla e(n)]e(n) \quad \text{Ecuación 2.15}$$

Como se puede observar, de la figura (5):

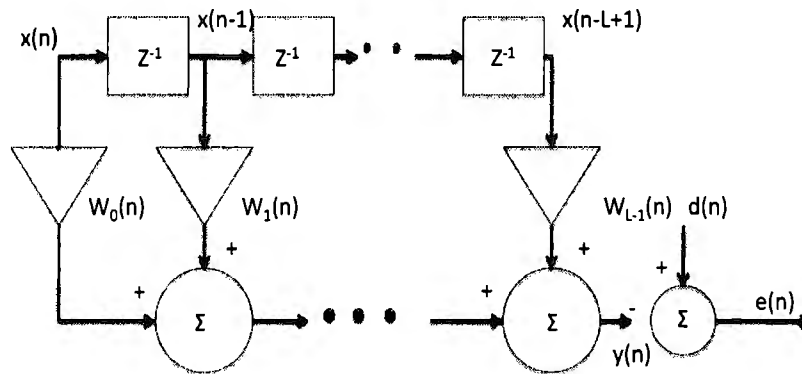


Figura 5 – Filtro adaptivo transversal

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad \text{Ecuación 2.16}$$

en donde el valor de $y(n)$ se puede substituir por la ecuación (2.1), quedando lo siguiente:

$$e(n) = d(n) - w^T(n)x(n) \quad \text{Ecuación 2.17}$$

entonces,

$$\nabla e(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} = -x(n) \quad \text{Ecuación 2.18}$$

Conociendo esto el valor del gradiente estimado se simplifica a:

$$\hat{\nabla} \xi(n) = -2x(n)e(n) \quad \text{Ecuación 2.19}$$

Al sustituir este valor en la ecuación final de método de descenso pronunciado se obtiene un algoritmo simple sin la necesidad de promediar, elevar al cuadrado o diferenciar.

$$w(n + 1) = w(n) + \mu x(n)e(n) \qquad \text{Ecuación 2.20}$$

Este algoritmo como se menciona en [7] es capaz de entregar un alto desempeño durante el proceso de adaptación, es necesario selección correctamente el valor de μ para controlar la estabilidad del sistema y la velocidad de convergencia.

2.1.2.3.1 – Variaciones del algoritmo LMS

El algoritmo LMS previamente explicado es el algoritmo más usado para aplicaciones prácticas. Sin embargo, existen varios tipos de algoritmos del tipo del LMS, los cuales son todos variantes directas del algoritmo LMS básico. Cada uno surgió por razones diferentes y consideraciones prácticas, como lo son velocidades más rápidas de convergencia, simplicidad en la implementación o robustez en la operación.

En la tabla (1), se encuentran resumidas las características más importantes de estas variaciones del algoritmo LMS, junto con sus ecuaciones características.

Abreviación	NMS - LMS			
Nombre Completo	Normalized LMS Algorithm	Correlation LMS Algorithm	Leaky LMS Algorithm	Partial Update LMS Algorithm
Descripción	Técnica importante para optimizar la velocidad de convergencia mientras se mantiene el desempeño de estado estable, independiente de la señal de potencia de referencia	Este algoritmo es realizado utilizando un estimado de la correlación entre la señal de entrada y la señal de error para ajustar el tamaño de paso del algoritmo adaptivo.	Insuficiente excitación espectral del algoritmo LMS puede resultar en la divergencia de los pesos adaptivos. En este caso, la solución no es única, diversos efectos pueden causar que los pesos espontáneos o no limitados crezcan sin control alguno, lo cual tendría como consecuencia desbordamientos durante el proceso de actualización de los pesos. Esta inestabilidad a largo termino es indeseable para procesamiento en tiempo real.	Diseñado para aprovechar la arquitectura de los DSPs comerciales. Debido a que las operaciones relacionadas con la actualización de pesos, no pueden aprovechar las ventajas de la arquitectura especial de un DSP. Su procesamiento simplemente toma demasiado ciclos de máquina, lo que puede ser traducido como una carga computacional, debido a la actualización de los pesos.
Características Especiales	Dentro de este algoritmo existen dos métodos utilizados para estimar la potencia de una señal.	La introducción de un tamaño de paso variable en el tiempo, $m(n)$, hace muy estable al algoritmo adaptivo, además de hacerlo más robusto a alteraciones.	De acuerdo con varios autores [4], puede ser demostrado fácilmente que el factor de fuga o de goteo de este algoritmo es el equivalente determinístico de agregar un bajo nivel de ruido blanco.	Propone que si el algoritmo es muy complicado, se necesita reducir la complejidad computacional, para permitir que el tiempo real de procesamiento sea menor que el periodo de muestreo.
		El algoritmo tiene una habilidad de rastreo, ya que el algoritmo adaptivo es "despertado" de manera automática siempre que los parámetros del sistema empiecen a cambiar (al incrementar el tamaño de paso), debido a que $r(n)$ se incrementará.	Además de prevenir desbordamientos de pesos no limitados, controla también los límites de la salida de potencia para prevenir distorsiones no lineales.	La desventaja principal es que se una convergencia mas lenta.
Ecuación Característica	$w(n+1) = w(n) + \mu x(n)e(n)$	$w(n+1) = w(n) + \mu(n)x(n)e(n)$ $\mu(n+1) = \alpha\rho(n)$ $\rho(n) = \beta\rho(n-1) + (1-\beta)x(n)e(n)$	$w(n+1) = w(n) + \mu x(n)e(n) - \mu\gamma w(n)$ $w(n+1) = \nu w(n) + \mu x(n)e(n)$	No Disponible

Tabla 1 – Comparación y descripción de los diversos tipos de algoritmos LMS

Abreviación	VSS-LMS Algorithm	Signed LMS Algorithm	Complex LMS Algorithm
Nombre Completo	Variable Step Size Algorithm	Conocido también como: The Sign Algorithm	
Descripción	Implemente un tamaño de paso variable, $\mu_1(n)$ para cada peso del filtro, en el filtro adaptativo transversal. El valor de cada tamaño de paso varía de acuerdo con un estimado de la distancia para el MSE mínimo, de este modo se tiene una convergencia mucho más rápida.	Dentro de este algoritmo, existen tres versiones simplificadas del algoritmo LMS que reducen aún mas el número de multiplicaciones requeridas y por lo tanto extienden el tiempo real de ancho de banda para algunas aplicaciones.	Algunos filtros adaptivos requieren operaciones con señales complejas. Esto incluye el filtrado adaptivo de señales de banda angosta de altas frecuencias a frecuencias intermedias, en cuyo caso tanto $x(n)$ y $d(n)$ son traducidas a señales de banda base mientras mantienen su relación de fases.
Características Especiales	<p>La matriz $U(n)$ permite una mejora sobre el método del descenso más pronunciado, brindando una dirección estimada más precisa para localizar el mínimo de la superficie MSE. Es importante destacar que cada componente de $U(n)$ esta permitido que varíe entre los valores m_{\min} y m_{\max}. El tamaño de paso no cambia a menos que estos umbrales sean excedidos.</p> <p>La idea básica de este algoritmo es que los valores de μ estén permitidos, tanto de incrementarse como de disminuirse, conforme se vayan detectando cruces ó falta de cruces múltiples de la superficie de error en la dimensión</p>	<p><u>Versión 1:</u> Signed-Error Algorithm, puede ser muy lento si el tamaño de paso del algoritmo adaptivo es ajustado para dar un valor MSE de exceso, o si el tamaño de paso es incrementado para una convergencia más rápida, el exceso e MSE pudiera ser no aceptable. <u>Versión 2:</u> Signed-Data Algorithm, presenta un tasa de convergencia lenta, si es comparado con el algoritmo LMS. Este algoritmo puede ser computacionalmente ventajoso para implementaciones en circuitos de muy alta escala de integración. <u>Versión 3:</u> Sign-Sign Algorithm, este algoritmo no requiere multiplicaciones, no obstante, al ser implementado en un DSP, el desempeño es pobre.</p>	Este algoritmo puede ser capaz de adaptar las partes real e imaginaria de $w(n)$ simultáneamente, minimizando la magnitud del error cuadrático medio del error.
Ecuación Característica	$w(n+1) = w(n) + U(n)x^T(n)e(n)$	$w(n+1) = w(n) + \mu x(n) \text{sgn}[e(n)]$ $w(n+1) = w(n) + \mu \text{sgn}[x(n)]e(n)$ $w(n+1) = w(n) + \mu \text{sgn}[x(n)] \text{sgn}[e(n)]$	$w(n+1) = w(n) + \mu x^*(n)e(n)$

Tabla 1 – Comparación y descripción de los diversos tipos de algoritmos LMS

2.1.3 Estabilidad LMS

La convergencia de algoritmo LMS desde las condiciones iniciales hasta el valor óptimo fueron analizados [6] y el filtro óptimo es equivalente a:

$$\bar{v}_l'(n) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} 0, \quad l = 0, 1, \dots, L-1. \quad \text{Ecuación 2.21}$$

donde $\bar{v}_l'(n) = (1 - \mu\lambda_l)^n v_l'(0)$, lo cual significa que se requiere,

$$|1 - \mu\lambda_l| < 1 \quad \text{Ecuación 2.22}$$

por lo tanto,

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad \text{Ecuación 2.23}$$

El valor de paso se encuentra dentro de un rango que permite un buen funcionamiento del sistema teniendo a λ_{\max} como el eigenvalor mas grande de la autocorrelación de entrada de la matriz R ecuación (2.6).

La limitante de estabilidad de μ dada en la ecuación (2.23), no es conveniente para su aplicación debido a que los cálculos de λ_{\max} se vuelven muy complejos cuando L es grande. Por lo tanto, en aplicaciones practicas, es deseable estimar λ_{\max} usando un método simple.

$$\lambda_{\max} \leq \sum_{l=0}^{L-1} \lambda_l = Lr_{xx}(0) = LP_x \quad \text{Ecuación 2.24}$$

donde:

$$P_x \equiv r_{xx}(0) = E[x^2(n)] \quad \text{Ecuación 2.25}$$

denota la potencia de $x(n)$. Por lo tanto, se puede establecer la aproximación de μ como:

$$0 < \mu < \frac{2}{LP_x} \quad \text{Ecuación 2.26}$$

Esta aproximación asegura que la ecuación (2.23) se cumpla. Este limite aplica solamente a la convergencia del peso medio [6].

Cabe destacar que para señales gaussianas, la convergencia del error cuadrático medio requiere la siguiente aproximación de μ :

$$0 < \mu < \frac{2}{3LP_x} \quad \text{Ecuación 2.27}$$

Teniendo como base la ecuación (2.26) en [6], se destacan tres puntos fundamentales para una selección correcta de μ :

1. Debido a que el limite superior de μ es inversamente proporcional a L , una μ pequeña debe de ser usada para filtros de orden grande.
2. Ya que μ es inversamente proporcional a la potencia de la señal de entrada, señales débiles deben de usar una μ más grande y las señales con más potencia deben de usar una μ más pequeña.
3. De manera práctica, típicamente se utiliza la siguiente expresión:

$$\frac{0.01}{LP_x} < \mu < \frac{0.1}{LP_x} \quad \text{Ecuación 2.28}$$

Capítulo III – Control Activo de Ruido – *Active Noise Control* – ANC

3.1 - Mecanismos físicos

Las guías de onda en una sola dimensión (1-D), como lo son los ductos de aire acondicionado, presentan limitantes relativamente fáciles de satisfacer, la distancia entre el control y las fuentes primarias no es tan importante. Sin embargo, en espacios tridimensionales (3-D), la fuente de control, en general, necesita estar cerca de la fuente primaria para afectar su radiación e impedancia de manera significativa. El sistema más sencillo, es el del ducto, ya que solamente involucra una fuente "anti-ruido" y un sensor de error [1].

La cuestión de más importancia es si el campo de sonido a ser controlado es de una sola dimensión (1-D) ó de tres dimensiones (3-D). Esta cuestión hace una gran diferencia en lo que se refiere a la complejidad de los controladores requeridos y el alcance de la reducción de ruido que puede ser lograda.

En ambos sistemas (1D y 3D), la reducción del ruido alcanzada será dependiente de los arreglos físicos de las fuentes de control y los sensores de error. El mover las posiciones de las fuentes de control y los sensores afecta el control de ambos sistemas (el nivel alcanzable de reducción de ruido) y la estabilidad (la tasa a la cual el controlador se adapta a los cambios del sistema mientras permanece estable). Como se verá en la sección 3.2, para los sistemas, los arreglos del sistema físico pueden ser optimizados independientemente del controlador, pero, para los sistemas *feedback*, el arreglar el sistema físico es una parte importante del diseño de control.

Para ser capaces de decidir cual es el mejor sistema de control, es necesario saber las características del sonido a ser controlado. ¿Es el sonido transitorio o continuo? ¿Es periódico (tonal) o aleatorio? Es importante destacar que, de acuerdo a [1], es mucho más sencillo controlar el ruido periódico; el control práctico de ruido aleatorio o transitorio está restringido a aplicaciones donde el campo de sonido es confinado, tal es el caso de un ducto.

3.2 – Generalidades: Esquemas de Control de Ruido Acústico

Una vez expuestos los distintos algoritmos adaptivos, se procederá a explicar los tres esquemas de control de ruido activo.

Un sistema de control adaptivo del tipo *feedforward* o también conocido como *a priori*, es el tipo más común, el cual consiste de un sensor de referencia, una fuente de control, un sensor de error, un algoritmo de control y un controlador electrónico. El controlador usualmente consiste de un filtro digital adaptivo, y un algoritmo adaptivo, el cual establece los pesos en el filtro adaptivo digital.

Por otro lado, existe el sistema *feedback*, también conocido como *a posteriori*. Para un sistema adaptivo, el controlador electrónico es un filtro y algoritmo adaptivo, en tanto que para un sistema no-adaptivo, los controladores electrónicos consisten de un filtro pasa bajas y un amplificador.

Finalmente, se tiene un sistema el cual recoge las ventajas, tanto del sistema *feedforward* como el *feedback*, a esta estructura se le conoce como sistema híbrido ANC.

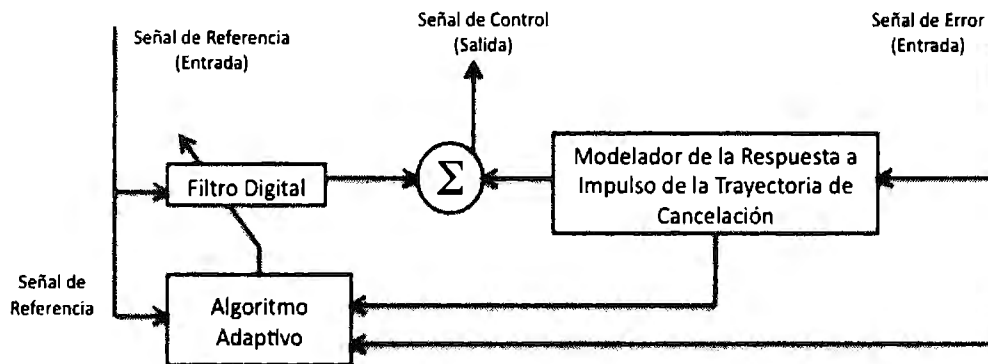


Figura 6 – Componentes básicos de la parte electrónica de un sistema de control activo *feedforward* de un solo canal [1]

3.3 – Estructuras de Sistemas CARA

3.3.1 - Sistema *Feedforward*

En un sistema *feedforward* la fuente de ruido no deseada es medida por la entrada de un micrófono de referencia. La entrada de este micrófono debe de estar correlacionada con el ruido de la fuente primaria. En este tipo de sistema, la señal de referencia entrega información avanzada sobre la fuente principal de ruido antes de llegar a la bocina que lo cancelará.

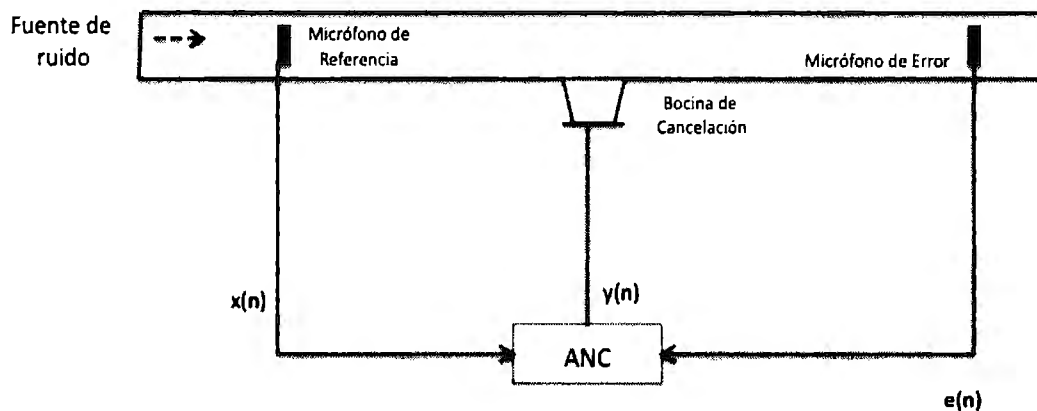


Figura 7 – Sistema *Feedforward* de Banda Ancha (*broadband*) de un solo canal [6]

Una desventaja de los controladores *feedback* es que comúnmente encuentran problemas de retroalimentación, desde la salida de la fuente de control hacia el sensor de referencia, a través de una trayectoria acústica. A no ser que esto sea compensado en el algoritmo adaptivo de control así como en el filtro de control, la inestabilidad es más probable.

3.3.1.1 – Efectos de la trayectoria secundaria

Se conoce como trayectoria secundaria al retraso que existe de una conversión acústica a digital o viceversa. Por lo tanto es necesario compensar la función de la trayectoria secundaria $S(z)$ que incluye el convertidor digital analógico, filtro de reconstrucción, amplificador de potencia, bocina, distancia acústica de la bocina al micrófono de error, pre-amplificador y convertidor A/D.

3.3.1.2 – Algoritmo FXLMS

La trayectoria secundaria $S(z)$ sigue al filtro adaptivo por lo tanto se debe de modificar el algoritmo LMS para que exista convergencia.

En la siguiente imagen se muestra localizado la función de trayectoria secundaria después del filtro digital $W(z)$.

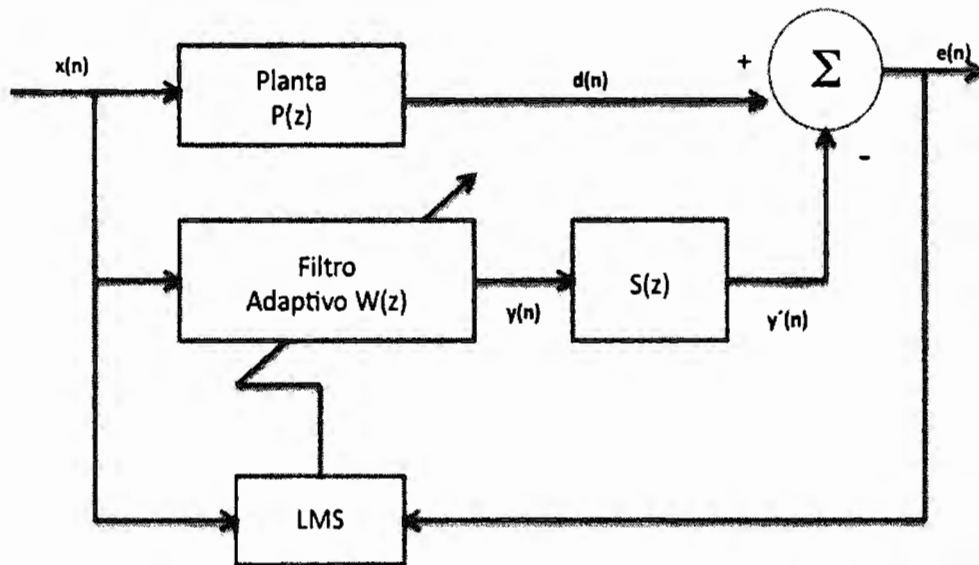


Figura 8 – Diagrama de bloques de un sistema ANC con trayectoria secundaria

De la figura anterior, se puede obtener que el error de la señal es el siguiente:

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y'(n) \\ y'(n) &= s(n) * y(n) \end{aligned} \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Como sabemos $y(n)$ se puede substituir por la ecuación (2.1), y por lo tanto obtener

$$e(n) = d(n) - s(n) * [w^T(n)x(n)] \quad \text{Ecuación 3.2}$$

Aquí, $s(n)$ es la respuesta impulso de la trayectoria secundaria $S(z)$ en un tiempo n .

La ecuación (3.1) se inserta al algoritmo LMS para así poder obtener el nuevo algoritmo FXLMS que contendrá la trayectoria secundaria por lo tanto la ecuación (2.18) del algoritmo LMS cambiará a lo siguiente:

$$\nabla e(n) = -s(n) * x(n) = -x'(n) \quad \text{Ecuación 3.3}$$

Finalmente el algoritmo FXLMS que toma en cuenta la trayectoria secundaria es el siguiente:

$$w(n+1) = w(n) + \mu x'(n)e(n) \quad \text{Ecuación 3.4}$$

El resultado obtenido demuestra que cuando una función de transferencia $S(z)$ sigue a un filtro adaptivo, la función de transferencia también tiene que colocarse en la entrada $x(n)$ [6].

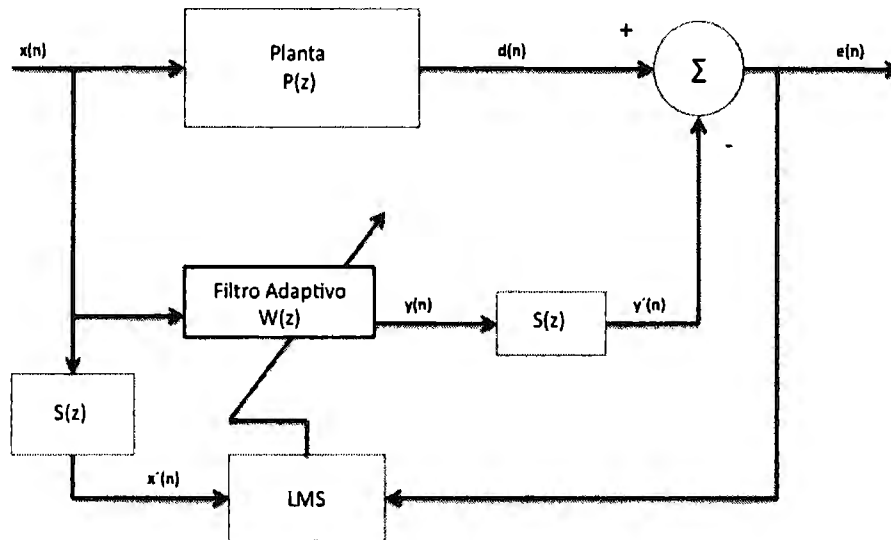


Figura 9 – Diagrama de bloques de un sistema *Feedforward* de Banda Ancha (*broadband*) de un solo canal [6]

En [4] el autor propone un método para modelar la trayectoria secundaria en línea mediante un algoritmo de paso variable (VSS-LMS) para la cancelación activa de ruido.

3.3.1.3 – Neutralización

La neutralización es una de las más simples y conocidas técnicas de aproximación para resolver el problema de la retroalimentación acústica y consiste en usar un filtro adicional de cancelación que reduzca el efecto de retroalimentación. Esta atenuación se conoce como neutralización y es producida por un filtro presente dentro del proceso de control de ruido [6].

En la figura (10) podemos ver un sistema *CARA feedforward*, el cual utiliza un micrófono de referencia para obtener la señal de entrada $x(n)$. Esta señal es procesada con un filtro adaptativo para crear una señal $y(n)$ la cual será una señal antirruído que cancelara el ruido de referencia en el ducto de aire. Finalmente un último micrófono es utilizado para poder medir el error y de esta manera, poder actualizar los coeficientes del filtro.

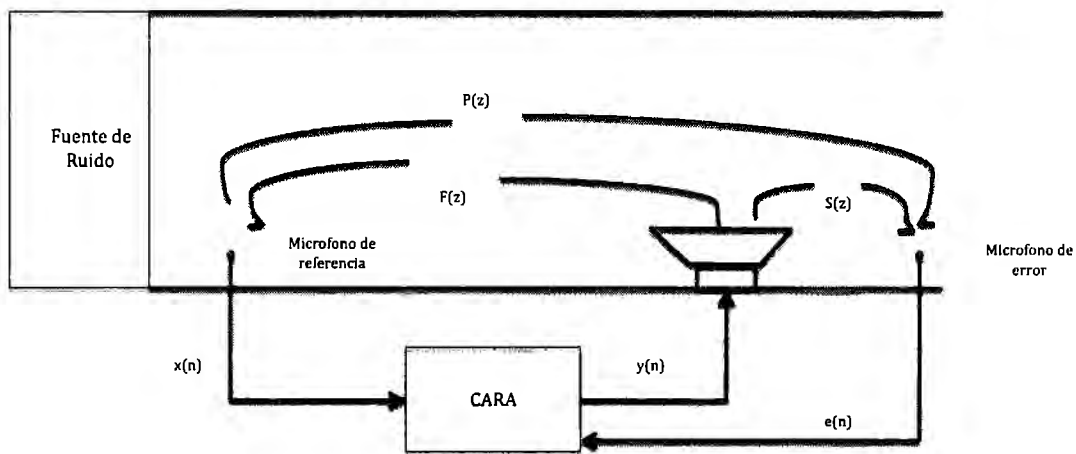


Figura 10 – Sistema CARA Feedforward

Es importante destacar que uno de los inconvenientes del sistema CARA, es que la bocina que cancela el ruido en el ducto, genera ondas que se propagan hacia atrás y hacia delante a lo largo del ducto. Por lo tanto, la señal canceladora no solo elimina el ruido no deseado sino también es radiada al primer micrófono de referencia, resultando lo anterior en una señal de entrada $x(n)$, la cual se encuentra corrupta. A este proceso en el que la señal canceladora de ruido y la señal de referencia del micrófono se unen se le conoce como retroalimentación acústica.

La presencia de la retroalimentación acústica en los sistemas CARA causa la degradación de la velocidad de convergencia de los filtros del sistema y en el peor de los casos, el sistema puede volverse inestable.

Es posible obtener la señal de retroalimentación del sistema fuera de línea, para así poder neutralizar la retroalimentación acústica. La retroalimentación por su parte puede cambiar en el tiempo debido a las condiciones cambiantes en las que se puede encontrar y por lo tanto será necesario ajustarla para obtener la convergencia del sistema.

Como se presenta en [16] y [6] existen diferentes formas para poder neutralizar la retroalimentación acústica tales como:

- 1) Utilizar micrófonos y bocinas direccionales y colocar los componentes de tal forma que la retroalimentación acústica pueda ser evitada.
- 2) Cancelar la retroalimentación acústica utilizando filtros fijos de neutralización cuyas características son determinadas fuera de línea.
- 3) Utilizar únicamente el micrófono de error e implantar el sistema CARA *feedback*.
- 4) Neutralización activa en los sistemas *feedforward*.

El propósito de incluir los sistemas de neutralización en el presente trabajo, es para poder caracterizar de una mejor forma el sistema propuesto. Es importante mencionar que el sistema activo de neutralización que se incluye en este trabajo, con el fin de comparar el desempeño del sistema híbrido, es muy básico.

En la figura (11) se observa el sistema de neutralización y estimación de trayectoria secundaria en línea propuesto para realizar las pruebas de los dos sistemas.

3.3.2 - Sistema *Feedback*

Este tipo de sistemas son requeridos para aplicaciones en la cual no es posible, o práctico, el detectar o internamente generar una señal coherente de referencia. Actualmente los sistemas de retroalimentación son usados en cabinas de aviones, y en audífonos. Distintos sistemas comerciales se encuentran disponibles y logran una reducción de 10 a 15dB de reducción de ruido desde muy bajas frecuencias hasta aproximadamente 500Hz [6].

Uno de los primeros sistemas de *feedback* introducidos, usaba un amplificador el cual igualaba la respuesta del sensor de error y la fuente secundaria. En este esquema, el sensor de error mide primero la señal de ruido primaria, la cual es eléctricamente amplificada e invertida para empujar a una fuente secundaria localizada cerca del sensor de error. El diseño localiza al sensor de error muy cerca de la fuente secundaria para de esta manera minimizar el retraso de tiempo, y el sistema opera sobre un rango de frecuencias fijas de unos pocos cientos de Hertz.

El rango de operación de un sistema de *feedback* ANC puede ser mejorado enormemente al alimentar la salida de la bocina en un espacio parcialmente cerrado en donde se encuentre el micrófono. Una gran ventaja de esta configuración es que el micrófono es automáticamente aislado de las superficies reflejantes cercanas, y por lo tanto la eficiencia del sistema de retroalimentación ANC en cancelar el ruido primario, incrementa en ambos extremos tanto el superior como el inferior de la banda de frecuencia usable.

La característica más importante de los sistemas de retroalimentación ANC no adaptivos es que la estabilidad depende del retraso de tiempo desde la fuente secundaria hasta el sensor de error. Un efecto del retraso es que solamente las señales periódicas pueden ser completamente canceladas. Otro efecto es que aun el menor cambio en el retraso causará generalmente un cambio en la ganancia de algunas frecuencias altas, de una retroalimentación negativa a una positiva, lo que ocasiona una oscilación inestable.

Una vez explicado en qué consiste el sistema *feedforward*, la comprensión del sistema *feedback* será sencilla.

Los sistemas de control *feedback* difieren de los sistemas de control *feedforward*; éstos se distinguen por la manera en la que la señal de control es originada. Mientras que los sistemas *feedforward* se basan en algunas medidas predictivas de las alteraciones ó sonidos entrantes (para de esta manera generar la alteración ó sonido apropiado para cancelarlo), los sistemas *feedback* ayudan a atenuar los efectos residuales de las alteraciones o sonidos una vez que estos han pasado. Por lo tanto los sistemas *feedback* son mejores para reducir la respuesta transitoria de los sistemas, mientras que los sistemas *feedforward* son mejores para reducir las respuestas de estado estables [1]. Al proceso de acoplar la onda acústica desde la bocina canceladora hasta el micrófono de referencia, se le conoce como retroalimentación acústica.

3.3.2.1 - Diseño y análisis

El diagrama de bloques en la figura (12), corresponde a un sistema de retroalimentación acústico de un solo canal. Este sistema crea una zona silenciosa usando el control *feedback* de una fuente secundaria localizada en la vecindad de un sensor de error.

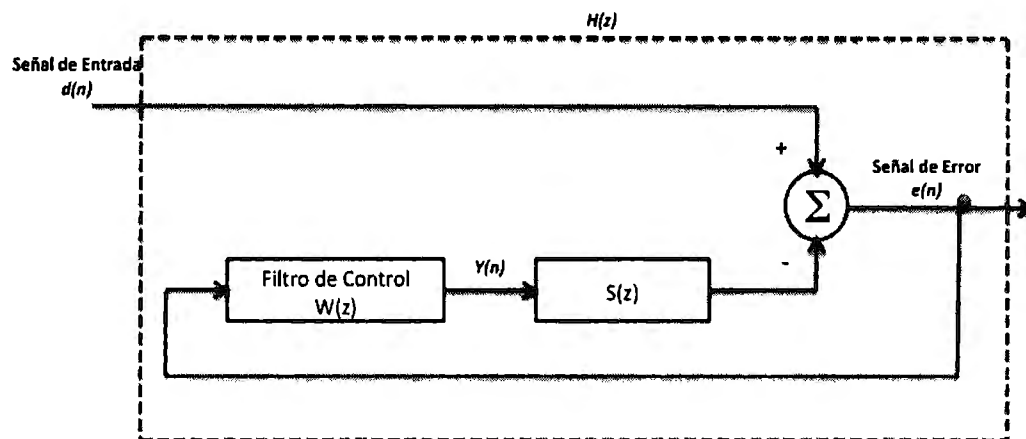


Figura 12 – Diagrama de Bloques de un Sistema Feedback de un solo canal. [6]

Para la correcta comprensión del diseño, se incluye la explicación de cada una de las señales involucradas:

- $d(n)$ corresponde al ruido primario en la ubicación del sensor de error

- $e(n)$ es el ruido residual medido por el sensor de error
- $y(n)$ señal de control secundaria
- $W(z)$ es la función de transferencia del controlador
- $S(z)$ es la función de transferencia de la trayectoria secundaria

Es importante destacar que en el diseño del filtro de retroalimentación ANC $W(z)$, existen dos limitaciones prácticas, (las cuales serán explicadas a lo largo de este apartado):

- $W(z)$ debe de ser causal
- $H(z)$, la función de transferencia de lazo cerrado, debe de ser estable.

Bajo condiciones de estado estable, la transformada z de la señal del error después de entrar a la suma, puede expresarse como:

$$E(z) = D(z) - S(z)W(z)E(z) \quad \text{Ecuación 3.5}$$

$$[1 + S(z)W(z)]E(z) = D(z)$$

ó

Ecuación 3.6

$$E(z) = \frac{D(z)}{1 + S(z)W(z)}$$

Por lo tanto, la función de transferencia para el ruido primario $D(z)$ al medir error en la señal puede expresarse como:

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1}{1 + S(z)W(z)} \quad \text{Ecuación 3.7}$$

Con las ecuaciones anteriores puede verse que la señal de error se acerca a cero, así como la ganancia de $S(w)W(w)$ se acerca al infinito. Una reducción significativa de ruido puede ser alcanzada al diseñar que el controlador $W(w)$ tenga una ganancia mas grande sobre la banda de frecuencia de interés.

Es importante mencionar que la respuesta en frecuencia de la trayectoria secundaria $S(w)$ nunca puede ser perfectamente plana y libre de cambios de fase. En un caso ideal, y retomando la idea planteada, la ganancia del amplificador en el controlador, $W(w)=A$, pudiendo ser incrementada sin límite, lo que causaría que la función de transferencia completa del sistema de retroalimentación sea muy pequeño. Por lo que el efecto de forzar que $e(n)$ sea pequeña comparada a $d(n)$, cancelara el ruido en el sensor de error. No obstante lo anterior, y abandonando la idea de un caso ideal, la respuesta de la fuente secundaria introduce un cambio de fase considerable, y el camino físico desde la fuente secundaria al sensor de error introduce algunos retardos debidos a la propagación de tiempo. Es posible utilizar un amplificador inversor para $W(z)$, y así lograr un cambio total de fase de 180° . La salida del sensor es procesada por un amplificador, ya que tiene una ganancia total más grande que la unidad y con 180° de fase. Ese sistema requiere solamente de un sensor, y por lo tanto evita el problema de la retroalimentación del secundario a la referencia.

Un controlador *feedback* genera una señal de control al procesar una señal de error, no al procesar una señal de referencia tal y como lo hacen los sistemas *feedforward*. Para un controlador *feedback*, la señal de error es procesada para generar una señal de control apropiada para la fuente de control para que la señal de error sea minimizada, mientras que en los sistemas *feedforward*, la señal de error es usada para ayudar al controlador a optimizar su desempeño en términos de minimizar la señal de error, y es la señal de referencia la que es procesada para generar la señal de control. [1]

El desempeño de un controlador *feedback* no es tan bueno como lo es uno *feedforward*, y es difícil el prevenir que éste oscile o se vuelva inestable cuando es sometido a ruidos de alta frecuencia. [1]

Un controlador *feedback*, debe de ser diseñado para proveer una retroalimentación negativa (para reducir la amplitud del ruido no deseado), en vez de retroalimentación positiva, sobre los rangos de frecuencia de interés. El ancho de banda de control efectivo es directamente proporcional al recíproco del retraso. El cambio de paso asociado con este retardo siempre cambia el sistema, de una retroalimentación negativa a un sistema con retroalimentación positiva a altas frecuencias. Esta es la principal desventaja de los controladores *feedback*.

Cuando el cambio de fase (o retraso), a través del sistema de control (incluyendo la trayectoria desde la fuente de control hasta el sensor de error), excede 180° , y la ganancia total excede a su vez la unidad, el sistema será inestable, produciendo una retroalimentación positiva en vez de una negativa, resultando en incrementos en los niveles de ruido que pueden ser sólo limitados por la capacidad de salida de las bocinas y su amplificador.

Los problemas de inestabilidad de los controladores *feedback* son usualmente minimizados al guardar la ganancia del controlador dentro de límites razonables (lo cual tiene el efecto de limitar el desempeño de reducción de ruido por parte del controlador), y usando filtros pasabajas para atenuar a las señales con alta frecuencia que no pueden ser controladas. [1]

Para minimizar los retardos acústicos y por lo tanto maximizar el desempeño del sistema de control *feedback* así como su estabilidad, las ubicaciones físicas de las fuentes de control y del sensor de error deben de estar tan juntas como sea posible. La desventaja de este esquema, es que debido a los efectos de campo cercano, la presión del sonido, a largas distancias desde el micrófono de error, puede no ser significativamente reducido. Una consecuencia de los retardos acústicos es que los controladores *feedback* pueden cancelar solamente ruido periódico por largas cantidades. El sonido medido por el sensor es también afectado por los reflejos de los objetos cercanos. En aplicaciones en ductos, las posiciones del sensor y de la fuente secundaria son importantes para la estabilidad y máxima atenuación. [4]

En la Tabla 2 podemos apreciar los componentes principales que cada sistema posee:

Sistema <i>Feedforward</i>	Sistema <i>Feedback</i>
Señal de Referencia a la Entrada	No Aplica
Filtro Digital	
Algoritmo Adaptivo	
Modelador de la respuesta a impulso de la trayectoria de cancelación	
No Aplica	Una señal de pseudo-referencia es sintetizada de la señal de error.

Tabla 2 – Componentes principales – Sistema *feedforward* vs Sistema *feedback* [8]

3.3.2.2 - Sistemas de un solo canal

Un sistema adaptivo *feedback* ANC fue propuesto por Eriksson y posteriormente fue extendido a casos de múltiples canales [8]. Esta técnica puede verse como un sistema adaptativo *feedforward* que en efecto sintetiza o regenera su propia señal de referencia, basado solamente en la salida del filtro adaptativo y la señal de error. Bajo ciertas circunstancias, el sistema adaptativo de retroalimentación ANC puede ser también interpretado como un adaptativo predictor. [8]

3.3.2.2.1 - Diseño y análisis

La idea básica de un sistema *feedback* adaptivo ANC es estimar el ruido primario y usarlo como señal de referencia $x(n)$ para el filtro ANC, $W(z)$. De acuerdo con la figura (6), el ruido primario puede ser expresado como:

$$D(z) = E(z) + S(z)Y(z) \quad \text{Ecuación 3.8}$$

donde $E(z)$ es la señal obtenida desde el sensor de error y $Y(z)$ es la señal secundaria generada por el filtro adaptivo. De este modo, tanto $E(z)$ como $Y(z)$ están disponibles para el sistema *feedback* ANC. Si la función de transferencia de la trayectoria secundaria $S(z)$ es también medible y aproximada por $\hat{S}(z)$, específicamente, $\hat{S}(z) \approx S(z)$, entonces se puede estimar el ruido primario $d(n)$ y utilizarlo como una señal de referencia sintetizada $x(n)$:

$$X(z) \equiv \hat{D}(z) = E(z) + \hat{S}(z)Y(z) \quad \text{Ecuación 3.9}$$

Esta señal de referencia sintetizada (regeneración), esta ilustrada en la figura (13), donde la señal secundaria $y(n)$ es filtrada por la estimación de la trayectoria secundaria $\hat{S}(z)$, y entonces sumada con $e(n)$ para regenerar el ruido primario.

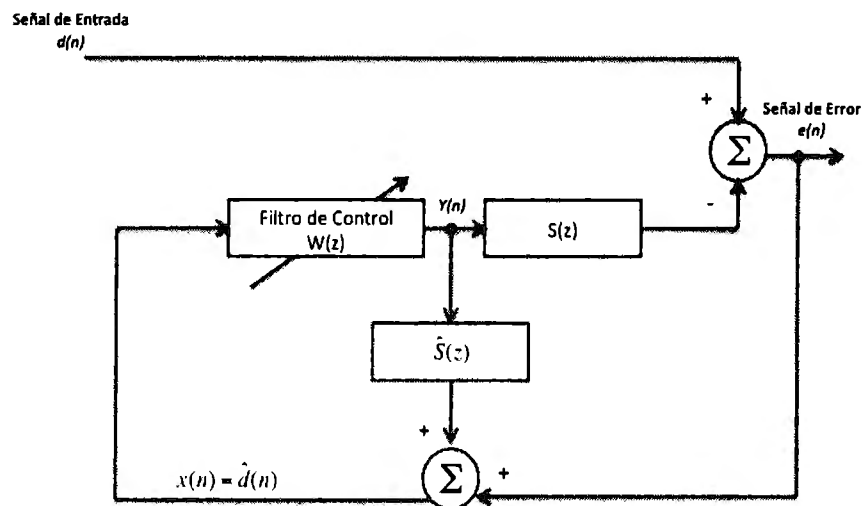


Figura 13 - Feedback Adaptivo ANC utilizando una señal de referencia sintetizada disponible de las señales $y(n)$ y $e(n)$. [6]

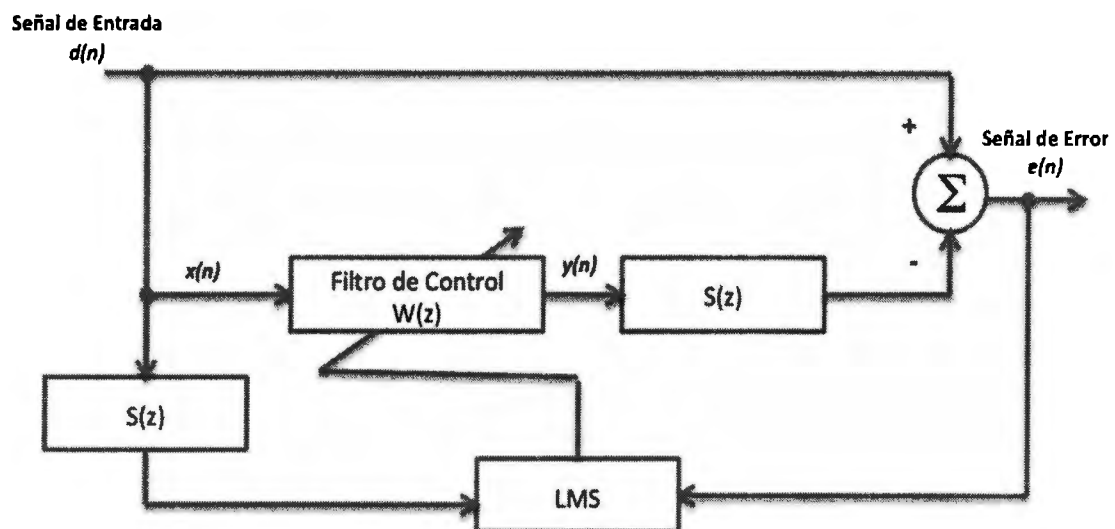


Figura 14 – Sistema adaptivo ANC para $\hat{S}(z) = S(z)$ que toma forma de un sistema adaptivo *feedforward* ANC. [6]

Cabe señalar que si la condición $\hat{S}(z) = S(z)$ se cumple, el sistema de la figura (9) se convierte en el esquema de la figura (12), la cual toma la forma de un sistema *feedforward* adaptivo. Si el tamaño de paso μ del algoritmo LMS es pequeño (convergencia lenta), el filtro adaptivo $W(z)$ puede ser conmutado con $S(z)$. Así mismo este sistema, con las consideraciones adecuadas puede convertirse en un sistema predictor. Donde la respuesta del sistema desde $d(n)$ hasta $e(n)$ es conocida como filtro de predicción del error $H(z)$. El filtro adaptivo $W(z)$ del sistema feedback ANC

actúa como un predictor adaptativo del ruido primario $d(n)$ para minimizar el error residual $e(n)$, para que el desempeño del sistema adaptivo *feedback* ANC dependa de la predictividad del ruido primario $d(n)$.

3.3.2.3 - Sistemas adaptivos y no adaptivos

Un criterio de selección para elegir un sistema de retroalimentación ANC no adaptativo contra uno adaptativo se resume en la Tabla 3.

Algoritmo de Control	Ventajas	Desventajas
Adaptive feedforward ANC	La señal de error es típicamente llevada a cero	La supresión de la señal de oscilación es difícil
	Largos límites de estabilidad	Es requerida una señal coherente de referencia
	Modelamiento preciso no requerido	
Non-adaptive feedback ANC	Amortiguamiento activo provee supresión de la señal de oscilación momentánea	Modelar variables reduce la robustez
	Algoritmo de control relativamente simple	Limitada cancelación sobre un ancho de banda limitado

Tabla 3 – Tabla comparativa de los dos algoritmos de control [6]

3.3.3 - Sistema Híbrido

De acuerdo con lo revisado en los apartados anteriores, los sistemas tradicionales *feedforward* ANC atenúan tanto el ruido de banda ancha como de banda angosta. Así mismo, se utilizan dos sensores:

- Un sensor de referencia: el cual mide el ruido primario a ser cancelado.
- Un sensor de error: monitorea el desempeño del sistema ANC.

En cambio, el sistema adaptivo *feedback* ANC utiliza solamente un sensor de error, y cancela solamente los componentes del ruido predecible de la fuente primaria.

El sistema híbrido corresponde a una combinación de las estructuras de control *feedforward* y *feedback*, donde la señal canceladora es generada basada en las salidas de ambos sensores de referencia y del sensor de error. Mejoras significativas en el desempeño pueden ser realizadas algunas veces utilizando este método [6].

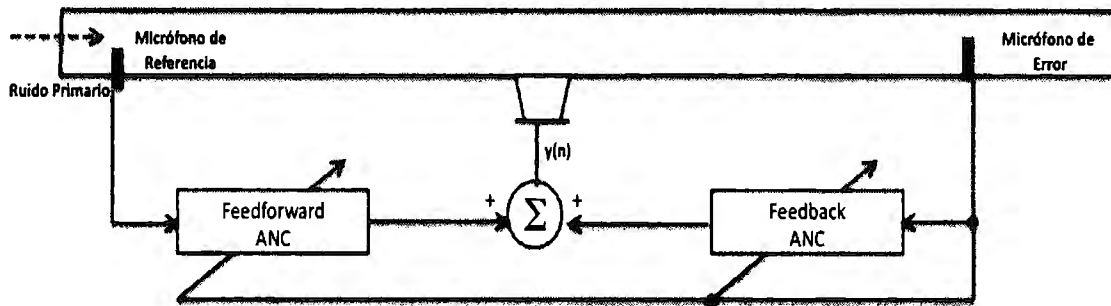


Figura 15 – Sistema híbrido ANC con combinación de sistemas *feedback* ANC y *feedforward* ANC. [6]

El sensor de referencia se mantiene cercano a la fuente de ruido y provee una señal de referencia coherente para el sistema *feedforward* ANC. El sensor de error va a detectar el ruido residual, el cual es usado para sintetizar la señal de referencia para el filtro adaptativo *feedback* ANC, así mismo adaptará los coeficientes de ambos filtros ANC (*feedforward* y *feedback*).

Mientras que el sistema *feedforward* ANC atenúa el ruido primario el cual es correlacionado con la señal de referencia, mientras que el sistema *feedback* ANC cancela los componentes predecibles de la señal primaria de ruido que no son observados por el sensor de referencia.

La ventaja del sistema híbrido ANC sobre los otros sistemas ANC es que pueden ser usados filtros de bajo orden para alcanzar el mismo desempeño. Así mismo, el sistema híbrido ANC muestra una ventaja sobre los otros dos sistemas, donde existe un ruido de planta significativo. Además, en muchas aplicaciones ANC, los componentes periódicos del ruido son los más intensos y el sistema *feedback* ANC tiene el efecto de reducir los picos espectrales del ruido primario. La combinación de ambos sistemas, ofrece flexibilidad en los diseños ANC.

Además, la ventaja de un sistema híbrido ANC sobre otros sistemas ANC es que pueden ser utilizados filtros de bajo orden que pueden ser usados para lograr el mismo desempeño. Así mismo, los sistemas híbridos proveen cancelación de ruido tanto de banda angosta como de banda ancha. Este aspecto es una mejora sobre el la configuración *feedback* ANC, la cual cancela solamente los componentes predecibles del ruido primario.

Para que los sistemas *feedforward* ANC funcionen eficientemente, la señal primaria debe de ser altamente correlacionada con la señal de referencia. Sin embargo, en algunas aplicaciones prácticas esta condición puede no cumplirse. El sensor de error puede también levantar otras interferencias, las cuales son conocidas como ruido de planta. Análisis y simulaciones realizadas con el sistema *feedforward* ANC muestran que el ruido de planta no puede ser cancelado. [6]

Los sistemas híbridos ANC pueden atenuar el ruido de planta usando filtros de muy bajo orden. Mientras que el sistema *feedforward* cancela los componentes de la señal de error que son correlacionados con la señal de referencia, mientras que el sistema *feedback* cancela el resto de los componentes debido al ruido de planta. El sistema híbrido claramente demuestra una ventaja ya sea sobre el sistema simple *feedforward* ANC ó el sistema *feedback* adaptivo, cuando se tiene un ruido de planta significativo [1].

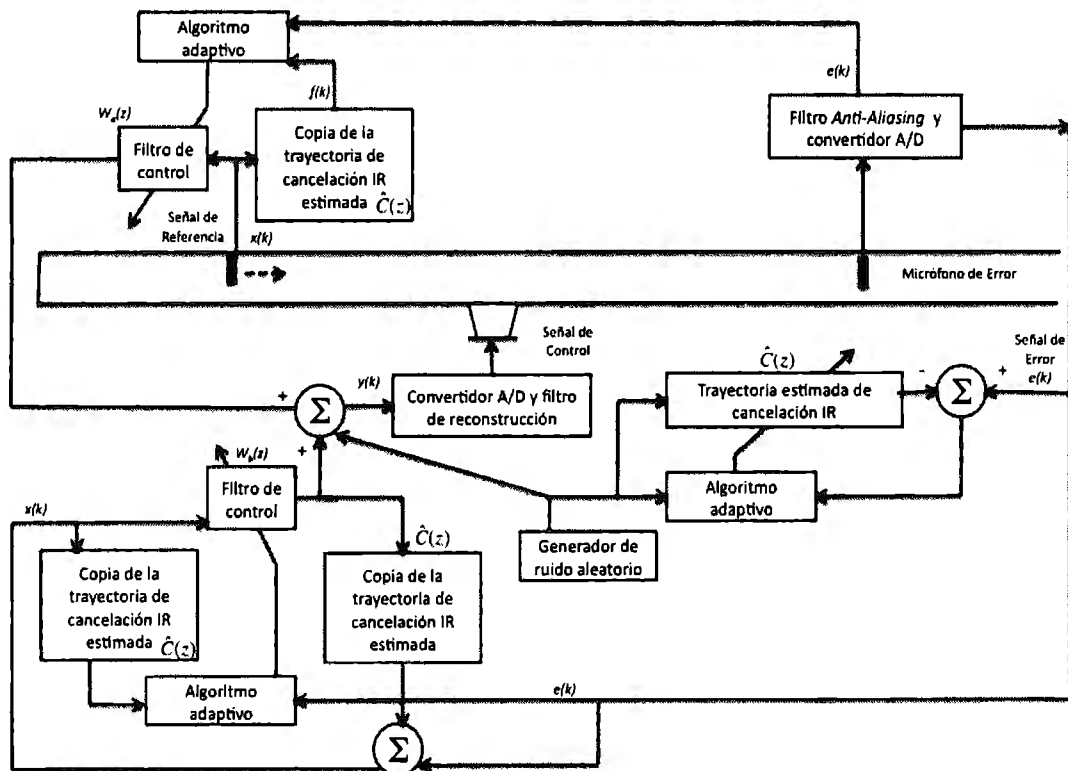


Figura 16 –Configuración de un sistema de control híbrido *feedforward* / *feedback* [1]

3.4 - Técnicas de Estimación en Línea de la Trayectoria Secundaria

Existen algunas aplicaciones para las cuales la trayectoria secundaria es variante en el tiempo. Debido a esto, es necesario estimar $S(z)$ en línea mientras el sistema esté en operación si se desea asegurar que el filtro adaptivo sea estable y converja.

3.4.1 - El problema de la estimación en línea

De acuerdo al esquema siguiente, el filtro adaptivo $\hat{S}(z)$ es ajustado por el algoritmo LMS para minimizar $f(n)$, que es la diferencia entre el error residual invertido y la señal de salida de $\hat{S}(z)$. Posteriormente se filtra la señal de referencia $x(n)$ con una copia de $\hat{S}(z)$ para actualizar los coeficientes del filtro adaptivo $W(z)$ con el algoritmo FxLMS.

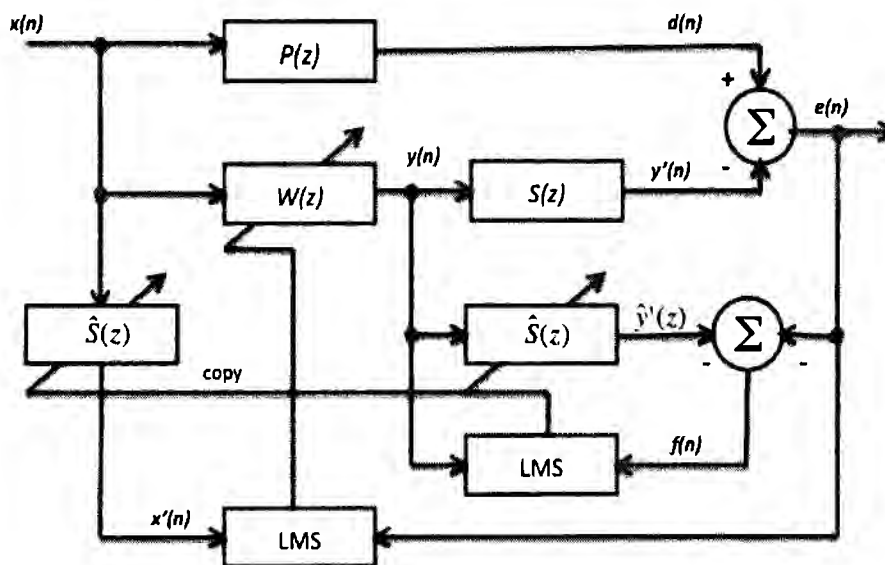


Figura 17 - Diagrama de bloques para la técnica de estimación de trayectoria secundaria en línea [Widrow y Stearns, 1985]

La solución de estado estable de $\hat{S}(z)$ está dada por:

$$\hat{S}^o(z) = S(z) - \frac{P(z)}{W(z)} \quad \text{Ecuación 3.10}$$

De acuerdo a esta ecuación, el $\hat{S}(z)$ estimado que se obtiene con el algoritmo de estimación estará desviado por un factor $\frac{P(z)}{W(z)}$. Es importante mencionar que si $y(n)$ no es una señal de excitación persistente, la solución del algoritmo será dependiente de la señal.

La solución óptima para $W(z)$ está dada por un modelo inverso de la función de transferencia de la trayectoria secundaria $S(z)$, como se muestra a continuación:

$$W^o(z) = \frac{P(z)}{S(z)} \quad \text{Ecuación 3.11}$$

Hay dos condiciones importantes para la estimación de trayectoria secundaria. La primera es que debe producirse una estimación precisa de $S(z)$, sin importar la función de transferencia del controlador $W(z)$. Gracias a esta consideración podemos asegurar un sistema ANC robusto. La segunda condición es que el filtro adaptivo $\hat{S}(z)$ no debe interferir con la operación del sistema. Dado que estas condiciones son mutuamente excluyentes, debe llegarse a un punto medio entre intrusión e independencia en un sistema práctico.

3.4.2 – Algoritmo de tres sensores

Este algoritmo toma $S'(z)$ y $R(z)$ separadamente, donde la primera es la función de transferencia de la salida del filtro adaptivo a la salida de la fuente secundaria y la segunda es la función de transferencia de la salida de la fuente secundaria a la salida del sensor de error. Esta última se considera que es propensa a cambiar por fluctuaciones de temperatura o flujo de información.

Se agrega otro sensor, además del de error, para tener una señal de referencia $e'(n)$ para el filtro adaptivo $\hat{R}(z)$. De esta manera se estima $\hat{S}(z)$ fuera de línea y $\hat{R}(z)$ en línea, estimando la trayectoria secundaria como:

$$\hat{S}(z) = \hat{S}'(z)\hat{R}(z)$$

Ecuación 3.12

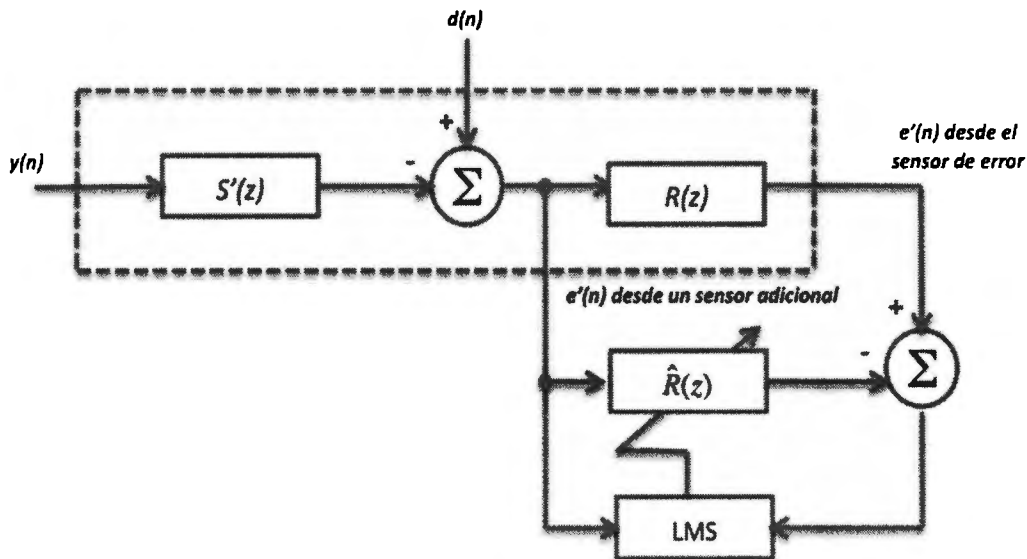


Figura 18 - Técnica de estimación de trayectoria secundaria en línea con tres sensores

3.4.3 – Técnica de ruido aleatorio aditivo

Esta popular técnica, propuesta por Eriksson et. al, se ilustra en la figura (13). Se utiliza un generador de ruido aleatorio para obtener un ruido blanco de media cero $v(n)$, el cual no está correlacionado con el ruido primario. Esta señal generada se suma a la señal secundaria $y(n)$ producida por el filtro $W(z)$ para dirigir a la fuente secundaria.

En este sistema, la señal de entrada de $\hat{S}(z)$ es solamente el ruido aleatorio y su salida tiene dos componentes: $y'(n)$, debida al ruido original, y $v'(n)$, debida al ruido aleatorio adicional. Este filtro adaptivo se utiliza para modelar $S(z)$ y es actualizado como sigue:

$$\hat{s}(n+1) = \hat{s}(z) + \mu_s f(n)v(n)$$

Ecuación 3.13

donde μ_s es el tamaño de paso para $\hat{S}(z)$.

Así mismo, el filtro ANC se actualiza con el algoritmo FxLMS de la siguiente manera:

$$w(n+1) = w(n) + \mu_w g(n) \hat{x}'(n) \quad \text{Ecuación 3.14}$$

donde μ_w es el tamaño de paso para $W(z)$.

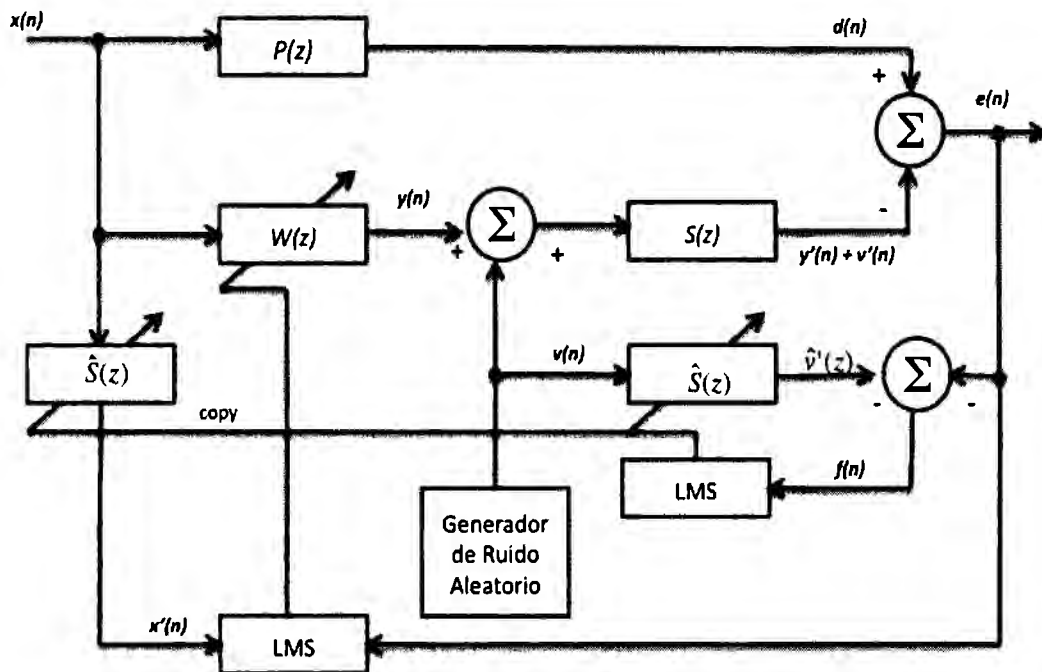


Figura 19- Diagrama de bloque de sistema ANC con estimación de trayectoria secundaria en línea utilizando ruido aleatorio aditivo.

El componente de error debido al ruido original se define como sigue:

$$\begin{aligned} u(n) &\equiv d(n) - s(n) * y(n) \\ &= p(n) * x(n) - s(n) * w(n) * x(n) \\ &= [p(n) - s(n) * w(n)] * x(n) \end{aligned} \quad \text{Ecuación 3.15}$$

De esta ecuación (3.15), se puede deducir que $u(n)$ sólo depende de $x(n)$, que no está correlacionada con $v(n)$. Por lo tanto, $u(n)$ tampoco está correlacionada con $v(n)$. La solución de LMS no será afectada por la presencia de $u(n)$, pero esta última sí tendrá efecto en la convergencia del algoritmo adaptivo.

En este caso, $u(n)$ actúa como un ruido de planta no correlacionado y de potencia σ_u^2 , el cual desalinea $\hat{S}(z)$, lo cual se refleja en un error de estimación de media cuadrada dado por:

$$\sigma_s^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} E \sum_{m=0}^{M-1} [\hat{s}_m(n) - s_m(n)]^2 \approx \frac{\mu}{2} M \sigma_u^2 \quad \text{Ecuación 3.16}$$

donde M es el orden del filtro adaptivo $\hat{S}(z)$.

Un filtro con estimación en línea tardará mucho más para que $\hat{S}(z)$ converja, en comparación con la estimación fuera de línea. Una posible solución a este problema sería hacer a μ adaptivo para que se incremente conforme $e(n)$ disminuye. Sin embargo, si la potencia de la señal de excitación es baja, se necesitaría un gran número de muestras para estimar $S(z)$ de manera confiable.

Es necesario mantener un nivel moderado de ruido aleatorio $v(n)$ debido a que éste aumenta el límite de la atenuación de ruido que puede alcanzar el sistema ANC y puede afectar considerablemente su desempeño. [21]

3.4.4 – Efectos de la potencia de ruido en sistemas con estimación de trayectoria secundaria en línea

Dado que el generador de ruido aleatorio contribuye al ruido residual y disminuye la eficiencia del sistema, se ha propuesto un nuevo método con programación de potencia del ruido aleatorio aditivo. El filtro para la estimación de trayectoria secundaria está adaptado utilizando un algoritmo LMS con tamaño de paso variable y la programación se realiza en base al estado de convergencia de un sistema ANC.[9]

En este método se proponen algunas modificaciones al sistema con ruido aleatorio de Eriksson para que la convergencia de $\hat{S}(z)$ se de con mayor rapidez. Estas modificaciones se enlistan a continuación:

- a. El filtro $\hat{S}(z)$ es actualizado mediante un algoritmo de tamaño de paso variable (VSS) LMS. El tamaño de paso se varía con la siguiente ecuación:

$$\mu_s(n) = \rho(n)\mu_{s_{\min}} + (1 - \rho(n))\mu_{s_{\max}} \quad \text{Ecuación 3.17}$$

donde $\mu_{s_{\min}}$ y $\mu_{s_{\max}}$ son valores especificados experimentalmente para los límites inferior y superior del tamaño de paso. Por otra parte, $\rho(n)$ se estima como el cociente de la potencia de la señal de estimación de error $f(n)$ entre la potencia de la señal de error residual $e(n)$.

- b. Tanto $W(z)$ como $\hat{S}(z)$ se adaptan con la misma señal de error

$$g(n) = f(n) = e(n) - \hat{v}(n) \quad \text{Ecuación 3.18}$$

- c. Se utiliza un generador de ruido blanco con potencia variable.

Para seguir las variaciones en $[d(n) - y'(n)]$ se utiliza el parámetro $\rho(n)$. Cuando éste tiende a cero, significa que el sistema ANC converge y $[d(n) - y'(n)]$ es pequeño. Así mismo, se puede ajustar la varianza del ruido aditivo como sigue:

$$v(n) = \sqrt{(1 - \rho(n))\sigma_{v_{\min}}^2 + \rho(n)\sigma_{v_{\max}}^2} \cdot v_m(n) \quad \text{Ecuación 3.19}$$

donde $\sigma_{v_{\min}}^2$ y $\sigma_{v_{\max}}^2$ son los valores mínimo y máximo para la varianza de $v(n)$ y $v_m(n)$ es el ruido blanco aleatorio de varianza unitaria.

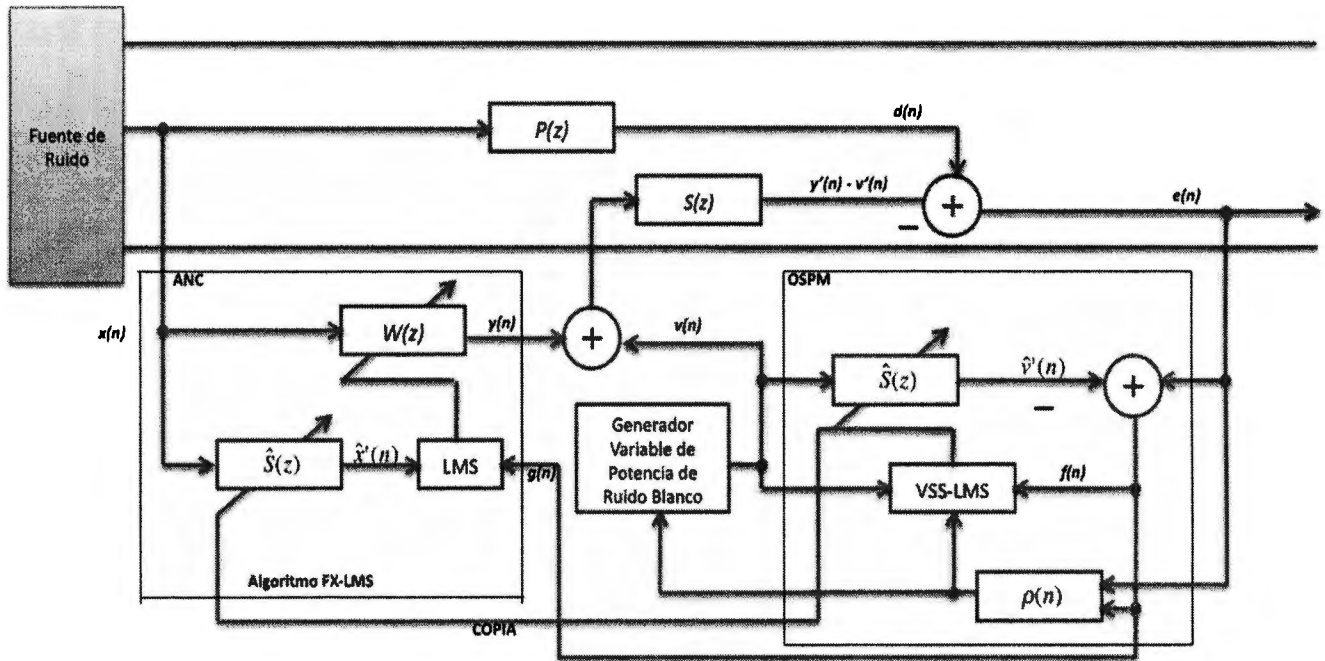


Figura 20 - Sistema ANC con estimación de trayectoria en línea propuesto por Akhtar et. al.

Capítulo IV – Algoritmos de tamaño de paso variables en el tiempo

4.1 – Generalidades

Antes de continuar, se hará un breve resumen de lo expuesto hasta este punto. Una vez introducidos los objetivos y alcances del proyecto, el marco teórico fue desarrollado, encontrándose de los capítulos I a III. En este capítulo, se hablará brevemente de los algoritmos de tamaño de paso variables en el tiempo, conocidos como *Time Varying Step Size Algorithms*, así como de los diversos sub-tipos que existen.

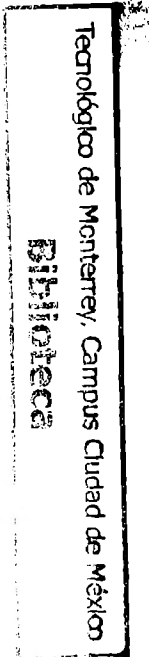
Como parte del trabajo para este proyecto, se busca seleccionar dos sub-tipos de los algoritmos *Time Varying Step Size*, para de esta manera:

- a. Analizar si es que pueden ser ocupados en el modelo híbrido propuesto en capítulo anterior (sustituyendo el algoritmo LMS empleado).
- b. Determinar si funcionan con mayor eficiencia que el algoritmo en el sistema propuesto por Akhtar.

Es importante destacar que la selección no será realizada de manera aleatoria, sino que se hará de acuerdo a los resultados obtenidos tanto por [11], [12] y [13] así como por otros autores, tales como [8] y [10], quienes hacen mención del uso, características y resultados del algoritmo VSS-LMS, conocido también como VSS-LMS. Este es el único algoritmos que se ha seleccionado hasta el momento.

4.2 – Algoritmo VSS-LMS

Este algoritmo implementa un tamaño de paso variable, $\mu_1(n)$ para cada peso del filtro en el filtro adaptativo transversal. El valor de cada tamaño de paso varía de acuerdo con un estimado de la distancia para el MSE mínimo, de este modo se tiene una convergencia mucho más rápida.



El algoritmo VSS-LMS que actualiza el vector de peso es el siguiente:

$$w(n+1) = w(n) + U(n)x(n)e(n) \quad \text{Ecuación 5.1}$$

La matriz $U(n)$ (la cual es una matriz diagonal de los tamaños de paso $\mu_i(n)$ en un tiempo n), permite una mejora sobre el método del descenso más pronunciado, brindando una dirección estimada más precisa para localizar el mínimo de la superficie MSE. Es importante destacar que cada componente de $U(n)$ esta permitido que varíe entre los valores μ_{\min} y μ_{\max} . El tamaño de paso no cambia a menos que estos umbrales sean excedidos.

La representación de este algoritmo es la siguiente:

$$\mu_i(n) = \begin{cases} \alpha\mu_i(n-1) & \text{mismo signo para } m_1 \text{ muestras} \\ \alpha\mu_i(n-1) & \text{mismo signo para } m_0 \text{ muestras} \\ \mu_i(n-1) & \text{el resto} \end{cases} \quad \text{Ecuación 5.2}$$

Donde los parámetros m_0 y m_1 son llamados umbrales del cambio del signo y umbral del cambio sin signo, respectivamente.

La idea básica de este algoritmo es que los valores estén permitidos para que, incremente así como disminuye, conforme se detecten cruces ó falta de cruces múltiples de la superficie de error en la dimensión ℓ .

Este algoritmo nos brinda una convergencia más rápida y menor exceso de MSE, que la constante de los otros algoritmos LMS.

4.3 – Sub-tipos de algoritmos de tamaño de paso variable en el tiempo (Time Varying Step Size)

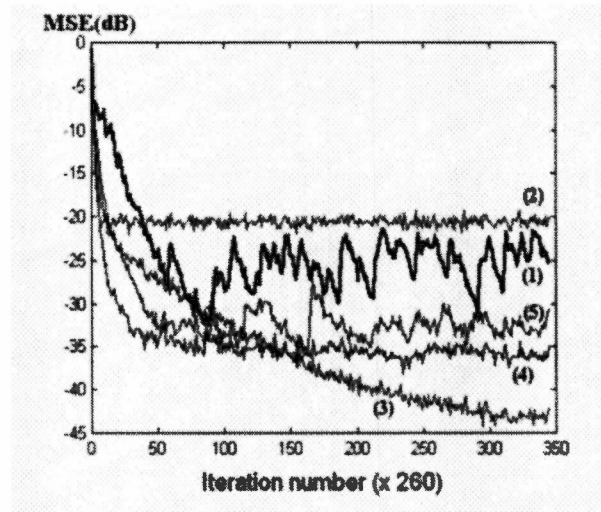
A continuación se resumen las características de los distintos algoritmos, con sus características más significativas:

Algoritmo	TVS-LMS	VEC-LMS	CC-LMS	ACF-LMS	NACF-LMS
	Time Varying Step - LMS				
Características	Este tipo es recomendable para aplicaciones de cancelación de eco. Utiliza un factor de convergencia variable en el tiempo y ya modificado para evitar una convergencia lenta	Diseñado para reducir la dependencia del algoritmo de las características del ruido aditivo. Tiene características similares al algoritmo VS-LMS, a excepción de que el ruido aditivo es blanco.	Intenta resolver los problemas presentes en los algoritmos VS-LMS y VEC-LMS. Tiene un mejor desempeño que los algoritmos VS-LMS y VEC-LMS.	Algoritmo diseñado para intentar resolver las limitaciones del algoritmo VS-LMS. Brinda una tasa de convergencia más rápida.	Es una modificación del algoritmo ACF-LMS, sin embargo, mantiene las mismas propiedades de convergencia.

Tabla 4– Tabla comparativa de los distintos tipos de algoritmos de paso variable en el tiempo (Time Varying Step Size)

De acuerdo con los resultados de las simulaciones obtenidas en [11], [12] y [13], las cuales forman parte de una referencia directa con el autor [13], el siguiente es un resumen de la lectura realizada a dichas pruebas la cual ayuda a tener un mejor entendimiento del problema:

- Prueba realizada con una señal de entrada correspondiente a una conversación con un SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) de 20dB.
 - a. En la figura (21), la cual analiza la convergencia de los distintos algoritmos, se puede observar que el algoritmo VS-LMS ofrece una reducción de -40dB, no obstante tiene un costo: de los algoritmos analizados es el que más tarda en converger, realizándolo en la iteración 300 (de 350). Por otro lado el algoritmo NACF-LMS ofrece un balance entre convergencia y desempeño. El NACF-LMS, provee una reducción de aproximadamente -35dB, y converge en la iteración 50, de 350 muestras. En cuanto a los demás algoritmos estos no convergen del todo, al mostrar fluctuaciones en cuanto a los dB reducidos.

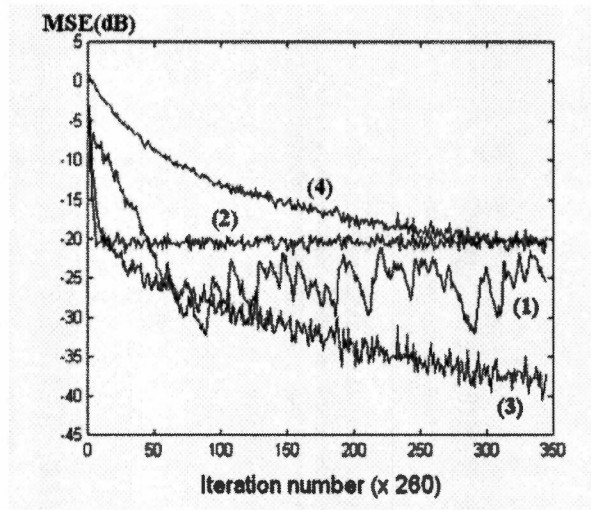


Donde:

- (1) Algoritmo TVS-LMS
- (2) Algoritmo NLSMS
- (3) Algoritmo VS-LMS
- (4) Algoritmo NACF-LMS
- (5) Algoritmo VEC-LMS

Figura 21 – Desempeño de los distintos algoritmos – 1 - [13]

- Prueba realizada con una señal de entrada de ruido blanco con un SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) de 20dB.
 - a. De acuerdo con la figura (22), la cual analiza la convergencia de los distintos algoritmos, el algoritmo que más rápido converge es el NLMS, al hacerlo aproximadamente en la iteración 10 de 350, y ofreciendo una reducción de -20dB, manteniéndolo a lo largo de todo el experimento. Por otro lado, el algoritmo que más reducción logra es el VS-LMS, con una reducción del orden de -(35 a 40)dB, no obstante, al igual que en el caso anterior, el costo es tiempo en lograr la convergencia, logrando una convergencia en la iteración 300 de 350.

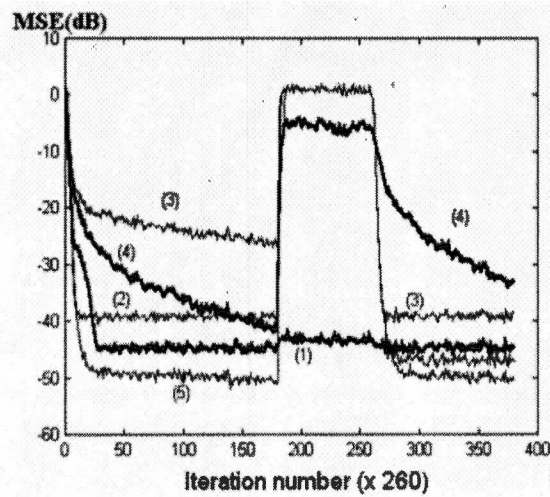


Donde:

- (1) Algoritmo TVS-LMS
- (2) Algoritmo NLSMS
- (3) Algoritmo VS-LMS
- (4) Algoritmo NACF-LMS
- (5) Algoritmo VEC-LMS

Figura 22 – Desempeño de los distintos algoritmos – 2 - [13]

- Prueba realizada con una señal de entrada de ruido blanco. Para efectos del análisis de la figura (23), (la cual analiza la convergencia de los distintos algoritmos), ésta fue dividida de la siguiente manera: Etapa 1, el SNR es igual a 40dB. Etapa 2, el SNR decae a 0dB. Etapa 3, el SNR vuelve a incrementar a 40dB.
 - a. En cuanto a la primera etapa, se ve de manera clara que el algoritmo que logra una mayor cancelación es el VEC-LMS, al lograr una reducción de -50dB, y convergiendo aproximadamente en la iteración 25 de 400. Su comportamiento se repite en la etapa 3 del experimento. Por otro lado el algoritmo TVS-LMS, converge aproximadamente en la iteración número 30, con una reducción de aproximadamente -45dB. No obstante lo que diferencia a este algoritmo de los demás es que una vez que ha convergido, se mantiene a lo largo de las tres etapas. En cuanto al algoritmo VS-LMS este no converge de todo, aproximadamente a partir de la iteración 15 este tiene a variar ligeramente desde -20dB hasta -25 dB (iteración 170). No obstante, al inicio de la etapa tres este ha alcanzado su convergencia en aproximadamente -40dB a partir de la muestra 270.



Donde:

- (1) Algoritmo TVS-LMS
- (2) Algoritmo NLSMS
- (3) Algoritmo VS-LMS
- (4) Algoritmo NACF-LMS
- (5) Algoritmo VEC-LMS

Figura 23 – Desempeño de los distintos algoritmos – 3 - [13]

Como se puede observar los resultados obtenidos son diferentes y variables de acuerdo con el tipo de señal de entrada y a la variación realizada del SNR. Por lo tanto, para determinar cuales los otros dos tipos de algoritmos fue necesario consultar a distintos autores y publicaciones, lo cual fue parte de nuestro trabajo para Proyectos II.

Capítulo V – Modelo y Estructura Propuesta

5.1 – Eriksson

El método propuesto por Eriksson comprende dos procesos: el primer proceso controla el ruido, y el segundo proceso modela la trayectoria secundaria. El principal problema con este sistema es que el ruido blanco aleatorio, $v(n)$, es inyectado al sistema ANC para el proceso de modelado, apareciendo en el error residual $e(n)$. Además, esta $e(n)$ tiene dos partes: una parte es requerida para el proceso de control y otra parte es requerida para el proceso de modelado. Debido a que $e(n)$ es utilizada en ambos procesos, la parte requerida para una actúa como alteración para la otra. Debido a esta intrusión entre el proceso de control y el proceso de modelado, el desempeño global del sistema ANC es degradado. [6]

5.2 – Akhtar

En [8] el autor propone un método para modelar la trayectoria secundaria en línea mediante un algoritmo de paso variable (VSS-LMS) para la cancelación activa de ruido. Este método de estimación de la trayectoria secundaria es una versión modificada del método propuesto por Eriksson et al [1989]. La prioridad de este método es realizar un desempeño adecuado a un costo computacional razonable.

La característica principal del modelo de Akhtar et al. [8] es que el filtro adaptivo del proceso de control de ruido es actualizado usando la misma señal de error que el filtro adaptivo que estima la trayectoria secundaria. Al mismo tiempo, un algoritmo LMS de tamaño de paso variable (VSS-LMS - *Variable Step Size LMS*), es empleado para adaptar el filtro de estimación de la trayectoria secundaria. La razón principal de usar un algoritmo VSS-LMS, responde al hecho de que la señal distorsionada presente en la respuesta deseada del filtro de la trayectoria secundaria decrece en naturaleza, idealmente convergiendo a cero. Debido a lo anterior un tamaño de paso pequeño es usado en un inicio y posteriormente el valor del mismo se incrementa de acuerdo a las características mismas del algoritmo y las señales involucradas.

La propuesta de Akhtar sugiere el uso de un algoritmo VSS-LMS, entonces, en un principio un valor pequeño del tamaño de paso, μ_s , será necesario, sin embargo posteriormente se requerirá de un valor mayor que aumente proporcionalmente de un mínimo, μ_{smin} , hasta un máximo, μ_{smax} . La propuesta de Akhtar et. modifica de la siguiente manera el tamaño de paso μ_s :

$$\rho(n) = \frac{P_t(n)}{P_e(n)} \quad \text{Ecuación 5.1}$$

Donde $P_e(n)$ es la potencia de la señal de error residual $e(n)$ y $P_t(n)$ es la potencia de la señal de error del modelado $t(n)=g(n)$, donde estas potencias pueden ser estimadas de los siguientes estimadores pasa bajas:

$$P_e(n) = \lambda P_e(n-1) + (1-\lambda)e^2(n) \quad \text{Ecuación 5.2}$$

$$P_t(n) = P_g(n) = \lambda P_t(n-1) + (1-\lambda)t^2(n) \quad \text{Ecuación 5.3}$$

Donde λ es el factor de rango es: $0.9 < \lambda < 1$

Finalmente, el mecanismo de selección de tamaño de paso μ_s en el proceso del modelado de trayectoria secundaria de Akhtar, queda de la siguiente manera:

$$\mu_s(n) = \mu_{min}[\rho(n)] + \mu_{max}[1 - \rho(n)] \quad \text{Ecuación 5.4}$$

Donde μ_{min} y μ_{max} son los valores determinados experimentalmente para el valor menor y mayor del tamaño de paso. Estos valores tienen que ser determinados de manera que la adaptación no sea ni muy lenta ni no estable. Además se debe garantizar que el primer valor de $\mu_s(n) = \mu_{min}(n)$, esto se logra inicializando tanto el estimador de la ecuación (5.1) como el de la ecuación (5.2) con el mismo valor, de hecho preferentemente la unidad [8]. De esta forma tenemos:

$$P_e(0) = P_t(0) = 1 \quad \text{Ecuación 5.5}$$

5.3 – Modelo Híbrido Propuesto

Para efectos de éste trabajo se retomará el esquema propuesto en el proyecto de ingeniería correspondiente a noviembre del 2007, en el cual se propone, un modelo híbrido de cancelación activa de ruido acústico con retroalimentación acústica y estimación de trayectoria secundaria en línea desarrollado por [15].

El modelo propuesto toma en cuenta varias de las propuestas de las estructuras antes mencionadas. Se propone un sistema híbrido es decir un sistema compuesto de estructuras *feedforward* y *feedback*. La trayectoria secundaria se toma en cuenta y se estima por medio del algoritmo propuesto en [8]. Para volver el sistema más real se toma en cuenta la retroalimentación acústica.

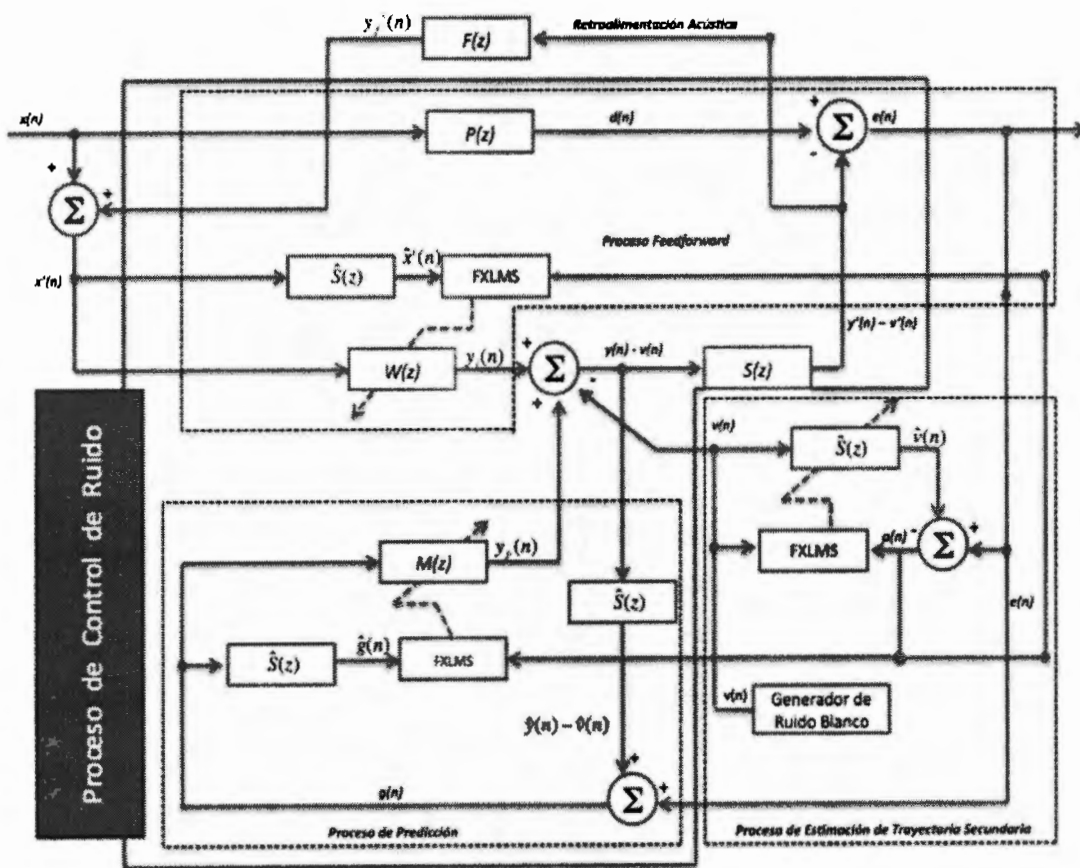


Figura 24 – Modelo híbrido de cancelación activa de ruido acústico con retroalimentación acústica y estimación de trayectoria secundaria en línea desarrollado en [14].

5.3.1 – Descripción y Funcionamiento

En la figura (22) se observa el diagrama de bloques del modelo híbrido CARA con retroalimentación acústica y estimación de trayectoria secundaria en línea. Este consiste de una etapa *feedforward*, $W(z)$, la cual es usada para estimar el ruido de la trayectoria $P(z)$, y una estructura predictiva, $M(z)$, la cual es usada para cancelar la distorsión debido a la trayectoria acústica *feedback* $F(z)$. La idea principal es que, ya que las muestras de distorsión *feedback* están fuertemente correlacionadas entre ellas, estas pueden ser predichas.

De igual manera en la figura (22), la señal $a(n)$ es usada como la señal de error para actualizar el filtro adaptivo, $W(z)$, el cual corresponde a la etapa *feedforward* usada para identificar la trayectoria del ruido, así como para actualizar al filtro lineal predictivo $M(z)$, el cual intenta cancelar la distorsión producida por la propagación *feedback* desde la bocina canceladora al micrófono de entrada a través del sistema $F(z)$; y finalmente para estimar $\hat{S}(z)$, el cual representa la trayectoria secundaria en línea modelando el filtro adaptivo.

5.3.2 – Valores de los coeficientes de las plantas

Para la planta del sistema se tomaran en cuenta dos plantas principales para el análisis:

- a) Una planta creada aleatoriamente compuesta de 20 coeficientes.
- b) Una planta mas real compuesta por 20 coeficientes obtenidas a través de la caracterización de un ducto de PVC. Estos datos se obtienen utilizando el *HP Control System Analyzer* los datos fueron obtenidos de [8] y la información fue confirmada con S. M. Kuo vía correo electrónico.

5.3.3 – Valores de la trayectoria secundaria

Para los valores de los coeficientes de la trayectoria secundaria consideramos dos opciones: una utilizando valores normalizados y la otra utilizando los valores referidos en [6]. Para la estimación de la trayectoria secundaria del sistema se realiza un entrenamiento fuera de línea, ya que al ocupar el

algoritmo de paso variable que se propone en [16], si se inicializa a $\hat{S}(z)$ con vector de valor cero, el sistema puede volverse inestable [16].

Después de obtener un error modelado menor a -5dB los vectores de $\hat{S}(z)$ del entrenamiento del sistema son ingresados al modelo propuesto final.

5.4 – Señales de Prueba

Al término de la primera parte de este proyecto, se volvieron a analizar tanto las señales de prueba, como los resultados obtenidos. De acuerdo a este análisis, fue decidido el enfoque más adecuado para la segunda parte del proyecto y se hizo una revisión de los objetivos planteados inicialmente.

En cuanto al conjunto de señales de prueba, las siguientes modificaciones fueron realizadas:

- El set de señales fue ampliado de nueve señales a dieciséis. Esto con el objetivo de probar el comportamiento del sistema con diversas señales, las cuales se muestran en la Tabla 5.

Continuas	Intermitentes	Impulsivas
Extractor de aire	Fiesta	"Crash"
Avión	Licuada	Ladrado
Estática	Carretera	Ruido en la calle
Gente hablando	Cuarto de lavado	
Ventilador	Ronquidos	
Máquina	Cafetería	
Aspiradora		

Tabla 5 – Señales que componen el nuevo conjunto de señales de prueba.

- Algunas señales que componían el conjunto inicial de señales fueron eliminadas. Esto debido a que, al tratar de caracterizar de una mejor manera el sistema a la cancelación de ruido en un ducto (1-D), se decidió que las señales mostradas en la tabla 6 no son señales reales que pudiéramos encontrar en un ducto de aire. Dado que el objetivo del

proyecto es hacer una caracterización lo más real posible, se buscaron señales que pudieran estar presentes en un ducto de aire, para posteriormente ser canceladas.

Continuas	Intermitentes	Impulsivas
Molino de Viento	Mujer Gritando Agudo	Tormenta con Truenos
	Motocicleta Pasando	Dos Disparos
		Misil

Tabla 6 – Señales eliminadas del conjunto de señales de prueba inicial

- Al analizar el conjunto de señales de prueba utilizado en Proyectos de Ingeniería I, fue evidente que algunas de las señales continuas, así como algunas de las señales intermitentes utilizadas podían cambiar de categoría. Esto debido al comportamiento inicial que presentaban. Por ejemplo, la señal correspondiente a una batidora en funcionamiento.

Una vez que se rectificó el conjunto de señales de prueba, se procedió a caracterizar estas señales con el objetivo de poder relacionar factores específicos de la naturaleza de las señales al comportamiento del sistema.

En el siguiente capítulo se presentarán estas caracterizaciones, así como los resultados de las señales que se considere representen de manera más general la respuesta del sistema a cada tipo de señal.

Capítulo VI – Pruebas, Simulaciones y Análisis de Resultados

A continuación se presentan los resultados del trabajo de simulación del sistema híbrido sobre Matlab®. Se hicieron diversas pruebas y análisis del comportamiento de la respuesta del sistema ante diferentes tipos de ruido, todas éstas dirigidas a completar los objetivos propuestos. Estas pruebas llevarán a concretar las conclusiones del trabajo, en lo que al trabajo de Proyectos de Ingeniería se refiere.

6.1 – Análisis y caracterización de las señales de prueba consideradas

Como parte de los objetivos está el establecer un conjunto definido y clasificado de señales de prueba para el sistema híbrido. Para lograr este objetivo, se utilizó el código en Matlab® desarrollado durante Proyectos de Ingeniería I, el cual permite observar algunas características de cada tipo de señal que será utilizada como entrada al sistema, tomando en cuenta la clasificación del ruido establecida en el capítulo anterior: continuo, intermitente e impulsivo.

Se utilizaron en total dieciséis señales de audio, en formato de archivo Waveform Audio Format,. De estas señales de audio, siete fueron señales continuas, seis señales intermitentes y tres, impulsivas. La elección de una mayor cantidad de señales continuas se debe a que, en base a las pruebas y simulaciones realizadas durante el curso de Proyectos de Ingeniería I, se observó que el sistema responde con mayor estabilidad y eficiencia a las señales continuas, mientras que para el caso de las señales impulsivas, el sistema presenta dificultades para alcanzar un nivel de convergencia ante los cambios abruptos de amplitud en la señal. No obstante, se considero necesario realizar más pruebas y simulaciones para comprobar las hipótesis formuladas hasta ese momento sobre el comportamiento de la respuesta del sistema, exponiéndolo ante diferentes parámetros de medición. Para cada señal, se presentan los resultados del Error Modelado y el Error Cuadrático Medio, MSE.

Posteriormente en el análisis de resultados, se presenta una comparación entre la señal de entrada y la señal de salida del sistema, de acuerdo a la clasificación de ruido ya establecida previamente.

Es importante destacar que las señales de audio utilizadas para las pruebas son archivos de audio estéreo, por lo que Matlab® las traducía como una matriz de dos columnas, una para cada canal. Para simplificar el proceso de análisis, las señales se volvieron monoaurales para obtener una matriz con una sola columna representando los valores de muestreo de la señal de audio.

6.1.1 – Señales continuas

Las siete señales de esta clasificación fueron audios con grabaciones de:

- Aspiradora
- Avión
- Estática
- Extractor de Aire
- Gente Hablando
- Máquina
- Ventilador

A continuación se muestran las características de cada uno de los sonidos anteriormente listados, la cual fue generada con el código en Matlab®. Se incluye su información, tanto en tiempo como en frecuencia, en tres diferentes gráficas por señal:

- Amplitud vs Número de muestras
- Amplitud vs Frecuencia
- Potencia vs Frecuencia

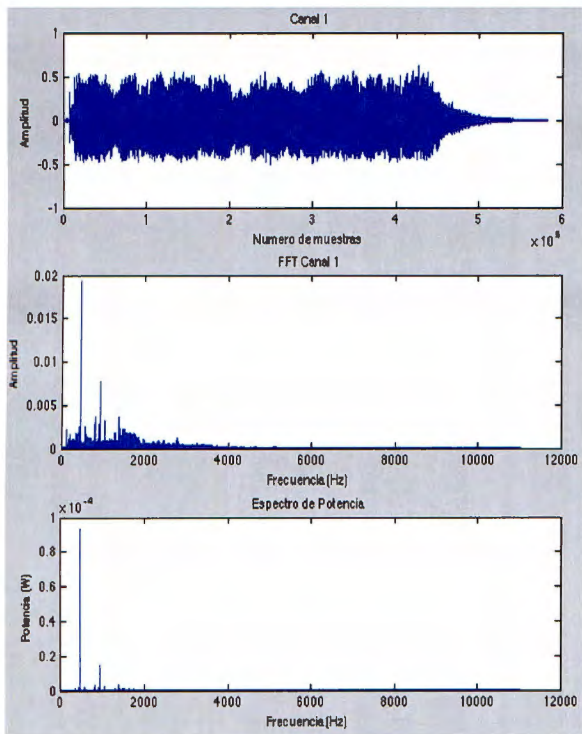


Figura 25 – Caracterización de la señal "Aspiradora"

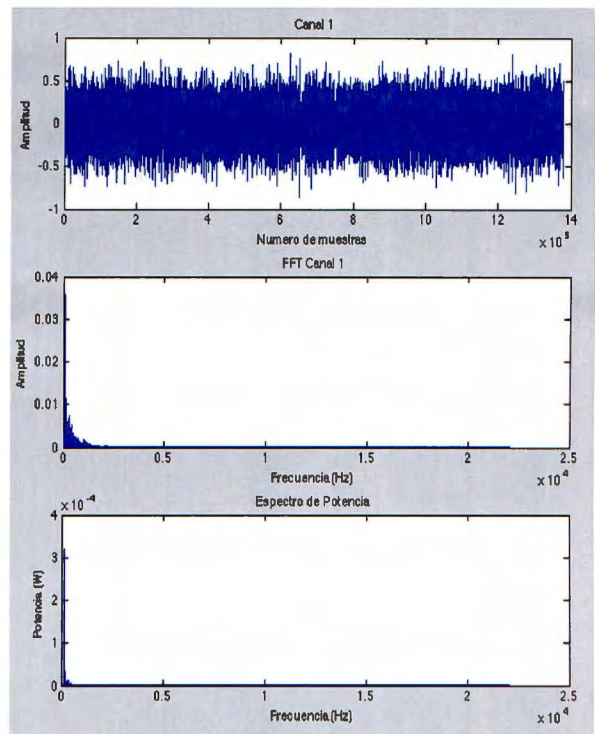


Figura 26 – Caracterización de la señal "Avión"

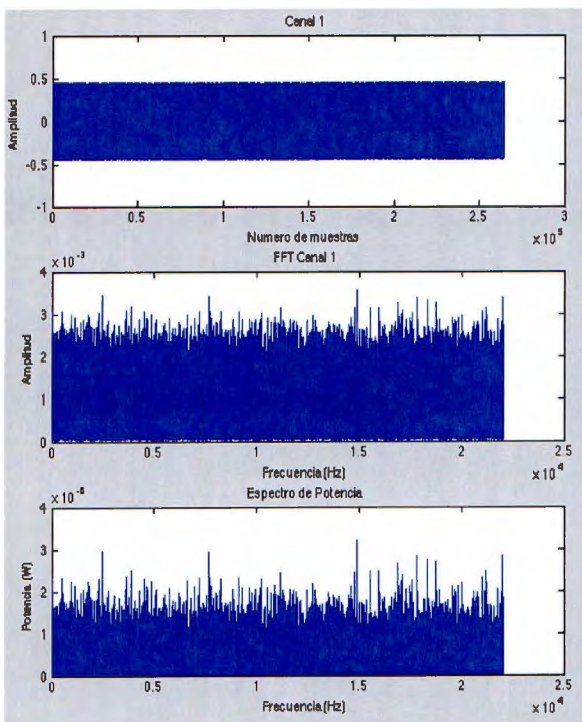


Figura 27 – Caracterización de la señal "Estática"

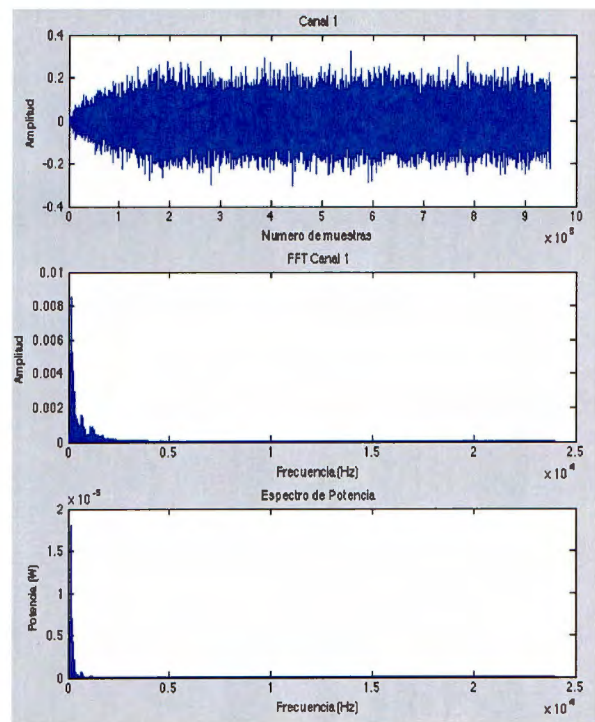


Figura 28 – Caracterización de la señal "Extractor de Aire"

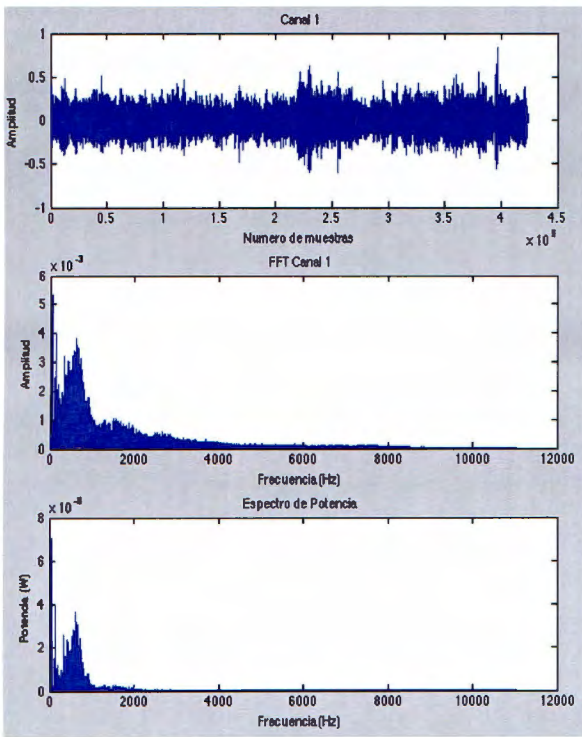


Figura 29 – Caracterización de la señal "Gente hablando".

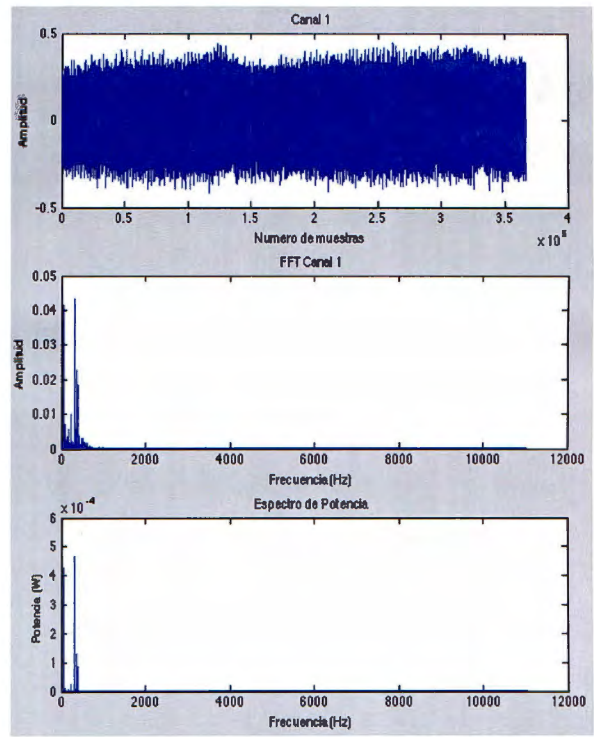


Figura 30 – Caracterización de la señal "Máquina".

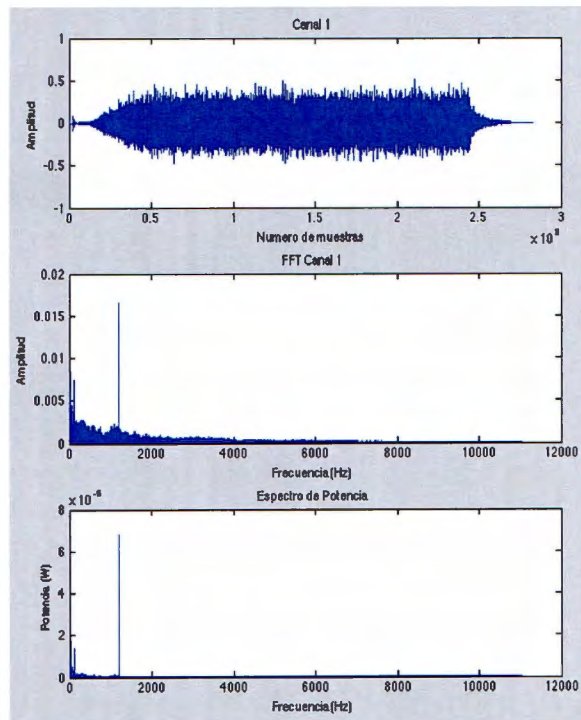


Figura 31 – Caracterización de la señal "Ventilador".

6.1.2 – Señales intermitentes

Las seis señales correspondientes a esta clasificación fueron grabaciones de:

- Batidora
- Cafetería
- Carretera
- Cuarto de Lavado
- Fiesta
- Ronquidos

Al igual que en el primer caso, se muestran las características de cada uno de los sonidos anteriormente listados, generados gracias al código desarrollado en Matlab®. Se incluye la misma información para estas señales:

- Amplitud vs Número de muestras
- Amplitud vs Frecuencia
- Potencia vs Frecuencia

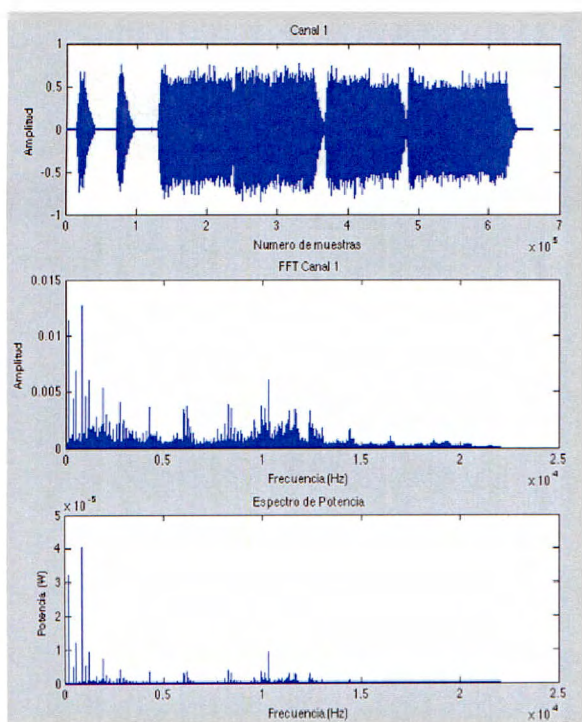


Figura 32 – Caracterización de la señal "Batidora"

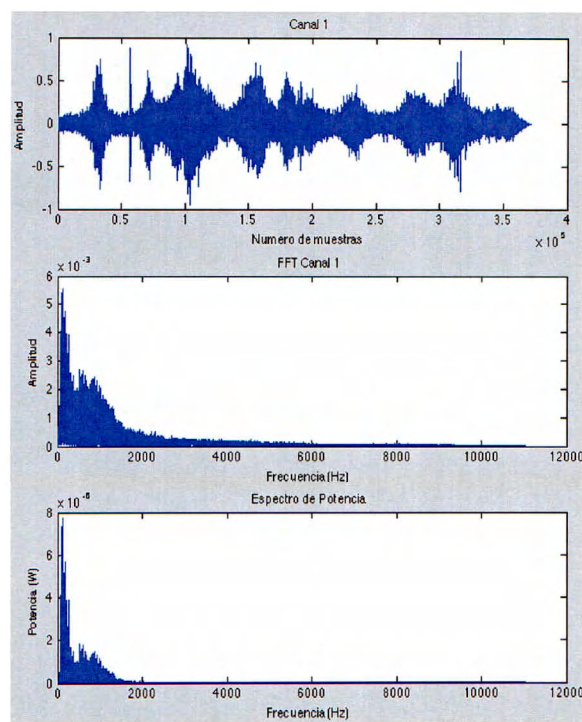


Figura 33 – Caracterización de la señal "Carretera"

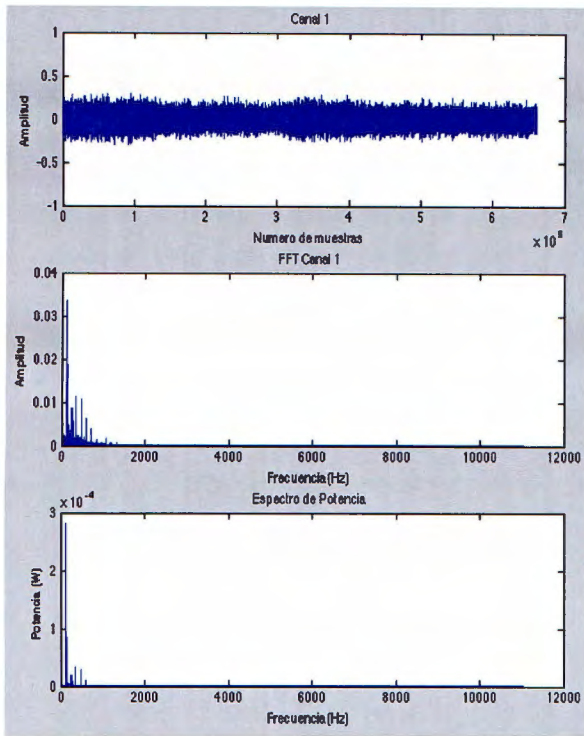


Figura 34 – Caracterización de la señal "Cuarto de Lavado"

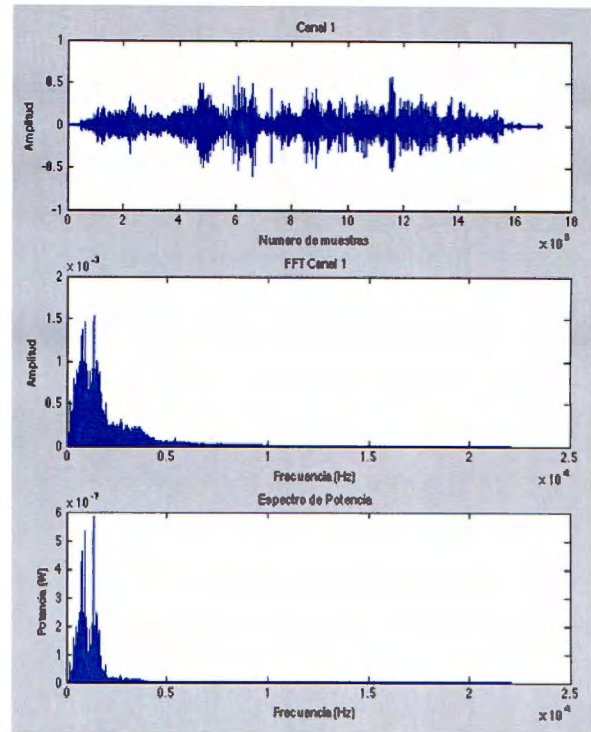


Figura 35 – Caracterización de la señal "Fiesta".

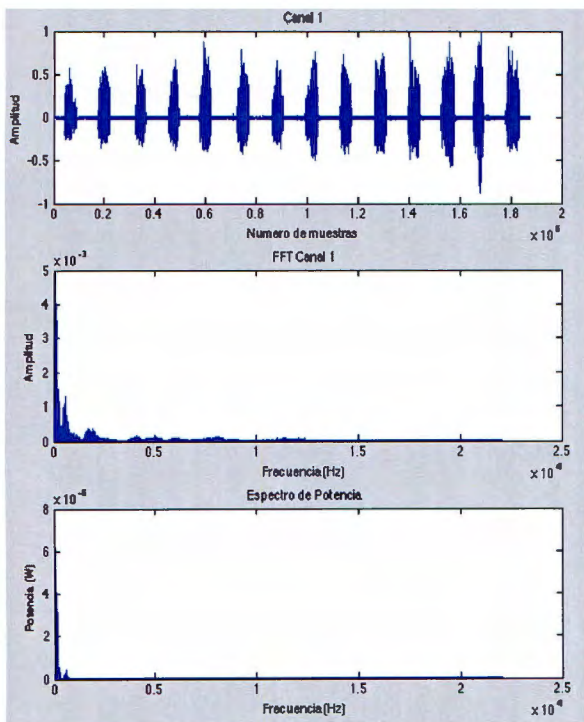


Figura 36 – Caracterización de la señal "Ronquidos"

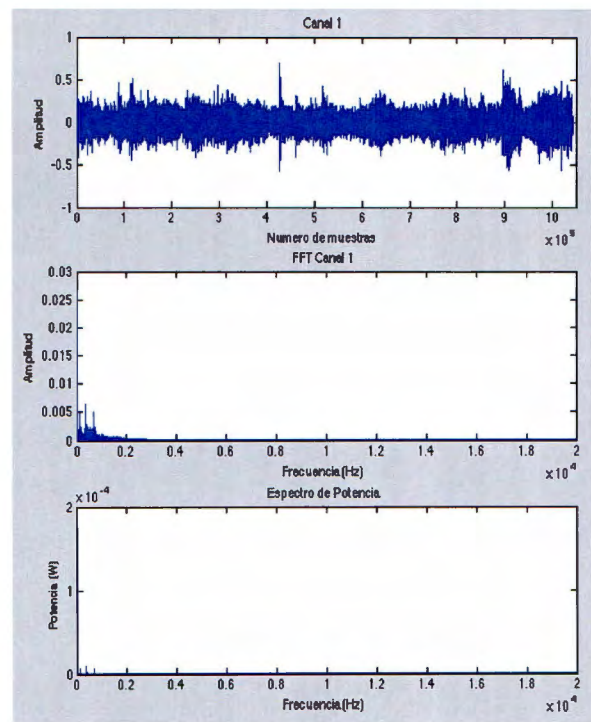


Figura 37 – Caracterización de la señal "Cafetería"

6.1.2 – Señales impulsivas

Las tres señales de esta clasificación corresponden a grabaciones de:

- “Crash” (objetos cayendo)
- Ladrido
- Ruido en la Calle

A continuación se muestran la características, tanto en tiempo como en frecuencia, de cada uno de los sonidos anteriores, obtenidas gracias al el código desarrollado para Matlab®. Se incluye su información de:

- Amplitud vs Número de muestras
- Amplitud vs Frecuencia
- Potencia vs Frecuencia

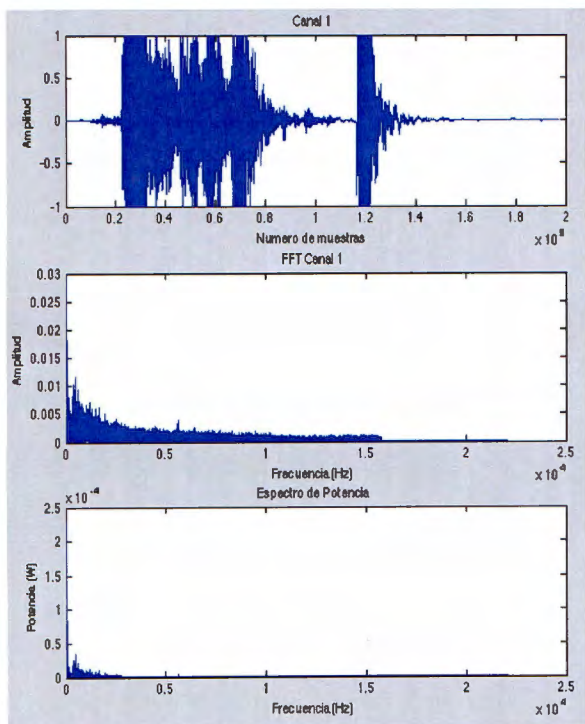


Figura 38 – Caracterización de la señal “Crash”

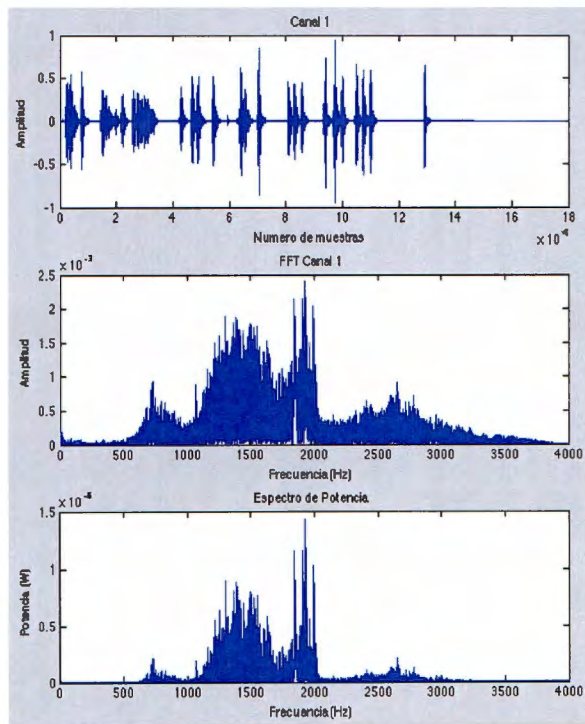


Figura 39 – Caracterización de la señal “Ladrido”

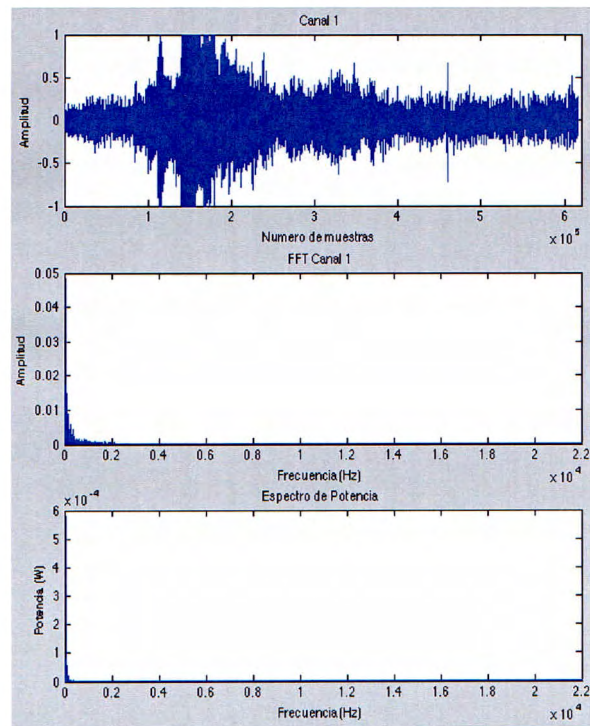


Figura 40 – Caracterización de la señal "Ruido en la Calle"

6.2 Análisis y selección de los parámetros de prueba para el sistema híbrido

6.2.1 Orden de los coeficientes

Existen varios factores que pueden influenciar el funcionamiento del sistema, uno de ellos es el orden de los coeficientes de los filtros. Dentro de estos filtros consideramos el la planta (trayectoria primaria), trayectoria secundaria, retroalimentación y estimación de la trayectoria secundaria en línea.

Como parte del análisis del sistema y la comprobación de su funcionamiento se modificaron el orden de los coeficientes de los filtros, realizando pruebas con 20 y 32 coeficientes, los cuales son números de orden bajo dado que se asume, para los fines de este proyecto, que la distancia entre la fuente de ruido y el sistema de control no es muy larga.

Es importante saber que al aumentar el número de coeficientes es posible caracterizar de una manera más real al sistema, así como a los filtros y a su respuesta.

6.2.2 – Tipos de trayectorias (normalizadas y prácticas)

Con el fin de conocer más a fondo las capacidades del sistema híbrido propuesto, se planteó la necesidad de comprobar su respuesta tanto en un ambiente de prueba (valores normalizados de los coeficientes), como en un ambiente real (valores prácticos de los coeficientes).

En la primera etapa los coeficientes de las trayectorias fueron normalizados, lo cual significa que fueron establecidos de manera aleatoria con valores entre 1 y -1. Posteriormente se hicieron pruebas con filtros con coeficientes de valores reales, tomados de un estudio experimental realizado previamente en un ducto de aire específico [6].

Por lo tanto, las pruebas llevadas a cabo se realizaron en tres diferentes etapas:

1. Análisis con señales reales y filtros con 20 coeficientes normalizados
2. Análisis con señales reales y filtros con 32 coeficientes normalizados
3. Análisis con señales reales y filtros con 20 coeficientes prácticos

Es importante destacar que no fue realizado un análisis con señales reales y filtros con 32 coeficientes prácticos, debido a que las muestras de coeficientes que se obtuvieron de [6] no presentaban suficientes valores para esta prueba, razón por la que esta etapa de pruebas se quedó al nivel de filtros con valores normalizados.

6.2.3 – Algoritmo de paso variable propuesto para el Sistema Híbrido

Se planteó realizar un cambio al sistema híbrido propuesto inicialmente, ya que las secciones correspondientes a los filtros de los sistemas *feedforward* y *feedback*, hacían uso del algoritmo FXLMS para ayudar al sistema híbrido a converger al valor mínimo del error. Este sistema presenta el inconveniente de que, para cada simulación, se establece un solo valor de μ para el sistema *feedforward*, y uno para el sistema *feedback*. Esto quiere decir que el tamaño de paso será constante durante todo el proceso de simulación.

6.3 – Problema de estimación de trayectoria secundaria y retroalimentación acústica

Uno de los problemas que se presentaron para la estimación de la trayectoria secundaria en línea propuesta es que, a pesar de tener valores de μ_{\min} y μ_{\max} , el valor tanto de la varianza como de la amplitud del ruido blanco generado durante el proceso de estimación de trayectoria secundaria, son constantes.

Estos dos parámetros, amplitud y varianza del ruido blanco, pueden en determinado caso hacerse variantes a lo largo del proceso de cancelación acústica. Dependiendo del algoritmo que se utilice para la variación de estos parámetros, se podría esperar una considerable mejora en la eficiencia del sistema, reflejada ya sea en una reducción del tiempo de convergencia o en un mayor nivel de estabilidad de la respuesta.

Sin embargo, y a pesar de la importante influencia que representa la varianza, principalmente, en el desempeño del sistema; el manejo de estos parámetros se dejó fuera de las pruebas realizadas para el proyecto, debido a la gran cantidad de otros parámetros que ya se estaban evaluando.

Otro punto importante es que el sistema híbrido propuesto no cuenta con un algoritmo dedicado a neutralizar la retroalimentación acústica. Sin embargo, se consideró que el tener un sistema *feedback* era suficiente solución a la problemática que presenta el sistema *feedforward*, debido a que los sistemas *feedforward* y *feedback* se complementan. Mientras que el sistema *feedforward* tiene retroalimentación acústica, el *feedback* no la tiene.

6.4 – Resultados de la simulación de los sistemas bajo análisis

6.4.1 – Presentación de Resultados

En primera instancia, antes de presentar los resultados, es importante presentar algunos de los principales parámetros considerados para todas las pruebas y simulaciones:

- Tamaños de Paso
 - Sección de Feedforward – μ_w
 - Sección de Feedback – μ_m
 - Trayectoria Secundaria – μ_s

- Varianza del Ruido Blanco Gaussiano, constante a lo largo de toda la simulación.

- Cambio abrupto de trayectoria secundaria en la iteración 1000, para coeficientes normalizados. Este cambio se hace para simular situaciones a las que podría estar expuesto el sistema implementado en un ducto, tales como la caída del micrófono de referencia.

- Cambio gradual (senoidal) de trayectoria secundaria en la iteración 1000 a 1100, para coeficientes prácticos. En el caso de los coeficientes prácticos no se manejó un cambio abrupto de trayectoria secundaria por falta de otro conjunto de valores prácticos para los coeficientes por los cuales se pudiera hacer el cambio en la iteración 1000. Sin embargo, un cambio gradual nos permite simular situaciones en las que se presente un ligero cambio en las condiciones del sistema, tales como pequeñas vibraciones del tubo, un ligero cambio de posición del micrófono de referencia, un tornillo suelto, etc.

6.4.2 – Sistema híbrido con diferentes señales de prueba

Para poder caracterizar el sistema híbrido, se llevaron a cabo un gran número de pruebas y simulaciones con el conjunto de sonidos de prueba descritos anteriormente. Cabe destacar que una señal de cada tipo de ruido fue seleccionada como la más representativa de ese grupo de

señales, para presentar los resultados. La elección de estas señales se basó en un análisis de las respuestas para cada audio, eligiendo aquella que resultara en una mejor respuesta del sistema y que representara de manera general la respuesta ante cada tipo de ruido.

Las primeras pruebas se hicieron con la señal continua, la cual corresponde al sonido de una aspiradora en uso. Esta señal tiene principalmente componentes de baja frecuencia (menores a 500 Hz), con componentes de mucho menor amplitud en altas frecuencias. Por otra parte, la mayor parte de su potencia, representada por un componente de 1×10^{-4} W, se encuentra concentrada en bajas frecuencias, aunque existen un par de componentes menores en la región de altas frecuencias. Todas estas características pueden verificarse en el apartado 6.1.1 del presente capítulo.

La señal intermitente corresponde al audio de una batidora en funcionamiento. En cuanto a su naturaleza en el tiempo, esta señal presenta diversos cambios de amplitud, algunos más abruptos que otros, con relativa periodicidad. Por otra parte, se observa que es una señal con componentes tanto en bajas como en altas frecuencias, a pesar de que los componentes de mayor amplitud se encuentran en bajas frecuencias. La distribución de potencia se encuentra concentrada principalmente por debajo de los 1000 Hz, con componentes cuya máxima amplitud es de 4×10^{-5} W. Sin embargo, se presentan también algunos componentes de mucho menor amplitud en altas frecuencias, alrededor de los 10 kHz aproximadamente. Todo lo anterior puede observarse gráficamente en el apartado 6.1.2.

La señal impulsiva corresponde al ruido cotidiano de una calle. Por su naturaleza, esta señal presenta cambios de amplitud muy abruptos y no periódicos. En cuanto a la distribución espectral de potencia, el principal componente está en frecuencias muy bajas y prácticamente no se presentan componentes de frecuencia más allá de los 2kHz. Así mismo, en lo que a su distribución de potencia se refiere, el principal, y prácticamente único componente, se encuentra en muy bajas frecuencias, con una amplitud en el orden de los 6×10^{-4} W. Las representaciones gráficas de estas características se pueden verificar en la sección 6.1.3 de este capítulo.

6.4.3 – Sistema híbrido con filtros adaptivos de diferentes valores y número de coeficientes

6.4.3.1 – 20 Coeficientes Normalizados

Las primeras pruebas fueron realizadas para filtros de orden 20, con coeficientes aleatorios. Los valores óptimos de los tamaños de paso μ_w y μ_m , que corresponden a la sección *feedforward* y *feedback* respectivamente, fueron obtenidos mediante prueba y error.

La Tabla 7 muestra los valores usados para cada sección del tamaño de paso, al igual que el rango de valores para el tamaño de paso del filtro correspondiente a la trayectoria secundaria.

Señal	Tamaño de Paso	
	μ_w y μ_m	μ_s
Continuo	0.001	0.01-0.15
Intermitente	0.001	0.01-0.15
Impulsiva	0.001	0.001-0.15

Tabla 7 - Valores de μ utilizados – 20 coeficientes normalizados

En cada caso fue utilizado un ruido blanco con media cero y varianza igual a 0.005. También fue implementado un cambio abrupto en la trayectoria secundaria, en la iteración 1000, de un total de 2000 iteraciones, para probar la respuesta del sistema a este tipo de cambios.

La señal con la que se obtuvo la mejor respuesta del sistema fue la continua. La figura (42) muestra el error modelado y la figura (43), el MSE para este caso. Se observa en estas figuras que el sistema alcanza estabilidad en ambos casos, aunque en el caso del MSE hay una ligera oscilación alrededor del valor de convergencia. Por otra parte, la gráfica de error modelado muestra un descenso de alrededor de 30 dB, lo que implica una buena estimación de la trayectoria secundaria. Así mismo, el MSE presenta una caída de aproximadamente 40 dB, lo cual indica un nivel aceptable de cancelación de ruido acústico.

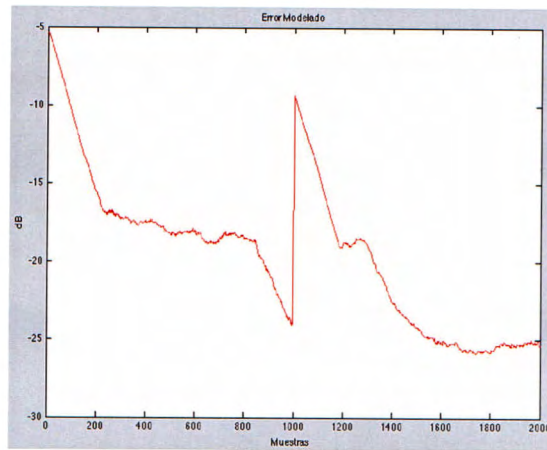


Figura 42 – Error Modelado para la señal continua con 20 coeficientes normalizados

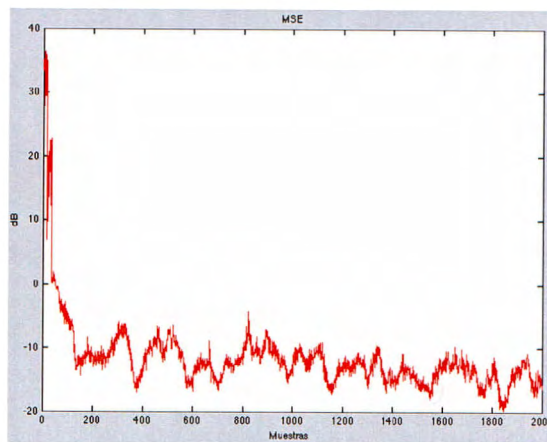


Figura 43 – MSE para la señal continua con 20 coeficientes normalizados

La respuesta ante una señal intermitente de entrada se presentan en la figura (44), con el error modelado, y la figura (45), con el MSE. Se observa un menor grado de estabilidad, tanto en el error modelado como en MSE, comparativamente con la señal continua. Esto se debe a la naturaleza de la señal en el tiempo, que presenta cambios relativamente abruptos en amplitud. Sin embargo, el sistema muestra una buena adaptación a estos cambios, pues es capaz de regresar a un valor de convergencia en el tiempo que dura la simulación.

Por otra parte, se observa que el error modelado tiene niveles mayores de descenso en decibeles en la primera parte de la simulación, en parte debido a la naturaleza de la señal y a los valores de los coeficientes manejados para la trayectoria secundaria. Al final de la simulación el valor alcanzado es de -20 dBs. Estas variaciones del error modelado reflejan la adaptación del sistema a los cambios de amplitud. Se puede considerar que, a pesar de los mismos, el sistema logra estimar la trayectoria secundaria de manera eficiente.

En cuanto al MSE, se observan oscilaciones entre los 30 dB y -5 dB en la primera parte de la simulación, correspondientes a los primeros cambios de amplitud de la señal, que son abruptos y con cierto grado de periodicidad. Posteriormente, el sistema logra mantenerse en un nivel entre los -5 y -10 dB, debido a que el resto de la señal tiene menos picos de amplitud. Estos resultados demuestran que sí existe un grado de cancelación de ruido, aunque en menor grado en comparación a la señal continua.

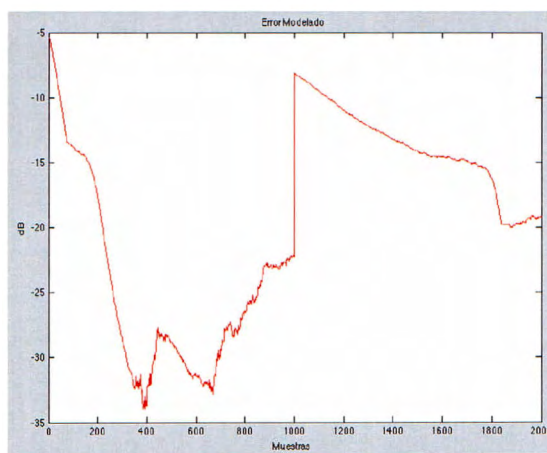


Figura 44 – Error Modelado para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados

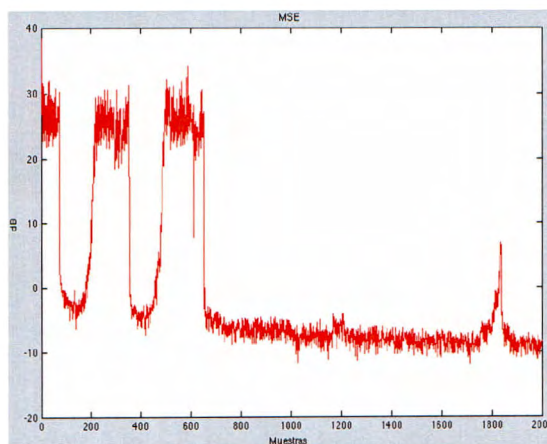


Figura 45 – MSE para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados

La figura (46) muestra el error modelado para la señal impulsiva de entrada, mientras que la figura (47) muestra el MSE. En el error modelado se tiene un valor de convergencia después del cambio de trayectoria secundaria, debido a que en la primera parte de la simulación se presenta un cambio abrupto de amplitud al cual el sistema debe reponerse, y eso le toma al sistema cierto tiempo dentro de la simulación. Además, la segunda parte de la señal ya no presenta picos de amplitud significativos, por lo que la estimación de trayectoria secundaria es realizada por el

sistema con mayor eficiencia. No obstante, se alcanza un nivel de convergencia de -20dBs al final de la simulación, gracias a que el pico de amplitud se localiza al principio de la señal y el sistema tiene suficiente tiempo para estimar la trayectoria secundaria de manera eficiente.

En cuanto al MSE, no es posible concluir que éste presenta un valor de convergencia y cancelación de ruido, debido a los grandes cambios en amplitud que presenta la señal. El valor del MSE oscila en torno a un valor de convergencia de entre -5 y -10 dBs, pero nunca alcanza estabilidad y, por lo mismo, el nivel de cancelación de ruido es mínimo comparado con los casos anteriores.

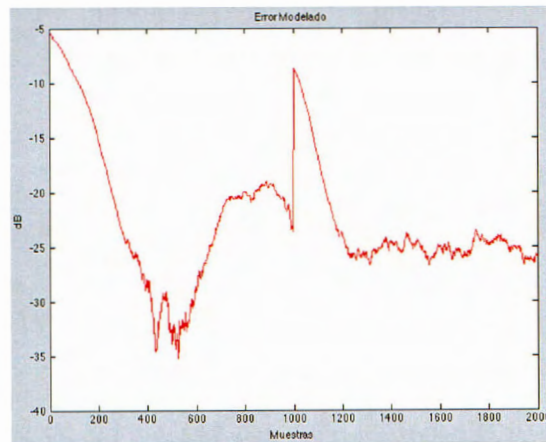


Figura 46 – Error Modelado para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados

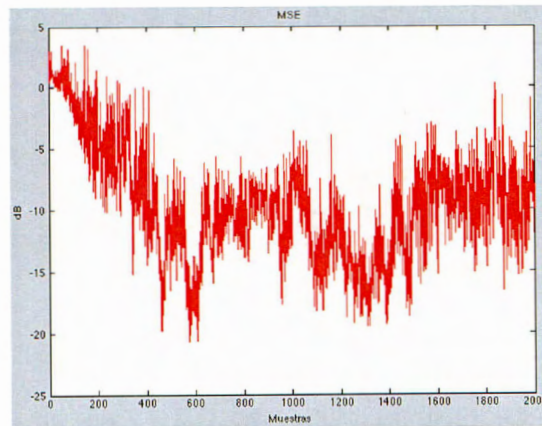


Figura 47 – MSE para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados

6.4.3.2 – 32 Coeficientes Normalizados

El siguiente paso a realizar en el seguimiento de las pruebas, fue incrementar el orden de los filtros, lo cual significa que el sistema tomará en consideración un número mayor de propiedades del ducto. Los valores de los coeficientes se establecieron una vez más de manera aleatoria, entre -1 y 1.

La Tabla 8 muestra los valores usados para los tamaños de paso de las secciones *feedback* y *feedforward*, al igual que el rango de valores para el tamaño de paso de la trayectoria secundaria. Estos valores fueron establecidos partiendo de los valores del análisis anterior, ajustándolos mediante prueba y error en caso de ser necesario.

Señal	Tamaño de Paso	Tamaño de Paso
	H_w y H_m	H_s
Continuo	0.0001	0.001-0.05
Intermitente	0.001	0.01-0.15
Impulsiva	0.0001	0.001-0.05

Tabla 8 - Valores de μ utilizados – 32 coeficientes normalizados

De nueva cuenta, un ruido blanco con media cero y varianza igual a 0.005 fue utilizado para las tres diferentes señales de entrada. El valor de la varianza fue, de igual manera, establecido mediante prueba y error. Un cambio abrupto en la trayectoria secundaria fue utilizado en la iteración 1000, de un total de 2000 iteraciones.

La figura (48) muestra la respuesta del error modelado para la señal continua, mientras que la figura (49) muestra el MSE para el mismo caso. Se observa en ambas gráficas que el sistema alcanza estabilidad; particularmente, el error modelado presenta mayor estabilidad desde el principio de la simulación, en comparación al caso de 20 coeficientes normalizados. Así mismo, el nivel de cancelación de ruido permanece igual que en la prueba con 20 coeficientes normalizados. Sin embargo, el valor de convergencia del error modelado se queda en -10 dB, mientras que para 20 coeficientes normalizados había alcanzado un valor de -25 dB, lo cual implica que hay una estimación menos precisa de la trayectoria secundaria.

Es importante mencionar que el tamaño de paso fue reducido en un orden de diez en este caso, probablemente debido al hecho de que esta medición es más precisa que las pruebas anteriores, dado el incremento del tamaño del filtro.

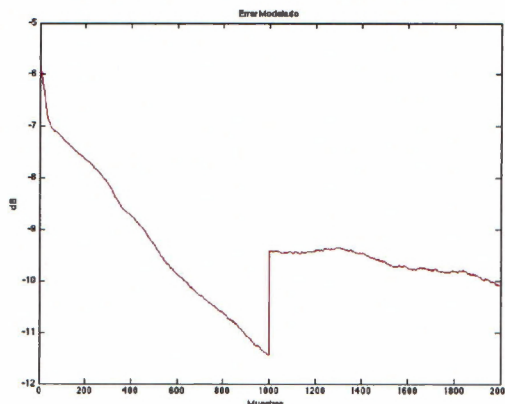


Figura 48 – Error Modelado para la señal continua con 32 coeficientes normalizados

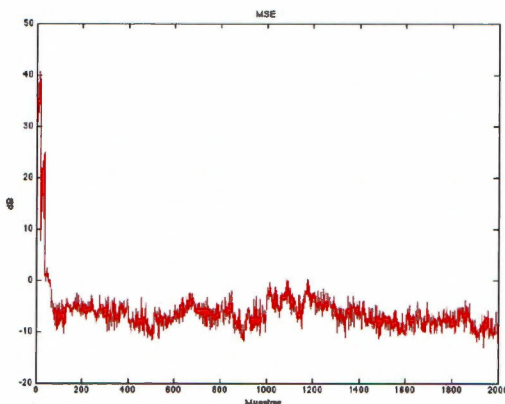


Figura 49 –MSE para la señal continua con 32 coeficientes normalizados

En el caso de la señal de entrada intermitente, no fue necesario alterar el tamaño de paso para obtener buenos resultados. La figura (50) y (51) muestran la respuesta para el error modelado y el MSE para la seña intermitente, respectivamente. La forma de la respuesta del error modelado es muy similar al primer caso presentado, con 20 coeficientes normalizados, aunque el nivel de convergencia es mayor, se queda en -13 dB aproximadamente. Por otra parte, la respuesta del MSE presenta también los mismos niveles de convergencia y estabilidad que el primer caso moestrado. Esto quiere decir que, manteniendo el mismo tamaño de paso en el sistema, éste será capaz de responder con la misma eficiencia ante una señal intermitente de entrada, sin importar si se aumenta el número de coeficientes de los filtros, al menos para un cambio de 20 a 32 coeficientes.

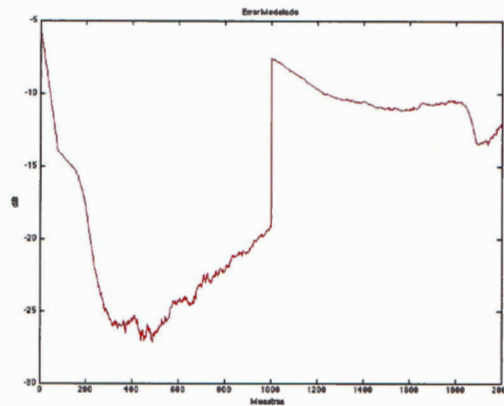


Figura 50 – Error Modelado para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados

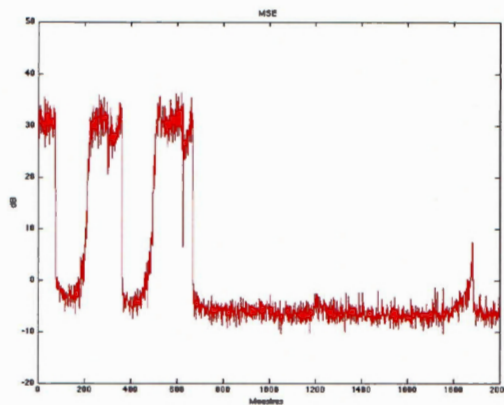


Figura 51 – MSE para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados

Las respuestas ante una señal impulsiva de entrada se presentan en la figura (52), con el error modelado, y en la figura (53), con el MSE. El error modelado presenta mayor estabilidad, comparado con el caso de 20 coeficientes normalizados, pero no se presenta un valor de convergencia definido. Antes del cambio de trayectoria secundaria se observa una región donde sí existe convergencia en -22 dB aproximadamente, lo cual significa que el sistema puede llegar a converger, pero el cambio abrupto de trayectoria secundaria impide que el sistema vuelva a converger a tiempo antes de que la simulación termine.

Por otra parte, se tiene una vez más un MSE sin estabilidad alguna, donde difícilmente se puede establecer un posible valor de convergencia debido a las grandes oscilaciones que se ven en la gráfica. Debido a esto, la cancelación de ruido es prácticamente nula en este caso, a pesar de que el tamaño de paso se redujo en un orden de 100.

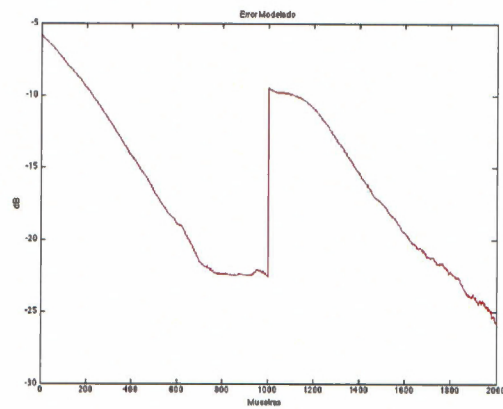


Figura 52 – Error Modelado para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados

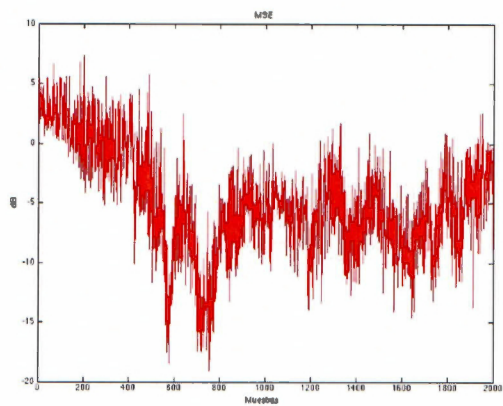


Figura 53 – MSE para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados

6.4.3.3 – 20 Coeficientes Prácticos

A continuación, se realizó una serie de pruebas con filtros de orden 20 con coeficientes prácticos. Estos coeficientes fueron obtenidos del trabajo experimental realizado en [6] para determinar los valores de la trayectoria primaria y secundaria de un ducto de aire específico.

La Tabla 9 muestra los valores utilizados para el tamaño de paso correspondientes a las secciones *feedforward* y *feedback* del sistema híbrido, al igual que el rango de valores que el tamaño de paso de la trayectoria secundaria puede tener. Estos valores fueron establecidos mediante prueba y error, partiendo de los valores establecidos en las pruebas anteriores.

Señal	Tamaño de Paso	Tamaño de Paso
	μ_w y μ_m	μ_s
Continuo	0.000001	0.0001-0.001
Intermitente	0.000001	0.0001-0.001
Impulsiva	0.000001	0.0001-0.001

Tabla 9 - Valores de μ utilizados – 20 coeficientes prácticos

Para cada uno de los tres casos se utilizó un ruido blanco con media cero y varianza igual a 0.05, establecida también mediante prueba y error. Debido a que no se tenían suficientes datos para poder implementar un cambio abrupto de la trayectoria secundaria (es decir, sólo había un grupo de valores disponibles para el filtro de la trayectoria secundaria en [6]), se implementó un cambio gradual a esta trayectoria mediante la suma de una señal senoidal a los coeficientes de la trayectoria secundaria de la iteración 1000 a la 1100.

De la Tabla 9, es posible darse cuenta que el tamaño de paso para el caso de la señal continua tuvo que ser reducido en un orden de 1000, en comparación a los valores establecidos para las pruebas realizadas para filtros de 20 coeficientes normalizados. Esto se debe a que los valores de los coeficientes no se encuentran necesariamente en el rango de -1 a 1, sino que pueden llegar a presentar magnitudes considerablemente mayores. Por lo tanto, la estimación de la trayectoria secundaria necesita un tamaño de paso menor para poder lograr un punto de convergencia del sistema.

La figura (54) presenta el error modelado para una entrada continua, mientras que la figura (55) muestra el MSE. El sistema mostró una velocidad de convergencia menor, comparado con los resultados de las pruebas anteriores, a tal grado que no se alcanza a observar un valor de convergencia definido. Esto se debe a que los valores del tamaño de paso son muy pequeños y causan que el proceso de convergencia sea más lento, lo cual se traduce en una estimación de la trayectoria secundaria muy lenta para el tamaño de señal de entrada y tiempo de simulación que se manejó en la prueba. Otro factor importante la gráfica del error modelado es el cambio gradual de trayectoria secundaria. Se observa que en la iteración 1000 el sistema pierde el nivel de caída que llevaba hasta ese punto y trata de adaptarse al cambio en la trayectoria secundaria; sin embargo, después de la iteración 1100, la proporción de caída vuelve a ser la misma que en el principio de la simulación, donde tampoco existía un cambio de la trayectoria secundaria.

Por otra parte, el MSE logra acercarse a un valor de hasta -20 dB en algunos puntos, pero no presenta estabilidad como tal. Se podría considerar un valor de convergencia alrededor de -5 dB, a pesar de la gráfica presenta una gran cantidad de oscilaciones alrededor de este valor. Sin embargo, la respuesta es suficiente para considerar que hay un nivel aceptable de cancelación de ruido, aunque sea en menor grado comparado con los casos de coeficientes normalizados.

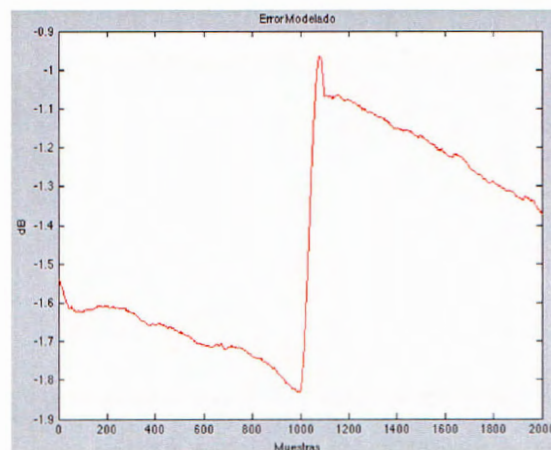


Figura 54 – Error Modelado para la señal continua con 20 coeficientes prácticos

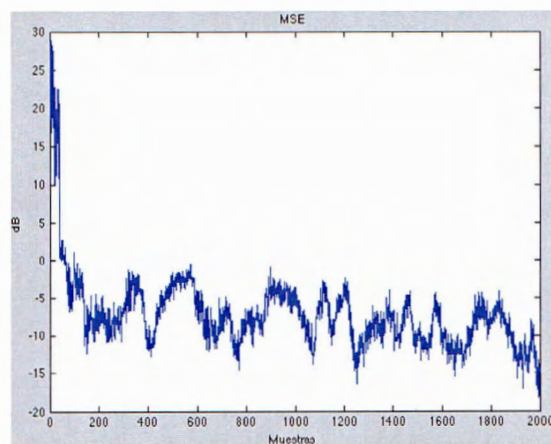


Figura 55 – MSE para la señal continua con 20 coeficientes prácticos

Para la señal intermitente, los efectos de la reducción en el valor del tamaño de paso fueron similares. El sistema tomó más tiempo para converger y el grado de cancelación de ruido fue reducido. A pesar de esto, la respuesta logró estabilidad en la simulación. Las figuras (56) y (57) corresponden al error modelado y el MSE para una señal intermitente de entrada, respectivamente.

El error modelado presenta una velocidad de convergencia mucho menor que en el caso de coeficientes normalizados; sin embargo, se puede observar que si existen algunos valores de convergencia, aunque de apenas -2 a -3 dB, a lo largo de la simulación, como el caso de las muestras previas al cambio de trayectoria secundaria.

El MSE presenta un comportamiento similar a las pruebas con coeficientes normalizados, pero el valor de convergencia es mayor, de alrededor de -5 dB, además de que presenta un menor grado de estabilidad. Sin embargo, se puede decir que hay un nivel aceptable de cancelación de ruido.

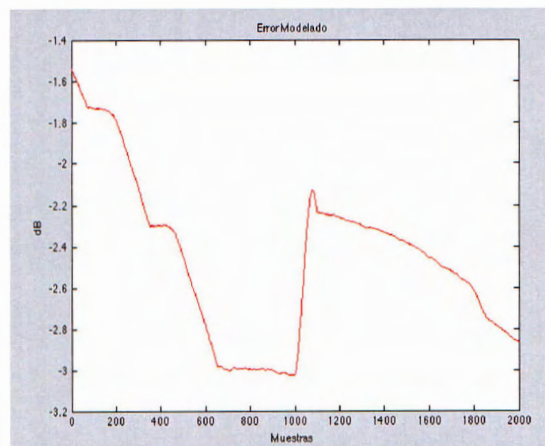


Figura 56 – Error Modelado para la señal intermitente con 20 coeficientes prácticos

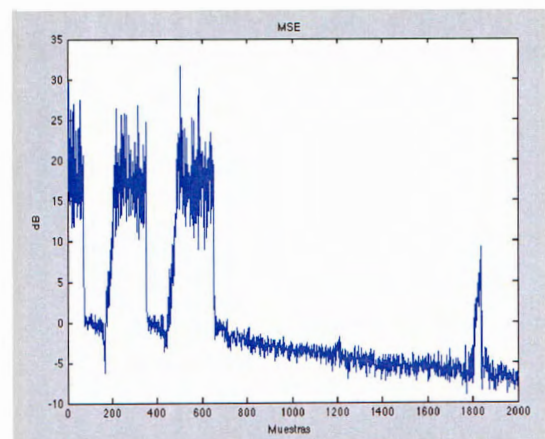


Figura 57 – MSE para la señal intermitente con 20 coeficientes prácticos

Para la señal impulsiva los resultados no fueron los esperados. Debido a que existen cambios abruptos en la amplitud en este tipo de señal y el tamaño de paso es muy pequeño, el sistema no tiene suficiente tiempo para recuperarse de dichos impulsos. Como se observa en las figuras

(58) y (59), aproximadamente en la muestra 500 existe un punto en el que los valores de los coeficientes de los filtros tienden a infinito y la simulación termina. Las figuras (58) y (59) corresponden al error modelado y el MSE de la señal impulsiva, respectivamente.

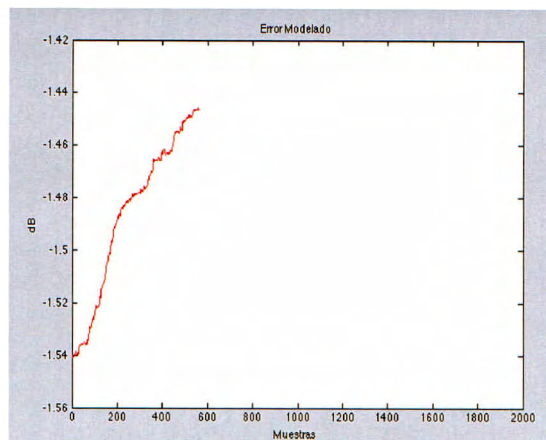


Figura 58 – Error Modelado para la señal impulsiva con 20 coeficientes prácticos

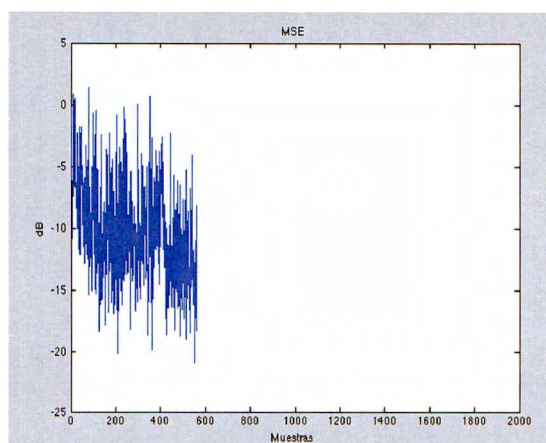


Figura 59 – MSE para la señal impulsiva con 20 coeficientes prácticos

6.4.4 – Sistema híbrido con valores de diferentes trayectorias con el algoritmo VSS-LMS en todos los filtros adaptivos

Como ya se mencionó previamente en el trabajo, se decidió hacer un cambio a los algoritmos adaptivos de las secciones *feedforward* y *feedback* para que tuvieran tamaño de paso variable en el tiempo. Por lo tanto, se implementó el algoritmo VSS-LMS de la trayectoria secundaria en estos filtros adaptivos también.

A continuación se presentan las pruebas para este sistema híbrido propuesto. Se dio el mismo seguimiento y estructura a las pruebas, comenzando por filtros de orden 20 con coeficientes normalizados y finalizando con filtros de orden 32, con coeficientes prácticos.

6.4.4.1 – 20 Coeficientes Normalizados

Las primeras pruebas se realizaron con filtros de 20 coeficientes con valores normalizados. La Tabla 11 presenta los valores óptimos para los diferentes rangos de tamaño de paso. Los rangos para *feedforward* y *feedback* fueron obtenidos mediante prueba y error del sistema, tomando en cuenta los resultados obtenidos en el primer sistema propuesto, de modo que el valor de tamaño de paso obtenido previamente se consideró como el valor medio para el rango de valores de tamaño de paso del nuevo sistema.

Señal	Tamaño de Paso μ_w	Tamaño de Paso μ_m	Tamaño de Paso μ_s
Continuo	0.05-0.001	0.05-0.001	0.15-0.01
Intermitente	0.005-0.0005	0.005-0.0005	0.15-0.01
Impulsiva	0.1-0.001	0.1-0.001	0.15-0.001

Tabla 10 - Valores de μ utilizados – 20 coeficientes normalizados

En todos los casos de estas pruebas se utilizó un ruido blanco con media cero y varianza igual a 0.005. Así mismo, se mantuvo el cambio abrupto de trayectoria secundaria en la iteración 1000. A continuación se muestran las respuestas para el error modelado, en la Figura (60) y el MSE, en la Figura (61), ante la señal continua de entrada.

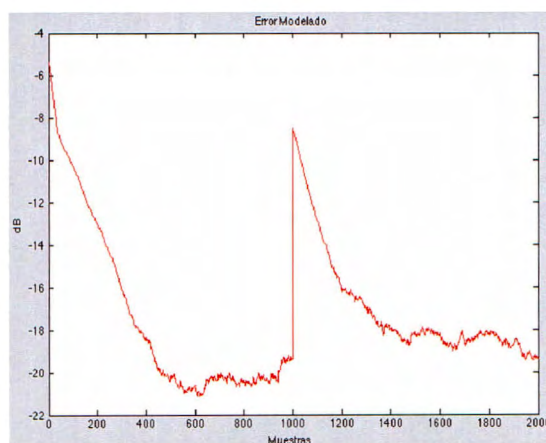


Figura 60 – Error Modelado para la señal continua con 20 coeficientes normalizados

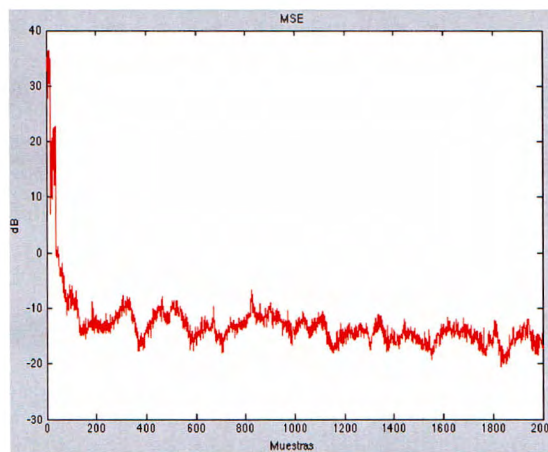


Figura 61 – MSE para la señal continua con 20 coeficientes normalizados

En comparación con los resultados del primer sistema probado, se puede observar que los resultados son muy semejantes con el nuevo sistema. Tanto el error modelado como el MSE alcanzan estabilidad, al mismo nivel de convergencia que con el primer sistema híbrido propuesto. Es importante mencionar que el rango de valores se debió mantener relativamente pequeño, es decir, con un aumento y decremento del orden de 10 a partir del valor medio, que fue el valor de tamaño de paso previamente establecido, como ya se mencionó. Si el rango se extendía demasiado a partir de este valor medio, los valores de los coeficientes tendían a infinito y la simulación se detenía alrededor de la muestra 1200.

Los resultados para la señal intermitente se muestran a continuación. La Figura (62) muestra el error modelado, mientras que la Figura (63) presenta el MSE.

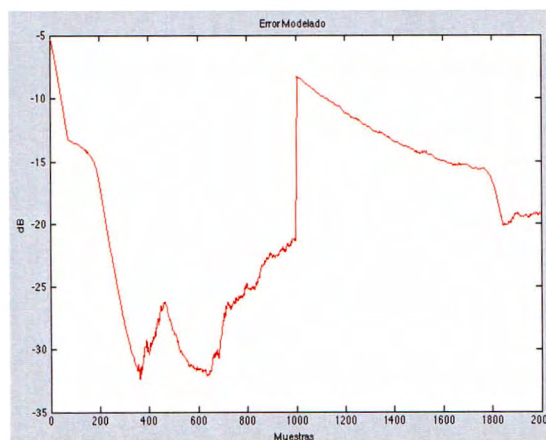


Figura 62 – Error Modelado para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados

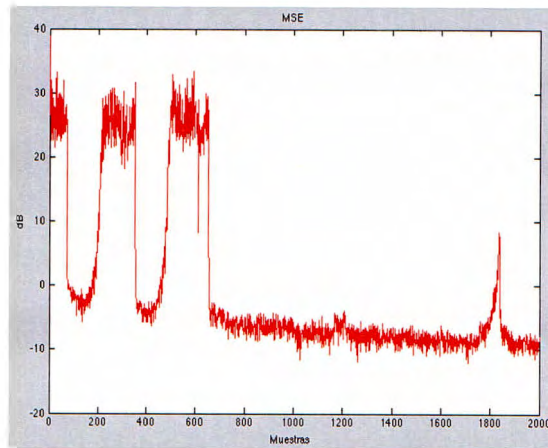


Figura 63 – MSE para la señal intermitente con 20 coeficientes normalizados

Al igual que en el caso de la señal continua, se observa una respuesta muy similar a la del primer sistema evaluado, tomando en cuenta un rango de tamaños de paso pequeño alrededor del valor medio establecido previamente. El sistema es estable, aunque la cancelación de ruido es menor, comparada con la señal continua. Esto depende en cierta medida de la naturaleza de la señal intermitente, es decir, de la cantidad de cambios de amplitud presentes en la señal, la distancia entre los mismos y el grado del cambio de amplitud.

Finalmente, se muestran las respuestas para la señal impulsiva. La Figura (64) muestra el error modelado y la Figura (65), el MSE.

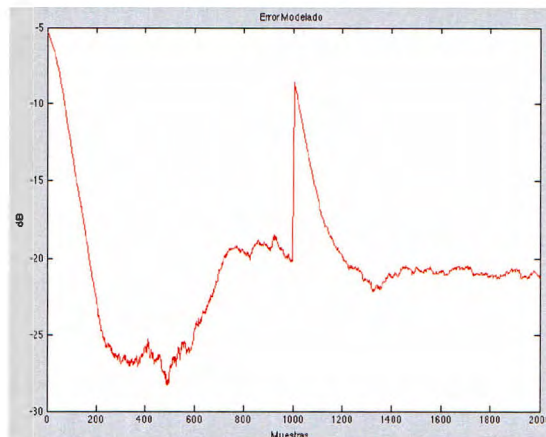


Figura 64 – Error Modelado para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados

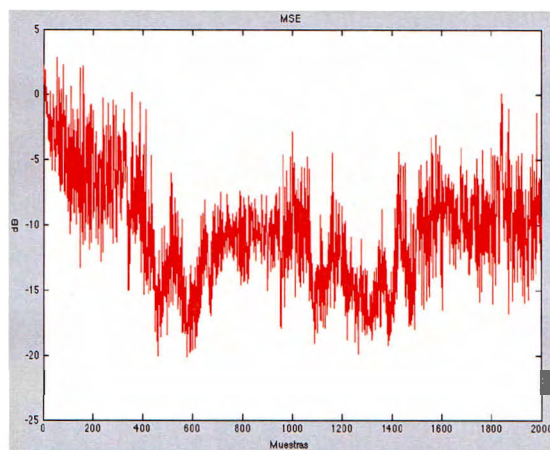


Figura 65 – MSE para la señal impulsiva con 20 coeficientes normalizados

De acuerdo a las Figuras (64) y (65), se observa que, mientras el error modelado sí tiene un valor de convergencia, el MSE no alcanza estabilidad y apenas logra cancelar ruido, pues oscila mucho alrededor de un valor de convergencia de aproximadamente -10 dB. Sin embargo, este comportamiento también es semejante al presentado en el primer sistema.

Se concluye de las pruebas mostradas que, a pesar de implementar el algoritmo VSS-LMS tanto en la sección *feedforward* como *feedback*, el nivel de cancelación y estabilidad para una señal impulsiva no mejora significativamente. No obstante, es muy importante aclarar que el código para este sistema significó un aumento de la complejidad computacional, así como un considerable aumento del tiempo de procesamiento del sistema. Por lo tanto, no se observa una ganancia significativa en eficiencia del sistema que justifique la complejidad computacional, a nivel de simulación por lo menos.

6.4.4.2 – 32 Coeficientes Normalizados

A continuación se realizaron las pruebas para filtros de orden 32, con coeficientes normalizados. La Tabla 12 presenta los valores de los diferentes rangos de tamaño de paso que se utilizaron para estas simulaciones, obtenidos en base a prueba y error a partir de los valores obtenidos para el primer sistema, como en el caso de los 20 coeficientes normalizados. Como datos adicionales, en todos los casos se agregó un ruido blanco de media cero y varianza igual a 0.005. Por otra parte, se llevó a cabo un cambio abrupto de trayectoria secundaria en la iteración 1000, de un total de 2000 iteraciones.

Señal	Tamaño de Paso μ_w	Tamaño de Paso μ_m	Tamaño de Paso μ_s
Continuo	0.001-0.0001	0.001-0.0001	0.05-0.001
Intermitente	0.005-0.0005	0.005-0.0005	0.15-0.01
Impulsiva	0.05-0.001	0.05-0.001	0.05-0.001

Tabla 11 - Valores de μ utilizados – 32 coeficientes normalizaods

En primer lugar se presentan las respuestas para la señal continua. La figura (66) muestra el error modelado, mientras que la figura (67) muestra el MSE.

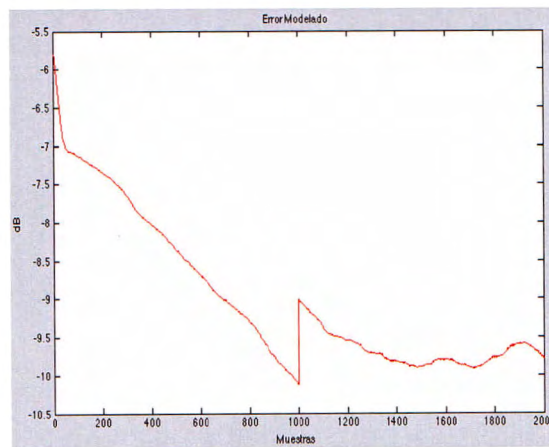


Figura 66 – Error Modelado para la señal continua con 32 coeficientes normalizados

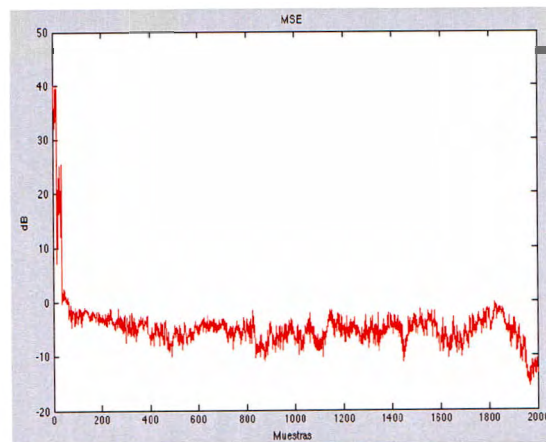


Figura 67 – MSE para la señal continua con 32 coeficientes normalizados

De acuerdo a las figuras (66) y (67) se observa que la respuesta es estable, en general, con ligeras oscilaciones en ciertos puntos, originadas por la naturaleza de la señal. En comparación a los resultados del primer sistema propuesto, se observa el mismo nivel de convergencia tanto

para el error modelado como para el MSE, lo que implica que sí se presenta cancelación de ruido.

Las figuras (68) y (69) muestran el error modelado y el MSE para la señal intermitente, respectivamente.

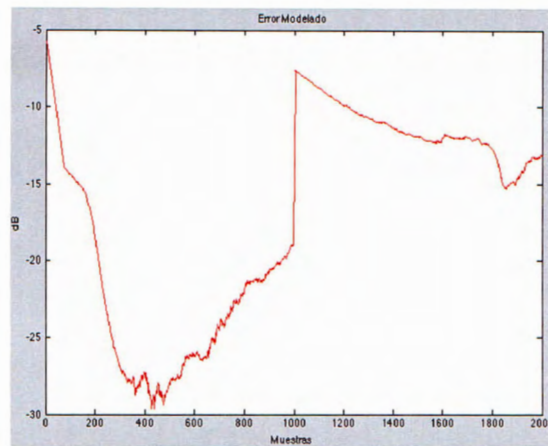


Figura 68 – Error Modelado para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados

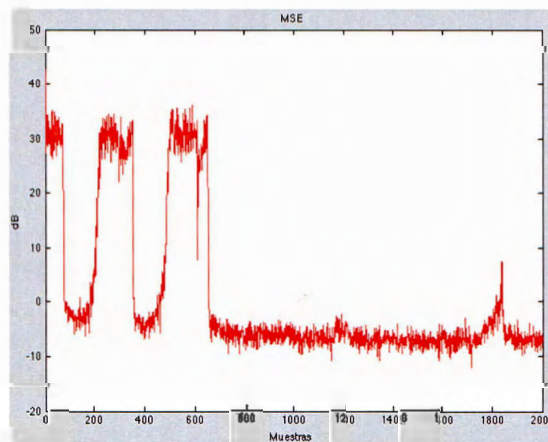


Figura 69 – MSE para la señal intermitente con 32 coeficientes normalizados

Las figuras (68) y (69) muestran una respuesta con los mismos niveles de convergencia y estabilidad que el caso del primer sistema propuesto. Así mismo, se presenta cancelación de ruido al mismo nivel.

Finalmente, se muestran las figuras (70) y (71) para el error modelado y el MSE de la señal impulsiva, respectivamente.

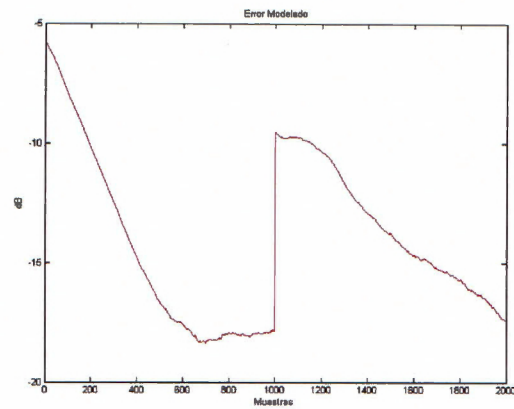


Figura 70 – Error Modelado para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados

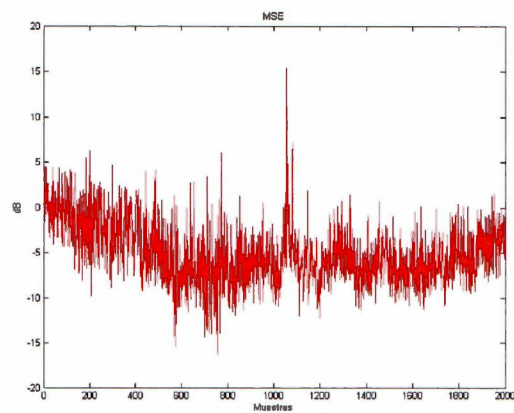


Figura 71 – MSE para la señal impulsiva con 32 coeficientes normalizados

En este caso, se observa que el error modelado alcanza menores niveles, en decibeles, que el caso del primer sistema, a pesar de que a simple vista pareciera tener el mismo comportamiento. Por otra parte, el MSE, al igual que para el primer sistema híbrido, no alcanza estabilidad y su nivel de cancelación de ruido es mínimo, apenas llega alrededor de los -5 dB.

6.4.4.3 – 20 Coeficientes Prácticos

El último paso de la serie de pruebas es el uso de filtros con 20 coeficientes prácticos. Sin embargo, para este caso no se muestran resultados, dado que no se pudo llegar a resultados concretos. No se alcanzó un conjunto de valores óptimos de los parámetros que permitieran una respuesta en la que los valores de los coeficientes de la trayectoria secundaria no tendieran a infinito rápidamente dentro de la simulación. Esto demuestra la influencia que tienen los valores

de los coeficientes para la trayectoria secundaria en el comportamiento del sistema, pues dificultan mucho el lograr estabilidad y/o convergencia de la respuesta.

6.4.5 – Sistema de Neutralización Básico

La principal desventaja de un sistema *feedforward* de cancelación activa de ruido es la retroalimentación acústica. Además de su unión con un sistema *feedback* como parte de un sistema híbrido, existe otra solución a este problema: un filtro de neutralización de retroalimentación acústica.

Por lo tanto, se pretendió realizar una prueba, con fines comparativos, entre el sistema híbrido y un sistema básico de neutralización, para lo cual fue necesario establecer parámetros iguales, de modo que la comparación del desempeño de los sistemas fuera precisa. La prueba fue realizada con un sistema de neutralización básico y para cuestiones de este trabajo sólo se analizó el comportamiento del sistema ante una entrada de una señal senoidal de 200Hz.

En la figura (72) podemos observar el conjunto de pruebas realizadas en la siguiente secuencia: la primera de ellas corresponde a un sistema *feedforward*, la siguiente a un sistema *feedforward* con retroalimentación acústica, continuando con un sistema *feedforward* con retroalimentación acústica y proceso de neutralización (capítulo 3). Finalmente, se realiza la comparación con el sistema híbrido. Todas las pruebas fueron realizadas estableciendo los tamaños de paso mediante prueba y error para así poder buscar el tamaño de paso óptimo para esta serie de comparaciones. En la Tabla 13 se presentan los valores del tamaño de paso obtenidos.

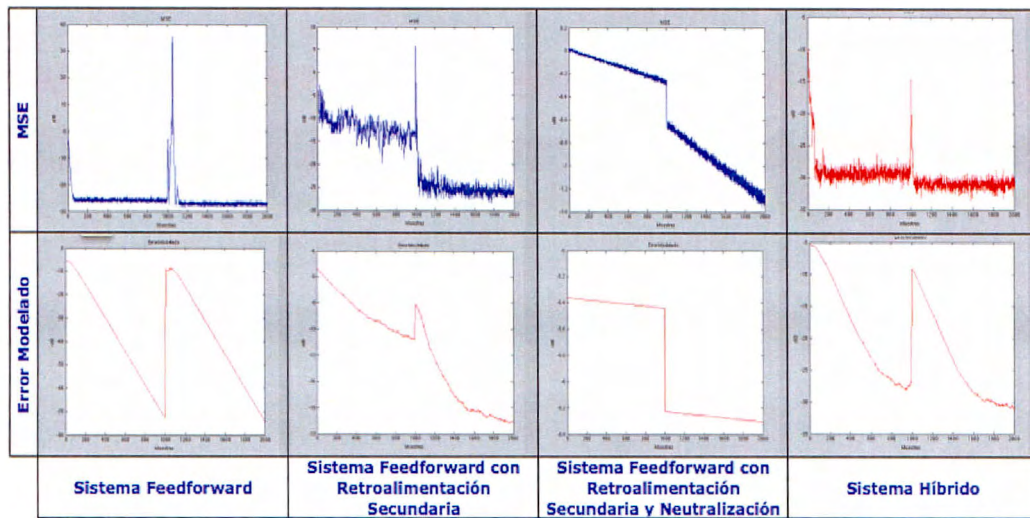


Figura 72 – Comparación de Sistemas

Señal	Tamaño de Paso μ_w	Tamaño de Paso μ_m	Tamaño de Paso μ_s	Tamaño de Paso μ_r
Feedforward	0.001	no aplica	0.01-0.001	no aplica
Feedforward con R.	0.001	no aplica	0.01-0.001	no aplica
Feedforward con R y Neutralización	0.001	no aplica	0.01-0.001	0.001
Híbrido	0.001	0.001	0.01-0.001	no aplica

Tabla 12 - Valores de μ utilizados para la comparación de los sistemas

De la figura (72) se puede observar que el sistema híbrido propuesto funciona de manera más eficiente que el sistema de neutralización. Así mismo, el MSE presenta un mayor nivel de cancelación de ruido que el sistema de neutralización. Es posible ver que el cambio de trayectoria secundaria de la tercera columna de la figura (72) es distinto a los demás, esto se puede deber a que al realizar el cambio abrupto la nueva trayectoria secundaria es más cercana a la trayectoria secundaria que se tenía estimada hasta ese punto.

6.4.6 – Sistema híbrido con algoritmo VSS-CC para la estimación de trayectoria secundaria

Con el fin de analizar el funcionamiento de otro algoritmo adaptivo para la estimación de trayectoria secundaria en línea, se implementó el algoritmo Variable Step Size - Cross Correlation (VSS-CC) para la estimación de la trayectoria secundaria en línea.

En este algoritmo se realiza un ajuste del tamaño de paso de acuerdo a la correlación entre el error de salida y la salida del filtro adaptable. Dado que al principio estas dos señales están correlacionadas el algoritmo tiene un tamaño de paso grande y una velocidad de convergencia rápida. Cuando el algoritmo se acerca a la convergencia, el tamaño de paso se reduce, así como el error de salida.

Tomando en cuenta la forma normalizada del algoritmo LMS se tiene:

$$W(n+1) = W(n) + \mu e(n)X(n) \quad \text{Ecuación 6.1}$$

donde

$$\mu = \frac{\alpha}{|X(n)|^2} \quad \text{Ecuación 6.2}$$

Como ya se mencionó previamente en el trabajo, $W(n)$ es el vector de coeficiente del filtro adaptivo, $X(n)$ es el vector de entrada y $e(n)$ es el error de salida del sistema. El factor α es un valor escalar que controla la velocidad de convergencia, dado por $(0 < \alpha < 2)$. Finalmente, $|X(n)|^2$ es el valor normalizado del vector de entrada.

Al inicio de la adaptación del algoritmo VSS-CC propuesto, el factor α tiene un valor cercano o igual a 1. Posteriormente, el valor de α es estimado de acuerdo a un criterio de correlación entre el error de salida y la salida del filtro adaptable. Este criterio se muestra en las siguientes ecuaciones.

$$R_{ey} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n)\hat{y}(n) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n)\hat{y}(n+k) \Big|_{k=0} \quad \text{Ecuación 6.3}$$

$$\alpha'(n+1) = (1 - \gamma)\alpha'(n) + \gamma e(n)y(n) \quad \text{Ecuación 6.4}$$

donde $\gamma = \frac{1}{N}$ y N es el orden del filtro adaptivo.

Posteriormente se utiliza el siguiente criterio para establecer el valor del factor de convergencia:

$$\alpha(n+1) = \begin{cases} \alpha_{\max} & \text{si } \alpha'(n+1) > \alpha_{\max} \\ \alpha_{\min} & \text{si } \alpha'(n+1) < \alpha_{\min} \\ \alpha'(n+1) & \text{otro caso} \end{cases}$$

Este fue el algoritmo propuesto utilizado para calcular la estimación de trayectoria secundaria del sistema híbrido propuesto. A continuación se muestran algunos de los resultados obtenidos para la señal de prueba más básica que se puede tener: una suma de cuatro señales senoidales con frecuencias de 100, 200, 400 y 600 Hz.

6.4.6.1 – 20 coeficientes normalizados

La primera prueba que se realizó fue con filtros de orden 20 y coeficientes normalizados. El valor máximo del factor de convergencia se eligió igual a 1, mientras que el valor mínimo se varió entre 1×10^{-8} y 1×10^{-20} para diferentes pruebas. Además, se utilizó un ruido blanco con media cero y varianza igual a 0.005. Así mismo, se mantuvo el cambio abrupto de trayectoria secundaria en la iteración 1000, de 2000 iteraciones totales.

Sin embargo, no se obtuvieron resultados aceptables para estas pruebas. La forma de la respuesta del error modelado se muestra en la figura (73), mientras que el MSE se muestra en la figura (74). Sin importar el valor que se le diera a α_{\min} , la respuesta era siempre la misma. Esto significa que el sistema no está estimando la trayectoria de ningún modo dado que, ante cualquier valor de trayectoria secundaria, la respuesta es la misma. Es decir, en esencia, el sistema no funciona en lo absoluto. Por otra parte, la forma del MSE está dada por la naturaleza misma de la señal y la acción del resto de las secciones del sistema híbrido.

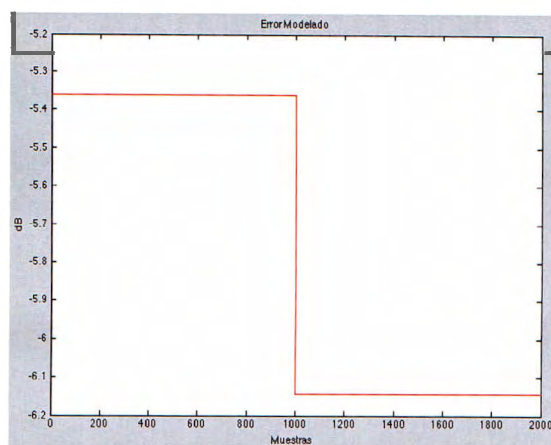


Figura 73 – Error modelado para la señal 4 tonos con 20 coeficientes normalizados

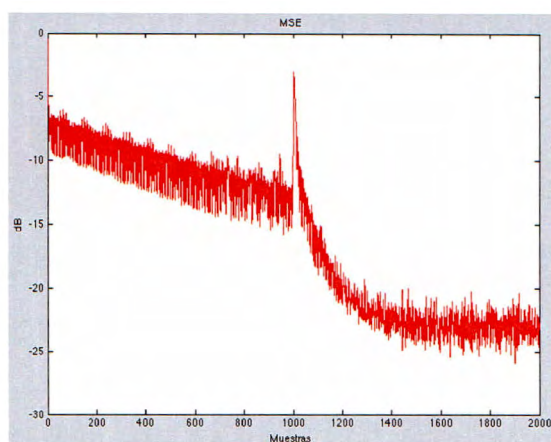


Figura 74 – MSE para la señal 4 tonos con 20 coeficientes normalizados

6.4.6.2 – 32 y 64 coeficientes normalizados

A pesar de los resultados obtenidos para el caso de 20 coeficientes normalizados, se decidió hacer pruebas con 32 y 64 coeficientes normalizados, con el fin de observar si un mayor número de coeficientes podría influir positivamente en el desempeño del sistema. Sin embargo, los resultados fueron los mismos que en el caso de 20 coeficientes normalizados. No se pudieron encontrar los valores óptimos en los que el sistema lograra estimar la trayectoria secundaria eficientemente.

Las figuras (75) y (76) corresponden al error modelado y MSE para 32 coeficientes normalizados, respectivamente, mientras que la figura (77) representa el error modelado para 64 coeficientes normalizados y la figura (78), el MSE para el mismo caso.

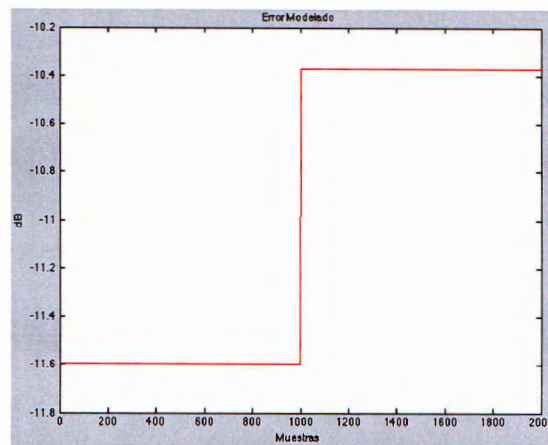


Figura 75 – Error modelado para la señal 4 tonos con 32 coeficientes normalizados

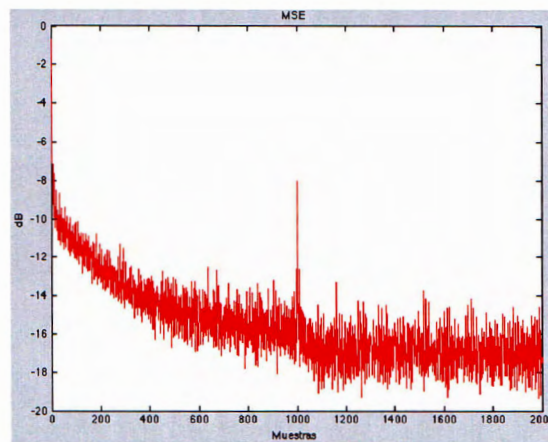


Figura 76 – MSE para la señal 4 tonos con 32 coeficientes normalizados

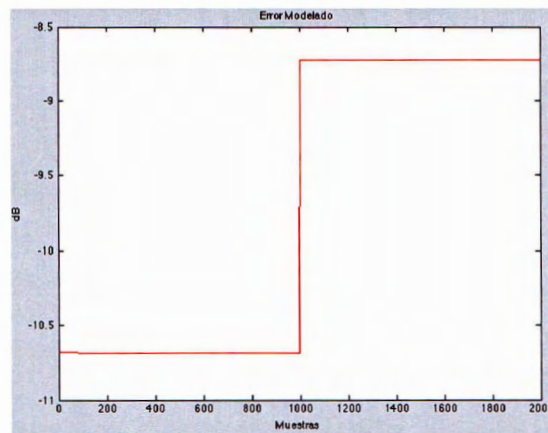


Figura 77 – Error modelado para la señal 4 tonos con 64 coeficientes normalizados

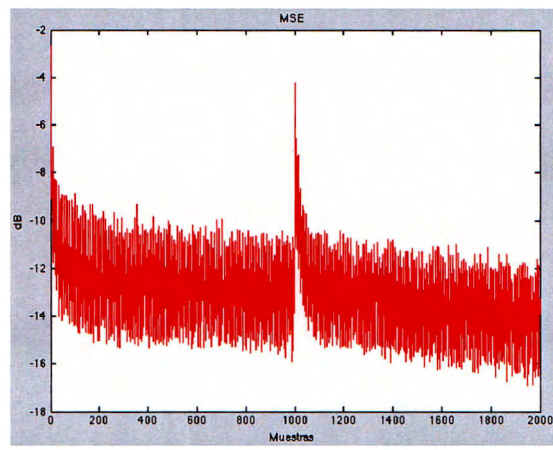


Figura 76 – MSE para la señal 4 tonos con 64 coeficientes normalizados

Capítulo VII – Conclusiones y Trabajo Futuro

7.1 Conclusiones

Después de un año de trabajo con el sistema híbrido CARA, y una gran cantidad de pruebas organizadas y analizadas cuidadosamente, se llegó a varias conclusiones sobre el desempeño del sistema en relación a diversos parámetros definidos.

En primer lugar, se harán las conclusiones generales relativas al desempeño ante los tres tipos de ruido establecidos a lo largo del trabajo. El sistema híbrido de cancelación activa de ruido se adapta mejor a las señales continuas. Este tipo de señales de entrada fueron con las que el sistema presentó una mayor estabilidad y un mayor nivel de cancelación de ruido. Por otra parte, las señales intermitentes también resultan en salidas estables y con un nivel aceptable de cancelación de ruido, semejante en algunos casos al de las señales de entrada continuas. Sin embargo, esta respuesta depende un poco más de la naturaleza de la señal es decir, del grado de periodicidad de los cambios de amplitud que se presenten y la magnitud de los mismos. En lo referente a las señales intermitentes, se observó que difícilmente el sistema alcanza estabilidad y el nivel de cancelación de ruido, si se llega a presentar, es mínimo. Esto debido a los cambios abruptos de amplitud, que requieren mucho tiempo de procesamiento para que el sistema pueda alcanzar estabilidad y trate de converger a un valor específico.

Todas estas observaciones pueden apreciarse de manera auditiva también en las grabaciones que se hicieron de las salidas del sistema para cada tipo de señal, donde es más clara la cancelación de ruido. Las gráficas en tiempo y frecuencia de estas señales de salida pueden encontrarse en el Anexo A, así como un breve análisis sobre las mismas. En general, una observación importante de estos resultados gráficos es el verificar que efectivamente los sistemas de cancelación activa de ruido presentan mejor desempeño a bajas frecuencias.

Uno de los parámetros que implicó un mayor análisis fue el tamaño de paso de los filtros adaptivos, especialmente el de la trayectoria secundaria. Este parámetro influyó de manera importante en la velocidad de convergencia principalmente. A pesar de que un tamaño de paso muy pequeño asegura que se llegará al valor mínimo del error, el tiempo que toma llegar a este valor ideal será demasiado largo. Sin embargo, al tomar un tamaño de paso muy grande, se

corre el riesgo de pasar ese valor ideal y que el tamaño de paso comience a aumentar su valor una vez más. Por esta razón es muy importante la elección de un algoritmo de tamaño de paso variable adecuado, punto que se tratará más adelante en este capítulo.

Para el sistema híbrido propuesto se observó que la varianza del ruido aleatorio generado es otro factor de gran influencia en la forma de la salida del sistema. A grandes rasgos, se observó que la salida es muy estable pero prácticamente no hay cancelación de ruido si esta varianza es grande, del orden de 10^{-2} . En cambio, con una varianza pequeña, del orden de 10^{-4} aproximadamente, la cancelación de ruido y estabilidad toman más tiempo en presentarse.

Ahora bien, en cuanto a la distinción entre coeficientes normalizados y prácticos se obtuvieron varias conclusiones. En primer lugar, el sistema presenta un mejor desempeño al tener coeficientes acotados a valores entre 1 y -1. Al cambiar la magnitud de estos valores considerablemente, los coeficientes correspondientes a la trayectoria secundaria tienen una mayor probabilidad de tender a infinito y truncar así el proceso de cancelación de ruido. Este problema hace necesaria la elección de un tamaño de paso del orden de hasta 10^{-8} ; sin embargo, esos valores de tamaño de paso traen a su vez el problema de una caída considerable en la velocidad de convergencia. Por estas razones no fue posible llegar a un resultado en el que la señal de entrada fuera impulsiva y el sistema terminara de procesar las 2000 iteraciones programadas en el código computacional ya que, aunado al cambio de magnitud de los coeficientes, el sistema se enfrentaba a cambios abruptos de amplitud en la señal y la adaptación se volvía muy complicada y lenta. Así mismo, para el caso de las señales de entrada continua e intermitente, no se lograron la estabilidad y convergencia deseadas en el tiempo de simulación planteado para nuestras pruebas.

Una importante conclusión es la verificación del desempeño superior del sistema híbrido propuesto en comparación a un sistema *feedforward* con neutralización de retroalimentación acústica. A pesar de que ambos sistemas presentan una solución aceptable al problema de retroalimentación acústica, el sistema híbrido presentó mejores niveles de cancelación de ruido en un menor tiempo. Es importante aclarar, sin embargo, que estamos hablando de un sistema de neutralización, aunque completamente comparable con el sistema híbrido, relativamente básico. Existen sistemas de neutralización más robustos que se pueden implementar, por lo que sería conveniente realizar una mayor investigación en este rubro.

En un primer intento por mejorar el desempeño del sistema, se implementó el algoritmo de tamaño de paso variable VSS-LMS en todos los filtros adaptivos del sistema. La hipótesis formulada era que el sistema presentaría mejores niveles de estabilidad y cancelación de ruido al tener todos sus filtros tamaños de pasos variables, dado que este algoritmo para la estimación de trayectoria secundaria había resultado en una mayor eficiencia del sistema. Sin embargo, se obtuvieron prácticamente los mismos resultados que se tenían antes de implementar el algoritmo y, dado el aumento de complejidad computacional que este algoritmo implicó, el sistema tardó más tiempo en procesar la señal a nivel de simulación. Por lo tanto, se considera que no presenta ninguna ventaja comparativa el implementar el algoritmo VSS-LMS en todos los filtros adaptivos, pues el tiempo de respuesta es mucho mayor y las señales de salida obtenidas no reflejan cambios significativos.

Finalmente, la última etapa de este proyecto consistió en la evaluación del algoritmo VSS-CC para la estimación de trayectoria secundaria en línea. Dada la evolución del proyecto, el tiempo disponible para trabajar con este algoritmo no fue suficiente para obtener los resultados deseados. Sin embargo, se implementó el código en Matlab® y se hicieron pruebas con una señal básica, que es la señal de 4 tonos. Las observaciones que se pueden hacer al respecto, a pesar de que no se logró una estimación de la trayectoria secundaria, es que el valor mínimo del factor de convergencia debe ser de un orden de 10^{-8} por lo menos, mientras que el valor máximo se estableció en 1 y el valor de λ se mantuvo en el máximo posible. Por otra parte, se observó un tiempo de respuesta menor en comparación con el uso del algoritmo VSS-LMS, aunque esta comparación debe verificarse una vez que se logre que el sistema estime la trayectoria secundaria de manera adecuada.

En general, se consideran cumplidos los objetivos planteados para este proyecto, ya que se establecieron una serie de pruebas, con una estructura y seguimiento lógico tales que permitieron establecer las capacidades de respuesta del sistema híbrido propuesto ante diferentes tipos de ruido y diferentes parámetros específicos. Así mismo, se probó el desempeño del sistema en un ambiente de simulación muy cercano a situaciones reales, por lo que es posible establecer que el sistema, con los valores óptimos propuestos en el apartado de Pruebas y Simulaciones, es robusto ante casi cualquier tipo de señal de entrada.

7.2 Trabajo futuro

Existen muchos enfoques que se le pueden dar a este proyecto como trabajo futuro:

Por un lado, se puede seguir analizando el efecto de nuevos parámetros sobre el desempeño del sistema. Por ejemplo, se recomienda analizar más a fondo la influencia de la varianza del ruido blanco en el rendimiento del sistema, así como la consideración de una varianza variable a lo largo del proceso de cancelación de ruido, pues la varianza utilizada para las simulaciones fue siempre constante.

Es importante aclarar que los valores prácticos utilizados para las pruebas pertenecen a un ducto con características físicas específicas del ducto elegido por M. Kuo para sus investigaciones experimentales. Para poder especificar de mejor manera las características específicas de un ducto ante las que el sistema híbrido propuesto presenta mejores resultados sería importante lograr caracterizar otros ductos experimentalmente.

Existe también la posibilidad de comenzar el desarrollo de una interfaz gráfica, ya sea orientada al investigador o a un usuario final del sistema, que permita manipular los diferentes parámetros fácilmente, sin tener que hacer modificaciones a nivel de código para cada simulación.

Finalmente, se encuentra la posibilidad de dejar atrás el ambiente de simulación del sistema y, una vez que se haya elegido un algoritmo adaptivo de tamaño de paso variable como el óptimo, tratar de implementar el sistema a nivel de un procesador de señales digitales (DSP).

Bibliografía y Recursos Utilizados

1. Hansen, Colin N, *Understanding Active Noise Cancellation*, Taylor & Francis, 2006.
2. Bravo Parra, Miguel Angel, Pérez Meana, Héctor Manuel, Nakano Miyatake, Mariko, "Algoritmos para la Cancelación Activa de Ruido – Parte 2", Documento en preparación; Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Culhuacán.
3. Bravo Parra, Miguel Angel, Pérez Meana, Héctor Manuel, Nakano Miyatake, Mariko, "Algoritmos para la Cancelación Activa de Ruido – Parte 1", Documento en preparación; Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Culhuacán.
4. Romero, Mier y Terán Andrés, *Cancelación Activa de Ruido (CAD) con Técnicas de Filtrado Adaptivo*, Universidad Nacional Autónoma de México, 2005.
5. Brüel & Kjær Sound & Vibration Measurement A/S. *Environmental Noise Booklet*. Revisado el martes 25 de marzo del 2008 en la WWW: <http://www.nonoise.org/library/envnoise/index.htm>
6. Kuo, S. M. and Morgan, D. R., *Active Noise Control Systems—Algorithms and DSP Implementations*. New York: Wiley, 1996.
7. Poularikas, Alexander D. and Ramadan, Zayed M., *Adaptive Filtering Primer with Matlab*, CRC - Taylor & Francis, 2006.
8. Akhtar, M.T.; Abe, M.; Kawamata, M.; "A new variable step size LMS algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems". IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, Volume 14, Issue 2, March 2006 Page(s):720 – 726.

9. Habib, T.; Akhtar, M.T.; Arif, M.; "Acoustic Feedback Path Modeling and Neutralization in Active Noise Control Systems". Multitopic Conference, 2006. INMIC '06. IEEE, 23-24 Dec. 2006 Page(s):89 – 93
 10. Hua Ye; Bo-Xiu Wu; "A Robust Adaptive Filtering Algorithm with Variable Step Size", IEEE Transactions on speech and audio processing, Vol. 13, No. 4, July 2005.
 11. M. Nakano Miyatake; "Adaptive Systems for Filtering and Detection", Ph. D. Dissertation, Metropolitan University, Mexico City, Dec. 1998 (in Spanish).
 12. J. Chao; H. Pérez Meana and S. Tsujii; "A Fast Adaptive Filter Algorithm Using Eigenvalue Reciprocals as Step Size", IEE Trans. On Signal Processing, Vol. SP-38, pp. 1343-1352, October 1990.
 13. H. Pérez Meana, M. Nakano Miyatake, "Algoritmos LMS con factores de convergencia variables en el tiempo", Científica, vol. 8, No. 3 pag. 139-150, 2004.
 14. Cruz Vallejo, Enrique; Betancourt Adame, Pablo I.; "Sistema Híbrido de Cancelación Activa de Ruido Acústico", Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, Campus Ciudad de México, Proyecto de Ingeniería, noviembre 2007.
 15. Jie Zeng; de Callafon, R.;, "Feedforward Noise Cancellation in an Airduct using Generalized FIR Filter Estimation", Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control - Maui, Hawaii USA, December 2003.
 16. Akhtar, M. T.; Abe, M.; Kawamata, M.; "On Active Noise Control Systems With Online Acoustic Feedback Path Modeling". IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. Volume 15, Issue 2, Feb. 2007 Page(s):593 – 600.
 17. Nelson, P.A., *Active Control of Sound*, Elsevier Limited, 1991.
-

18. Zangi, K. C. and Oppenheim, Alan V., "*Active Noise Cancellation (ANC) System Design Engineering*", Wexford College Press, 2007.
19. Akhtar, M.T.; Abe, M.; Kawamata, M.; "*Adaptive filtering with averaging-based algorithm for feedforward active noise control systems*". Signal Processing Letters, IEEE Volume 11, Issue 6, June 2004 Page(s):557 – 560.
20. Akhtar, M.T.; Abe, M.; Kawamata, M.; "*A method for online secondary path modeling in active noise control systems.*" Circuits and Systems 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on. Vol. 1, pp. 264 – 267, (Mayo 2005).
21. Akhtar, M.T.; Abe, M.; Kawamata, M.; "*Noise power scheduling in active noise control systems with online secondary path modeling.*" IEICE Electron. Express, Vol. 4, No. 2, pp.66-71, (2007).
22. Cheng-Yuan Chang; Shing-Tai Pan; "*Neural Based Active Noise Controller*". 2007 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Volume 1, 19-22 Aug. 2007 Page(s):425 – 430.
23. Dai Xiaoming; Yang Tao; Shao Huihe; "*A study of hybrid control based on H-infinity synthesis technique of active noise control*". Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, 2001. Volume 3, 4-7 Dec. 2001 Page(s):2586 - 2587 vol.3.
24. Elliott, S.J.; Nelson, P.A.; "*Active noise control*". IEEE Signal Processing Magazine, Volume 10, Issue 4, Oct. 1993 Page(s):12 – 35.
25. Hyun-Do Nam; Kyongho Han; "*Active control of noise in an enclosure using hybrid control techniques*". Proceedings of 1997 International Conference on Information, Communications and Signal Processing, 1997. ICICS., 9-12 Sept. 1997 Page(s):758 - 761 vol.2.

26. Kipersztok, O.; Hammond, R.; "The use of fuzzy logic in active noise control". Proceedings of ISUMA - NAFIPS '95 The Third International Symposium on Uncertainty Modeling and Analysis and Annual Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society, 7-20 Sept. 1995 Page(s):577 – 582.
 27. Li Tan; Jiang, J.; "Adaptive Volterra filters for active control of nonlinear noise processes". IEEE Transactions on Signal Processing, Volume 49, Issue 8, Aug. 2001 Page(s):1667 – 1676.
 28. Sakai, H.; Someda, T.; Miyagi, S.;, "Analysis of an Adaptive Filter Algorithm for Hybrid ANC System", IEEE II, 2002. Pag.1553-1556.
 29. Sen M. Kuo, Dennis R. Morgan, "Active Noise Control: A Tutorial Review", Proceedings of IEEE, Vol. 87, No.6, 1999, pag. 943-973.
 30. Wright, S. E.; Atmoko, H.; "Active Control Of Environmental Noise V: The Effect Of Environment Change On The Stability Of Electronically Controlled Acoustic Shadow Systems", *Journal of Sound and Vibration* (2001) 244(1), 107-122.
 31. Wright, S. E.; Atmoko, H.; "Active Control Of Environmental Noise VI: Performance Of A Fundamental Free-Field Sound Cancelling System", *Journal of Sound and Vibration* (2001) 245(4), 581-609.
 32. Wright, S. E.; Atmoko, H.; "Active Control of Environmental Noise VII: Performance of Multi-Channel, Freefield Sound Cancelling Systems".*Journal of Sound and Vibration* (2002) 258(2), 203-232
 33. Wright, S.E.; Atmoko, H.; Vuksanovic, B.; "Active control of environmental noise, VIII: Increasing the response to primary source changes including unpredictable noise", *Journal of Sound and Vibration* 274 (2004) 323–349.
-

34. Wright, S.; Atmoko, H.; Vuksanovic, B., "Convergence Conditions for Multi-Channel Free-Field Sound Cancelling Systems", Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications, September 18-20, 2002, Glaslow, Scotland, U.K.
35. Xuam Kong; Pu Liu; Kuo, S.M.; "Multiple channel hybrid active noise control systems". IEEE Transactions on Control Systems Technology, Volume 6, Issue 6, Nov. 1998 Page(s):719 – 729.
36. Ying Song; Yu Gong; Kuo, S.M., "A Robust Hybrid Feedback Active Noise Cancellation Headset", IEEE Transactions on speech and audio processing, Vol. 13, No. 4, July 2005.
37. M.T. Akhtar; M. Tufail; M.Abe; M. Kawamata; "Acoustic feedback neutralization in active noise control systems", IEICE Electronics Express, Vol.4, No.7, Pags. 221-226.

Congresos atendidos

1. 12th WSEAS CSCC Multiconference. Heraklion, Crete, Island, Greece, July 22-25, 2008.
2. 2008 IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems. Knoxville, USA, August 10-13, 2008.

Artículos en Revistas Indexadas

1. "A Hybrid Active Noise Canceling Structure", International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing. Issue 2 Vol 2, 20008. Pp 340-346.
 2. "An Active Noise Cancelling Structure with Secondary Path Estimation", por publicar en WSEAS Transactions.
-

Anexo A – Comparación Señal de entrada vs. Señal de Salida para 20 Coeficientes Normalizados

Con el objetivo de mostrar los resultados de manera más práctica, además de las respuestas del error modelado y el MSE, se buscó hacer una comparación en tiempo y frecuencia entre la señal de entrada al sistema y la señal de salida del mismo, haciendo uso del código de Matlab® para caracterización de señales. Estas comparaciones pertenecen al caso de filtros de orden 20 con coeficientes normalizados, utilizando el sistema híbrido propuesto inicialmente.

En primer lugar se muestran las gráficas para el caso de la señal continua. La figura (A1) muestra las características de la señal de entrada al sistema a la izquierda, así como las características espectrales de la señal de salida del sistema, a la derecha.

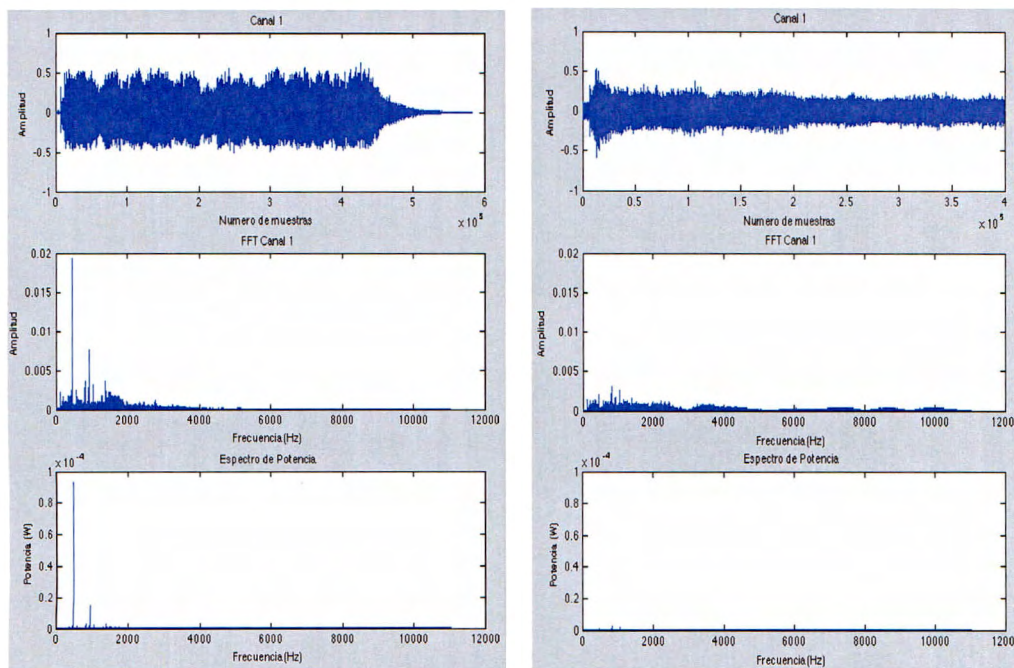


Figura A1 – Comparación entrada vs. salida para la señal continua

En la figura (A1) se observa una reducción en la amplitud de varios componente en tiempo. En cuanto a los componentes frecuencias, la reducción de amplitud se da en mayor grado en los componentes de bajas frecuencias, comparados con los de altas frecuencias, que permanecen prácticamente iguales. Por otra parte, el componente principal de potencia se reduce

aproximadamente en un 60% debido a que se localiza en la región de bajas frecuencias. Es importante aclarar que estas gráficas se encuentran exactamente a la misma escala, para poder realizar una mejor comparación.

La figura (A2) representa el caso de la señal intermitente. Las gráficas una vez más se encuentran a la misma escala. Además de las mismas observaciones presentadas en el caso anterior, sobre el mejor desempeño a bajas frecuencias, se muestra de manera más clara el componente inherente a todo proceso de cancelación activa de ruido acústico. Se trata del componente de muy baja amplitud centrado alrededor del eje horizontal de la gráfica Amplitud vs. Número de muestra. En la grabación de la salida, este componente se escucha como un ruido parecido a la estática, dado por la retroalimentación acústica y el ruido blanco aditivo.

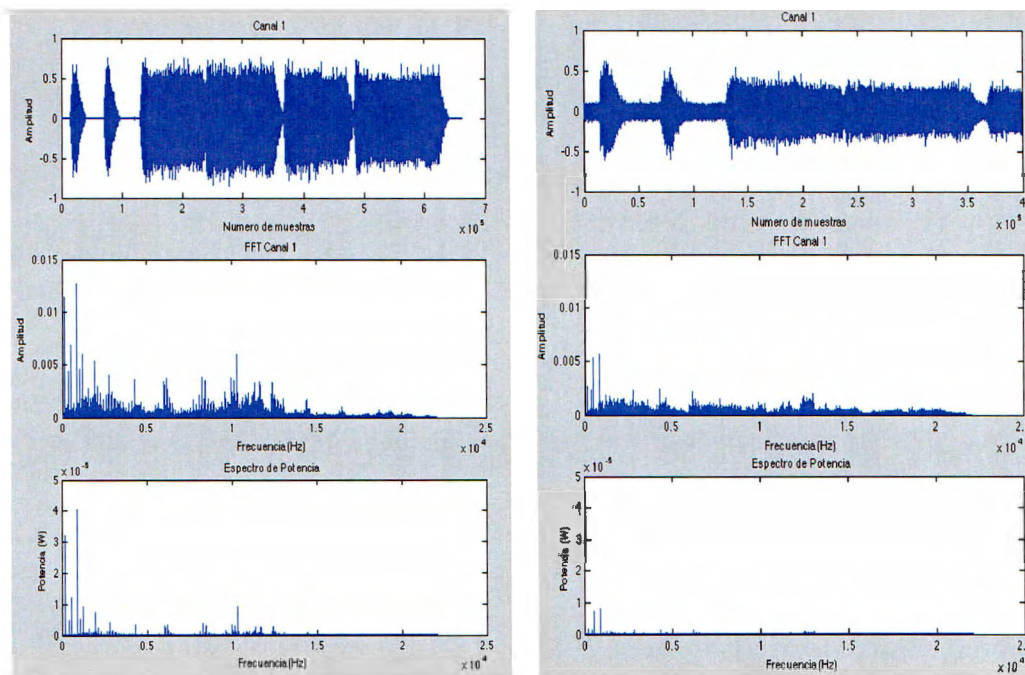


Figura A2 – Comparación entrada vs. salida para la señal intermitente

Finalmente, en la figura (A3) se presenta el caso de la señal impulsiva. Las observaciones son semejantes a los dos casos anteriores. Por tratarse de una señal cuyos componentes de frecuencia se encontraban casi en su totalidad en bajas frecuencias, ambas gráficas en frecuencia presentan una salida prácticamente libre de componentes de frecuencia significativos, por lo menos a la escala que se maneja para estas gráficas.

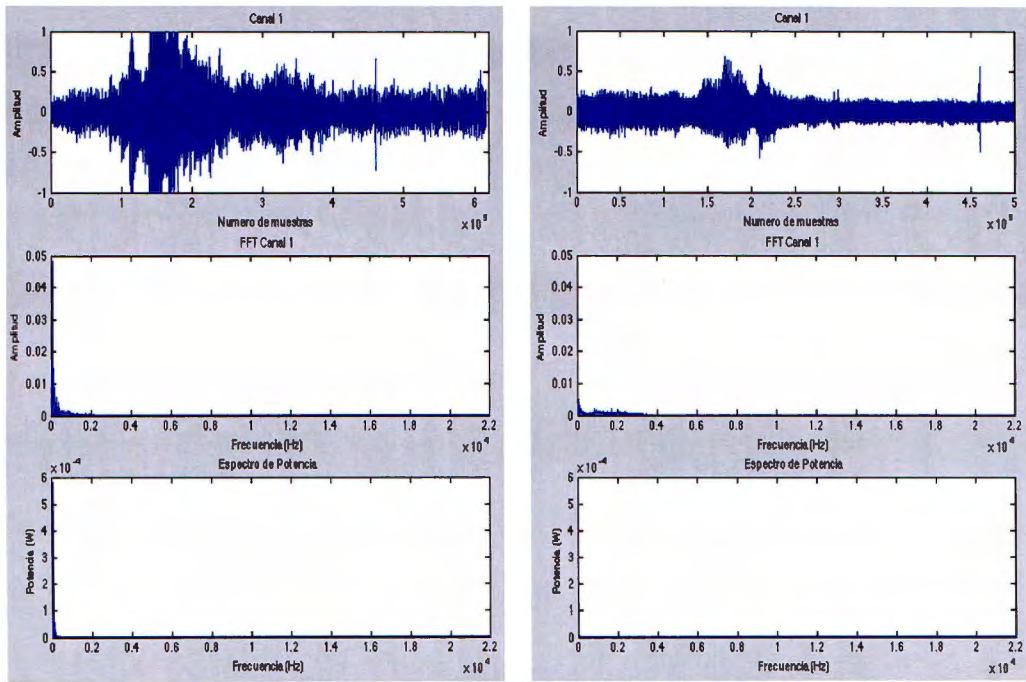


Figura A3 – Comparación entrada vs. salida para la señal impulsiva

Anexo B – Códigos en Matlab®

- Función para la caracterización de señales

```
%INSTITUTO TECNOLOGICO DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY. CAMPUS CIUDAD DE MEXICO
%PROYECTOS DE INGENIERIA
%ANALISIS Y EVALUACION DE UN SISTEMA HIBRIDO DE CANCELACION ACTIVA DE RUIDO
%ACUSTICO CON RETROALIMENTACION ACUSTICA Y ESTIMACION DE TRAYECTORIA SECUNDARIA EN LINEA
%AUTORES:
%PAULA COLUNGA SOSA
%ALEJANDRO CELIS CUEVAS
%MARIA JOSE LOPEZ GURRUSQUIETA
%FUNCION PARA LA CARACTERIZACION DE SEÑALES EN TIEMPO Y FRECUENCIA

function [info]=graficas_sonidos(archivo)

clc;

[sonido,f]=wavread(archivo);
t=1/f;
L=length(sonido);

player=audioplayer(sonido,f);
play(player);
info=get(player)

[x y]=size(sonido);
mono=zeros(x,1);

for i=1:x
    mono(i)=sonido(i,1);
end

monora=awgn(mono,60);
subplot(3,2,1);
plot(1:x,mono);
title('Canal 1');
xlabel('Numero de muestras');
ylabel('Amplitud');

NFFT=2^nextpow2(L);
fft1=fft(mono,NFFT)/L;
Fs=f/2*linspace(0,1,NFFT/2);
subplot(3,2,3);
plot(Fs,2*abs(fft1(1:NFFT/2)));
title('FFT Canal 1');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Amplitud');

Pyy1=fft1.*conj(fft1);
f2=1000*(0:(L/2))/L;
subplot(3,2,5);
plot(Fs,Pyy1(1:NFFT/2));
title('Espectro de Potencia')
xlabel('Frecuencia (Hz)')
ylabel('Potencia (W)');
```

- Sistema híbrido CARA con algoritmo VSS-LMS

```
%INSTITUTO TECNOLOGICO DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY. CAMPUS CIUDAD DE MEXICO
%PROYECTOS DE INGENIERIA
%ANALISIS Y EVALUACION DE UN SISTEMA HIBRIDO DE CANCELACION ACTIVA DE RUIDO
%ACUSTICO CON RETROALIMENTACION ACUSTICA Y ESTIMACION DE TRAYECTORIA SECUNDARIA EN LINEA
%AUTORES:
```

```
%PAULA COLUNGA SOSA
%ALEJANDRO CELIS CUEVAS
%MARIA JOSE LOPEZ GURRUSQUIETA

%HIBRIDO CON TRAYECTORIA SECUNDARIA AKHTAR, ALGORITMO VSS-LMS

clear;
clc;

%Inicializacion de la Planta
NP=20;           %Orden de la PLanta
Z=zeros(NP,1);   %linea de retardo del sistema no conocido

P=[-0.1954;-0.3103;-0.3066;0.1822;-0.1972;0.0417;-0.3491;0.1979;-
0.1216;0.3600;0.3537;0.0936;-0.0034;0.3998;0.3216;0.1449;0.3180;0.1602;-0.1580;-0.2103];

%Vector de Coeficientes

%Inicializacion de la Trayectoria Secundaria
N=20;
Ns=20;           %Orden de la Trayectoria Secundaria
Ys=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 1
Ys2=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 2
Ys3=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 3
Ys4=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 4
Ys5=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 5

S=[-0.4622;0.4409;0.4717;0.0681;0.3401;-0.0755;0.1948;0.1582;0.2610; -0.4766;-0.2133;-
0.3715;-0.1082;0.0060;0.2744;-0.3939;-0.2461;0.3185; -0.4094;0.4905];

%Vector de Coeficientes de la Trayectoria

S2=[-0.1741; 0.3956; 0.3712; 0.1775; 0.3338; 0.1100; 0.1874; 0.0555; -0.0145; -0.2493;
-0.1813;-0.3670;-0.1892;-0.3074; 0.0367;-0.2161;-0.0815; 0.2212; -0.2098; 0.2369];
%Ver 2 -5dBs

y0=(rand(1)-0.5);
y1=(rand(1)-0.5);
yn2=(rand(1)-0.5);
yn1=(rand(1)-0.5);
k=(rand(1)-0.5);

%Inicializacion del Filtro FIR Feedfoward
N1=20;           %Orden del filtro 20
Y=zeros(N1,1);   %Linea de retardo
W=zeros(N1,1);   %Coeficientes
miu=0.001;

%Inicializacion del Filtro FIR Feedback
miu2=0.001;
N2=20;           %Orden del filtro 20
Y2=zeros(N2,1); %Linea de retardo
W2=zeros(N2,1); %Coeficientes
ynx=(rand(1)-0.5);
err=(rand(1)-0.5);
miu_min=0.01;    %Min VLMS

miuak=miu_min;
miu_max=0.2;     %Max VLMS
lan=0.99;
Pe=1;
Pf=1;

L=zeros(N1,1);   % Feedforward
Lx=zeros(N2,1);  % Feedback
L2=zeros(N,1);   % ON LINE

%Retroalimentacion
ynre=(rand(1)-0.5);
NRe=20;          %Orden de la Retro      %AQUI
```

```

YRe=zeros(NRe,1); %L?nea de Retardo

R=[-0.4556;0.0445;0.0085;0.1531;0.1854;-0.2079;-0.1318;0.0480;-
0.0198;0.2254;0.4191;0.0157;0.3194;0.1048;0.2286;-0.2230;-0.0216;-0.4842;0.2817;-
0.3324]/10;

%Inicializacion Iteraciones
Num_iter=200; %Numero de iteraciones por bloque
Num_block=2000; %Numero bloques

sonido=zeros(1,(Num_iter*Num_block));
indx=1;
resultado=zeros(Num_block);

%a=wavread('Seno200hz(15s).wav');
a=wavread('4T-1246.wav');
%a=wavread('motor.wav');
%a=wavread('aspiradora.wav');
%a=wavread('calle.wav');
%a=wavread('batidora.wav');
%a=awgn(a,20);
%a(:,2)=[];
l=1;

for i=1:Num_block
    pot_sig=0.0;
    pot_err=0.0;
    pot_noise=0.0;

    for j=1:Num_iter

        xen=a(l); %Señal de Audio
        l=l+1;
        x=xen+ynre;

%Varianza
%v=0.775*(rand(1)-0.5); % VAR 0.05 AMP 0.3875
%v=0.077*(rand(1)-0.5); % VAR 0.005 AMP 0.123
v=0.0224*(rand(1)-0.5); % VAR 0.0005 AMP 0.03885

% FIR_Planta
[xd,Z]=fir_out(NP,xen,Z,P);
yda=xd;

% FIR adaptivo Feedfoward
[y0,Y]=fir_out(N1,x,Y,W);
[x1,Ys]=fir_out(Ns,x,Ys,S2); %Trayectoria Secundaria
[L]=vector(N1,x1,L); %Vector de Salida x1

% FIR adaptivo Feedback
xx=yn2+err;
[xx1,Ys3]=fir_out(Ns,xx,Ys3,S2); %Trayectoria Secundaria 3
[Lx]=vector(N2,xx1,Lx); %Vector de Salida xx1
[y1,Y2]=fir_out(N2,xx,Y2,W2);

% Suma
yn=y0+y1;
ynx=yn-v;
[yn2,Ys2]=fir_out(Ns,ynx,Ys2,S2); %Trayectoria Secundaria 2
[yn1,Ys4]=fir_out(Ns,ynx,Ys4,S); %Trayectoria Secundaria REAL 4
err=yda-yn1;
sonido(l,indx)=err;
indx=indx+1;

%Retroalimentacion
[ynre,YRe]=fir_out(NRe,yn1,YRe,R);

%Trayectoria Real
[vs,Ys5]=fir_out(Ns,v,Ys5,S2);
f=err-vs;

```

```

Pe=lan*Pe+(1-lan)*err*err;
Pf=lan*Pf+(1-lan)*f*f;
ro=Pf/Pe;
rox(1)=ro;
miuak=ro*miu_min+(1-ro)*miu_max;
miux(1)=miuak;

% Actualizacion de los Filtros
[W]=lms(N1,miu,f,L,W); %Feedforward
[W2]=lms(N2,miu2,f,Lx,W2); %Feedback
[S2]=lms(N,miuak,f,L2,S2); %On LINE

% Promedios
pot_sig=pot_sig+(yda*yda);
pot_err=pot_err+((yda-yn1)*(yda-yn1));

if i==1000 && j==50
S=[-0.2750; 0.3196; 0.5629; 0.0834; 0.1756; 0.0247; 0.2954; 0.1417; 0.2169;
-0.3556; -0.3314; -0.2861; -0.0719; -0.0516; 0.1738; -0.3502; -0.1272; 0.3066;
-0.3019; 0.4250];
end

end

sound(sonido,44100,16);
MSE(i)=10.0*log10(pot_err/pot_sig);
AS3(i)=10.0*log10((S2-S)'*(S2-S)/(S'*S));

end

plot(MSE,'r'); title('MSE');xlabel('Muestras');ylabel('dB')
figure(2)
plot(AS3,'r'); title('Error Modelado');xlabel('Muestras');ylabel('dB')

```

- Sistema feedforward con neutralización

```

%INSTITUTO TECNOLOGICO DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY. CAMPUS CIUDAD DE MEXICO
%PROYECTOS DE INGENIERIA
%ANALISIS Y EVALUACION DE UN SISTEMA HIBRIDO DE CANCELACION ACTIVA DE RUIDO
%ACUSTICO CON RETROALIMENTACION ACUSTICA Y ESTIMACION DE TRAYECTORIA SECUNDARIA EN LINEA
%AUTORES:
%PAULA COLUNGA SOSA
%ALEJANDRO CELIS CUEVAS
%MARIA JOSE LOPEZ GURRUSQUIETA

```

```

% Sistema Feedforward con Retroalimentacion y sistema de Neutralizacion,
% Calculando tambien trayectoria secundaria en linea

```

```

clear all;
%Inicializaci?n de la Planta
NP=20; %Orden de la PLanta
Z=zeros(NP,1); %linea de retardo del sistema no conocido

%Valores de la Planta
P=[-0.1954;-0.3103;-0.3066;0.1822;-0.1972;0.0417;-0.3491;0.1979;-0.1216; 0.3600; 0.3537;
0.0936; -0.0034;0.3998;0.3216;0.1449;0.3180;0.1602;-0.1580;-0.2103];

%Inicializacion de la Trayectoria Secundaria
N=20;
Ns=20; %Orden de la Trayectoria Secundaria
Ys=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 1
Ys2=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 2
Ys3=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 3
Ys4=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 4
Ys5=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 5

% Valores de la Trayectoria Secundaria Estimada
S2=[-0.4622;0.4409;0.4717;0.0681;0.3401;-0.0755;0.1948;0.1582;0.2610; -0.4766;-0.2133;-
0.3715;-0.1082;0.0060;0.2744;-0.3939;-0.2461;0.3185; -0.4094;0.4905];

```

```

%Valores de la Trayectoria Secundaria
S=[-0.1741; 0.3956; 0.3712; 0.1775; 0.3338; 0.1100; 0.1874; 0.0555; -0.0145; -0.2493; -
0.1813;-0.3670;-0.1892;-0.3074; 0.0367;-0.2161;-0.0815; 0.2212; -0.2098; 0.2369];

y0=(rand(1)-0.5);
y1=(rand(1)-0.5);
yn2=(rand(1)-0.5);
yn1=(rand(1)-0.5);
k=(rand(1)-0.5);

%Inicializacion del Filtro FIR Feedforward
N1=20;           %Orden del filtro
Y=zeros(N1,1);  %Linea de retardo
W=zeros(N1,1);  %Coeficientes
miu=0.0000001;

%Inicializacion del Filtro FIR Neutralizacion
miu2=0.0000001;
N2=20;           %Orden del filtro
Y2=zeros(N2,1); %Linea de retardo
R2=zeros(N2,1); %Coeficientes
ynx= (rand(1)-0.5);
err= (rand(1)-0.5);

% Valores para calcular tamaño de paso de la Trayectoria Secundaria
miu_min=0.00001;           %Min VLMS
miuak=miu_min;
miu_max=0.0001;           %Max VLMS
lan=0.99;
Pe=1;
Pf=1;
L=zeros(N1,1);  % Feedforward
Lx=zeros(N2,1); % Feedback
L2=zeros(N,1);  % ON LINE

%Retroalimentacion
ynre=0;
NRe=20;           %Orden de la Retro
YRe=zeros(NRe,1); %Linea de Retardo

%Valores de la Retroalimentacion
R=[-0.4556;0.0445;0.0085;0.1531;0.1854;-0.2079;-0.1318;0.0480;-0.0198; 0.2254; 0.4191;
0.0157; 0.3194;0.1048;0.2286;-0.2230;-0.0216;-0.4842;0.2817;-0.3324]/10;

%Estimacion de la Retroalimentacion obtenidas mediante entrenamiento off-line del
%sistema
R2=[-0.0457;0.0045;0.0010;0.0153;0.0186;-0.0209;-0.0131;0.004;-0.00120; 0.0225; 0.0419;
0.0016; 0.0319;0.0104;0.0227;-0.0224;-0.0022; -0.0483;0.0283;-0.0333];

%Inicializacion Iteraciones
Num_iter=120;           %Numero de iteraciones por bloque
Num_block=2000;        %Numero bloques

a=wavread('motor.wav');
% a(:,2) = [];

indx=-1;
l=1;
%f=0;
ext=0;

for i=1:Num_block
    pot_sig=0.0;
    pot_err=0.0;
    pot_noise=0.0;

    for j=1:Num_iter
        xen=a(l);           %Señal de Audio
        l=l+1;
        xsum=xen+ynre;
        x=xsum-y1;

```

```

v=0.447*(rand(1)-0.5); % VAR 0.2 AMP 0.03885
%v=0.316*(rand(1)-0.5); % VAR 0.1 AMP 0.03885
%v=0.282*(rand(1)-0.5); % VAR 0.08 AMP 0.03885
%v=0.223*(rand(1)-0.5); % VAR 0.05 AMP 0.03885
%v=0.0707*(rand(1)-0.5); % VAR 0.005 AMP 0.03885
%v=0.02236*(rand(1)-0.5); %VAR 0.0005
%v=0.089*(rand(1)-0.5); %VAR 0.008

% FIR_Planta
[xd,Z]=fir_out(NP,xen,Z,P);
yda=xd;

% FIR adaptivo Feedfoward
[y0,Y]=fir_out(N1,x,Y,W);
[x1,Ys]=fir_out(Ns,x,Ys,S2); %Trayectoria Secundaria
[L]=vector(N1,x1,L); %Vector de Salida x1

% FIR adaptivo Neutralizacion
[xx1,Ys3]=fir_out(Ns,yn1,Ys3,S2); %Trayectoria Secundaria 3
[Lx]=vector(N2,xx1,Lx); %Vector de Salida xx1
[y1,Ys2]=fir_out(N2,yn1,Ys2,R2);

% Suma
yn=y0;
ynx=yn-v;
[yn1,Ys4]=fir_out(Ns,ynx,Ys4,S); %Trayectoria Secundaria REAL 4
err=yda-yn1;

%Retroalimentaci?n
[ynre,YRe]=fir_out(NRe,yn1,YRe,R);

%Trayectoria Real
L2=vector(Ns,v,L2); %No hace falta Y5 tiene este vector
[vs,Ys5]=fir_out(Ns,v,Ys5,S2);
f=err-vs;

Pe=(lan*Pe)+((1-lan)*err*err);
Pf=(lan*Pf)+((1-lan)*f*f);
ro=Pf/Pe;
miuak=(ro*miu_min)+((1-ro)*miu_max);

% Actualizacion los Filtros
[W]=lms(N1,miu,f,L,W); %Feedfoward
[R2]=lms(N2,miu2,x,Lx,R2); %Retroalimentacion
[S2]=lms(N,miuak,f,L2,S2); %On LINE

% Promedios
pot_sig=pot_sig+(yda*yda);
pot_err=pot_err+(yda-yn1)*(yda-yn1);

if i==1000 && j==50 %Cambio de Trayectoria Secundaria Iteracion 1000
S=[-0.2750; 0.3196; 0.5629; 0.0834; 0.1756; 0.0247; 0.2954; 0.1417; 0.2169;
-0.3556; -0.3314; -0.2861; -0.0719; -0.0516; 0.1738; -0.3502; -0.1272; 0.3066;
-0.3019; 0.4250];
end
end

MSE2(i)=10.0*log10(pot_err/pot_sig);
AS3(i)=10.0*log10((S2-S)'*(S2-S)/(S'*S));

end

plot(AS3,'r'); title('Error Modelado');xlabel('Muestras');ylabel('dB')
figure(3)
plot(MSE2,'b'); title('MSE');xlabel('Muestras');ylabel('dB')

```

- Sistema híbrido CARA con algoritmo adaptivo VSS-CC

```

%INSTITUTO TECNOLOGICO DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY. CAMPUS CIUDAD DE MEXICO
%PROYECTOS DE INGENIERIA
%ANALISIS Y EVALUACION DE UN SISTEMA HIBRIDO DE CANCELACION ACTIVA DE RUIDO
%ACUSTICO CON RETROALIMENTACION ACUSTICA Y ESTIMACION DE TRAYECTORIA SECUNDARIA EN LINEA
%AUTORES:
%PAULA COLUNGA SOSA
%ALEJANDRO CELIS CUEVAS
%MARIA JOSE LOPEZ GURRUSQUIETA

%HIBRIDO CON TRAYECTORIA SECUNDARIA, ALGORITMO VSS CC 20 COEFICIENTES
clear;
clc;

%Inicializacion de la Planta
NP=20;           %Orden de la Planta
Z=zeros(NP,1);  %Linea de retardo del sistema no conocido

P=[-0.1954;-0.3103;-0.3066;0.1822;-0.1972;0.0417;-0.3491;0.1979; -0.1216; 0.3600;
0.3537; 0.0936;-0.0034;0.3998;0.3216;0.1449;0.3180;0.1602;-0.1580;-0.2103];
%Vector de Coeficientes

%Inicializacion de la Trayectoria Secundaria
N=20;
Ns=20;          %Orden de la Trayectoria Secundaria
Ys=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 1
Ys2=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 2
Ys3=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 3
Ys4=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 4
Ys5=zeros(Ns,1); %Linea de Retardo 5

S=[-0.4622;0.4409;0.4717;0.0681;0.3401;-0.0755;0.1948;0.1582;0.2610;-0.4766; -0.2133;
-0.3715; -0.1082;0.0060;0.2744;-0.3939;-0.2461;0.3185;-0.4094;0.4905];
%Vector de Coeficientes de la Trayectoria

S2=[-0.1741; 0.3956; 0.3712; 0.1775; 0.3338; 0.1100; 0.1874; 0.0555; -0.0145;
-0.2493; -0.1813;-0.3670;-0.1892;-0.3074; 0.0367;-0.2161;-0.0815; 0.2212;
-0.2098; 0.2369]; %Ver 2 -5dBs

y0=(rand(1)-0.5);
y1=(rand(1)-0.5);
yn2=(rand(1)-0.5);
yn1=(rand(1)-0.5);
k=(rand(1)-0.5);

%Inicializacion del Filtro FIR Feedforward
N1=20;          %Orden del filtro
Y=zeros(N1,1); %Linea de retardo
W=zeros(N1,1); %Coeficientes
miu=0.001;

%Inicializacion del Filtro FIR Feedback
miu2=0.001;
N2=20;          %Orden del filtro
Y2=zeros(N2,1); %Linea de retardo
W2=zeros(N2,1); %Coeficientes
ynx= (rand(1)-0.5);
err= (rand(1)-0.5);

alfacc=1;
alfa_min=1e-15;
lan=0.99;
lambda=(1-(1/N));
xsum=0;
xsqr=0;
xprom=0;
rey=(1/N)*err*yn1;

L=zeros(N1,1); % Feedforward
Lx=zeros(N2,1); % Feedback
L2=zeros(N,1); % ON LINE

```

```

%Retroalimentacion
ynre=(rand(1)-0.5);
NRe=20; %Orden de la Retro
YRe=zeros(NRe,1); %Linea de Retardo

R=[-0.4556;0.0445;0.0085;0.1531;0.1854;-0.2079;-0.1318;0.0480;-0.0198; 0.2254; 0.4191;
0.0157; 0.3194;0.1048;0.2286;-0.2230;-0.0216;-0.4842;0.2817;-0.3324]/10;

%Inicializacion Iteraciones
Num_iter=200; %Numero de iteraciones por bloque
Num_block=2000; %Numero bloques

%a=wavread('Seno200hz(15s).wav');
a=wavread('4T-1246.wav');
%a=awgn(a,20);
%a=wavread('aspiradora.wav');
%a(:,2)=[];
l=1;

for i=1:Num_block
    pot_sig=0.0;
    pot_err=0.0;
    pot_noise=0.0;

    for j=1:Num_iter
        xen=a(l); %Se?al de Audio
        xsum=xsum+xen;
        xprom=xprom+(xsum^2);

        l=l+1;
        x=xen+ynre;
        %v=0.775*(rand(1)-0.5); % VAR 0.05 AMP 0.3875
        v=0.077*(rand(1)-0.5); % VAR 0.005 AMP 0.123
        %v=0.02236*(rand(1)-0.5); % VAR 0.0005 AMP 0.03885

        % FIR_Planta
        [xd,Z]=fir_out(NP,xen,Z,P);
        yda=xd;

        % FIR adaptivo Feedforward
        [y0,Y]=fir_out(N1,x,Y,W);
        [x1,Ys]=fir_out(Ns,x,Ys,S2); %Trayectoria Secundaria
        [L]=vector(N1,x1,L); %Vector de Salida x1

        % FIR adaptivo Feedback
        xx=yn2+err;
        [xx1,Ys3]=fir_out(Ns,xx,Ys3,S2); %Trayectoria Secundaria 3
        [Lx]=vector(N2,xx1,Lx); %Vector de Salida xx1
        [y1,Y2]=fir_out(N2,xx,Y2,W2);

        % Suma
        yn=y0+y1;
        ynx=yn-v;
        [yn2,Ys2]=fir_out(Ns,ynx,Ys2,S2); %Trayectoria Secundaria 2
        [yn1,Ys4]=fir_out(Ns,ynx,Ys4,S); %Trayectoria Secundaria REAL 4
        err=yda-yn1;

        %Retroalimentacion
        [ynre,YRe]=fir_out(NRe,yn1,YRe,R);

        %Trayectoria Real
        L2=vector(Ns,v,L2); %No hace falta Y5 tiene este vector
        [vs,Ys5]=fir_out(Ns,v,Ys5,S2);
        f=err-vs;

        xsqr=(lambda*xsqr)+((xen^2)/N);
        rey=(lambda*rey)+((1/N)*err*yn1);
        alfacc=rey/xsqr;

```

```
if alfacc>=1
    alfacc=1;
else if alfacc<=alfa_min
    alfacc=alfa_min;
end
end

miucc=alfacc/xprom;

% Actualizacion los Filtros
[W]=lms(N1,miu,f,L,W); %Feedforward
[W2]=lms(N2,miu2,f,Lx,W2); %Feedback
[S2]=lms(N,miucc,f,L2,S2); %On LINE

% Promedios
pot_sig=pot_sig+(yda*yda);
pot_err=pot_err+((yda-yn1)*(yda-yn1));

if i==1000 && j==50
    S=[-0.2750; 0.3196; 0.5629; 0.0834; 0.1756; 0.0247; 0.2954; 0.1417; 0.2169;
        -0.3556; -0.3314; -0.2861; -0.0719; -0.0516; 0.1738; -0.3502; -0.1272; 0.3066;
        -0.3019; 0.4250];
end
end

MSE(i)=10.0*log10(pot_err/pot_sig);
AS3(i)=10.0*log10((S2-S)'*(S2-S)/(S'*S));

end

plot(MSE,'r'); title('MSE');xlabel('Muestras');ylabel('dB')
figure(2)
plot(AS3,'r'); title('Error Modelado');xlabel('Muestras');ylabel('dB')
```

Anexo C – Artículo propuesto

Con los resultados obtenidos hasta el mes de octubre de 2008, se redactó un artículo para el 19th International Conference on Electronics, Communications and Computers CONIELECOMP 2009, con sede en la Universidad de Las Américas, UDLA.

Este artículo fue enviado el día 17 de octubre de 2008 y actualmente sigue en proceso de revisión. Su importancia para el proyecto consistió en que permitió organizar los resultados que se tenían hasta el momento y obtener conclusiones preliminares sobre el trabajo realizado con el sistema híbrido de cancelación activa de ruido acústico.

A continuación se presenta el artículo redactado para este congreso.

Evaluation of a Hybrid ANC System with Acoustic Feedback and Online Secondary Path Modeling

ALEJANDRO CELIS¹, PAULA COLUNGA¹, MARIA J. LOPEZ¹,
EDGAR LOPEZ-CAUDANA¹, HECTOR PEREZ-MEANA²

1. DIEM DIA, Tecnológico de Monterrey CCM
Calle del Puente 222, CP16034, Mexico D.F., MEXICO

edlopez@itesm.mx

2. Mechanical and Electrical Engineering School, National Polytechnic Institute

Av. Santa Ana 1000, CP 04030 Mexico D.F., MEXICO

hmpm@prodigy.net.mx

Abstract

Excessive unwanted noise in the environment is a growing problem nowadays. Active Noise Control (ANC) systems are important active solutions to this problem, especially hybrid systems, which join the advantages of both feedforward and feedback systems, reducing their disadvantages. This system has shown a satisfactory performance in several studies made by various authors. However, results are almost always presented in terms of ideal conditions, which makes the characterization of the system incomplete. In this article, we propose a series of parameters and tests to evaluate the performance of a hybrid active noise control (ANC) system with acoustic feedback and online secondary path modelling within the lines of a non-ideal simulation environment.

1. Introduction

Noise tends to be disturbing and annoying, it can inhibit our ability to concentrate, and can even cause important health problems. Nowadays, the amount of acoustic pollution has exceeded the tolerated thresholds, a problem which has become more evident as the population grows, along with the use of industrial plants and mechanical devices.

Active noise cancellation is also known as “anti-noise” and “active noise control.” This process is achieved by introducing an “anti-noise” wave through the right set of secondary sources. These sources are interconnected through an electronic system using a specific signal-processing algorithm for the particular cancellation scheme. [2]

Given that, in most cases, unwanted noise is not stationary, the sound sources that are to be cancelled have varying properties in time, frequency, amplitude, phase and speed. Therefore, the ANC system must be adaptive in order to handle these signal changes. [3] Adaptive filters adjust their coefficients to minimize the signal error and can be

designed in different modes, such as: finite impulse response filters (FIR), infinite impulse response (IIR) and domain transformation filters.

Online secondary path modeling in ANC systems is extremely important due to the fact that, during the several steps required to go from the electronic to the acoustic domain, such as D/A conversion, filtering, amplification, etc. the signal could get modified. This modification needs to be estimated so that noise may be efficiently cancelled, otherwise, noise could even be amplified.

The other main problem in ANC systems is acoustic feedback from the control source’s output to the reference sensor, through an acoustic path. This problem affects considerably the system’s stability if it is not counteracted with a proper adaptive algorithm.

Hybrid active noise cancellation systems are a good solution to both these important problems, since they have the properties of both the feedforward and feedback systems, reducing their disadvantages.

The following article presents a brief explanation on hybrid ANC systems and the proposed set of parameters and test to establish whether it efficiently cancels different types of noise or not.

2. Hybrid ANC systems

Hybrid ANC systems correspond, as was previously mentioned, to a combination of control structures from the feedback and feedforward systems, where the cancelling signal is generated based on the outputs of both the reference sensor and the error sensor. While the feedforward system attenuates the primary noise, which is correlated with the reference signal, the feedback system cancels the predictable components of the primary noise signal that are not observed by the reference sensor.

The reference sensor is kept close to the noise source and provides a coherent reference signal for the feedforward

system. Meanwhile, the error sensor identifies residual noise, which is used to synthesize the reference signal for the adaptive filter in the feedback system, as well as for adaptation of the filter coefficients of both feedback and feedforward stages.

Among the advantages of hybrid ANC systems there is: 1) the fact that lower order filters may be used to achieve the same performance; 2) the other two systems present much more significant plant noise than the hybrid system; 3) the combination of both systems allows for much more flexibility in regards of design; and 4) cancellation of both narrow band and broad band noise.

Fig. 1 shows the general scheme of a hybrid ANC system.

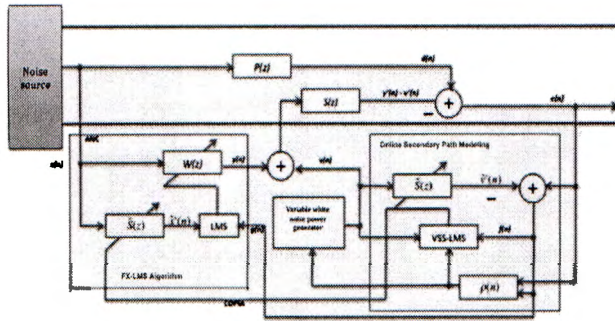


Fig. 1. General structure of hybrid ANC system

Hybrid systems present several advantages on their use for active noise cancellation. However, these systems have not been deeply researched and, in the cases where they have been explored, there is only an ideal case scenario to back them up. This is why this article focuses on presenting an analysis with non-ideal parameters and simulation situations.

2. 1. Evaluated ANC Structure

Fig. 2 shows the block diagram of the evaluated hybrid ANC structure with online on-line secondary path modeling. This hybrid ANC structure consists of a feedforward stage, $W(z)$, which is used to estimate the noise path, $P(z)$, and a predictive structure, $M(z)$, which is used to cancel the distortion due to the acoustic feedback path, $F(z)$. The main idea is that, because the samples of feedback distortion are strongly correlated among them, they can be predicted.

As shown in Fig. 2 the same signal, $a(n)$, is used as the error signal to update the adaptive filter, $W(z)$, which corresponds to the feedforward stage used to identify the noise path, as well as to update the linear predictive filter $M(z)$, which intends to cancel the distortion produced by the feedback propagation from the canceling loudspeaker to the input microphone through the system $F(z)$; and to estimate

$\hat{S}(z)$, which represents the online secondary path modeling adaptive filter.

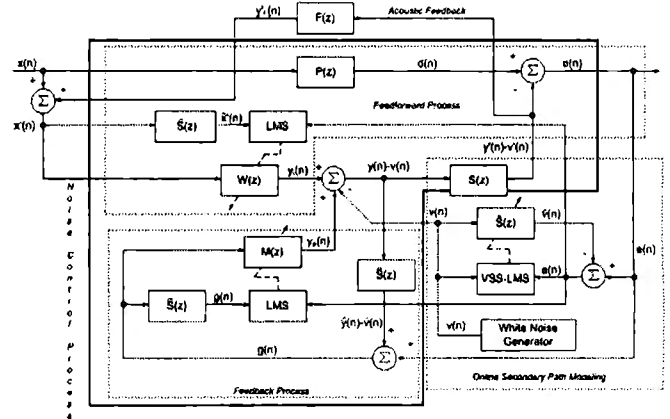


Fig. 3. Evaluated hybrid ANC structure

3. Performance indicators

In [5], the proposed hybrid system was tested under certain specific parameters, such as: 1) adaptive algorithm step size; 2) filters with 20 random coefficients; and 3) ideal test signals, namely, a pure tone and a low frequency signal (under 500 Hz). These conditions show that there is a lack of real parameters used to test the hybrid systems performance. In order to characterize the system in a more detailed manner, it was proposed to analyze it in a less ideal environment.

First, it is important to mention that the system is considered within the limitations of a duct, or one-dimensional waveguide, whose limitations are relatively easy to satisfy, as the distance between the control system and the primary sources is not very important. A duct is the simplest system, since it only involves one anti-noise source and one error sensor. [1] The amount of noise reduction will depend on the physical arrays of the control sources and the error sensors. Moving their positions affects the maximum possible level of noise reduction and the system's stability (the rate at which the controller adapts to system changes).

In order to decide which control system is the best, the properties of the noise to be cancelled must be known. According to [1], it is easier to control periodic noise; practical control of random or transitory noise is restricted to applications where sound is confined, which is the case of a duct.

The noise signals used for the purposes of this article are sorted into one of three types, explained next. This classification is used by several authors, amongst whom are [1] and [4], as well as companies such as [6].

1) *Continuous or constant*: Noise whose sound pressure level remains constant or has very small fluctuations along time.

2) *Intermittent or fluctuant*: Noise whose level of sound pressure fluctuates along time. These fluctuations may be periodic or random.

3) *Impulsive*: Noise whose level of sound pressure is presented by impulses. It is characterized by a sudden rise of noise and a brief duration of the impulse, relatively compared to the time that passes between impulses.

Various articles on the subject of ANC were taken into consideration before establishing three main analysis parameters to determine the hybrid system's performance:

a) Nature of the test signals; as far as the test signals are concerned, the system was tested with several real sound signals taken from an Internet database [7]. The sound files were selected taking into consideration that the system is to be implemented in a duct-like environment.

b) Filter order; it is important to evaluate the system under filters of different orders. In this case, 20 and 32 coefficients were selected, which are low numbers given the fact that the distance between the noise source and the control system is not supposed to be very large. For 20th order filters, two cases were considered.

c) Nature of the filter coefficients; on a first stage, the coefficients were normalized; this means that they were set randomly with values from 1 to 1. Next, the coefficients were changed to real values taken from a previous study made on a specific air duct [8].

Thus, the tests were carried out on three different stages:

- 1) Analysis with real signals and filters with 20 random coefficients;
- 2) Analysis with real signals and filters with 32 random coefficients; and
- 3) Analysis with real signals and filters with 20 real coefficients.

The simulation results are presented according to the following parameters:

- 1) Mean Square Error (MSE); and
- 2) Modeled error from online secondary path modeling.

Equation 3.1 shows the MSE calculation, given by the ratio between the power of the error signal, and the power of the reference signal.

$$MSE(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=0}^{M-1} [e_i(n)]^2}{\sum_{i=0}^{M-1} [x_i(n)]^2} \right] \quad (3.1)$$

Equation 3.2 is the calculation for the modeled error, given by the ratio of the difference between the secondary path and its estimation, and the secondary path.

$$\Delta S(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=0}^{M-1} [s_i(n) - \hat{s}_i(n)]^2}{\sum_{i=0}^{M-1} [s_i(n)]^2} \right] \quad (3.2)$$

4. Computer simulation and results

4.1. Test signal characterization

In order to characterize the hybrid system, several simulation tests were made with different real signals of each type described before. One signal of each type was selected to show the simulation results in this paper. These three signals are the most representative case for each noise type.

First, each signal characterization will be shown, obtained through a program written in the simulation environment Matlab®. The graphs shown for each signal are: 1) Amplitude vs. Number of samples; 2) Amplitude vs. Frequency; and 3) Power vs. Frequency.

Fig. 3 shows the continuous signal, which corresponds to the audio of a vacuum cleaner in use. This signal has mainly low frequency components, and the power distribution is also found within low frequencies.

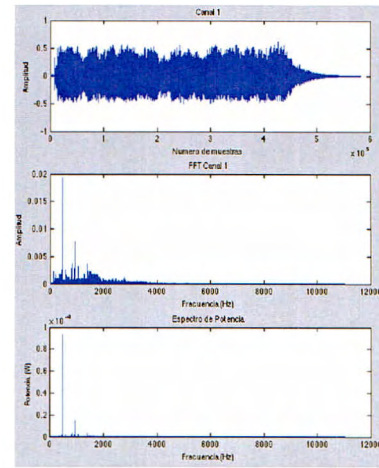


Fig. 3. Continuous test signal

Fig. 4 shows the intermittent signal, which is the audio of a hand blender in use. This signal has relatively periodic fluctuations of different lengths. It could be considered a broadband signal because of the distribution of its frequency components, and its power is concentrated in low frequencies.

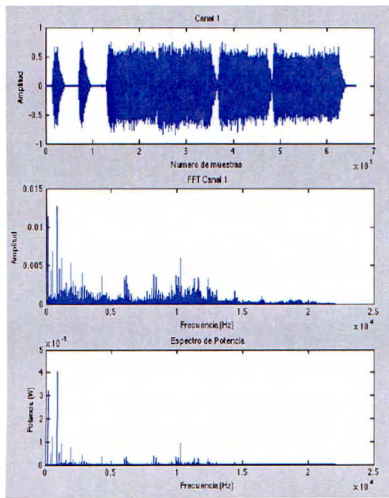


Fig. 4. Intermittent test signal

Finally, Fig. 5 presents the impulsive signal, given by the recording of some metallic objects falling down (a “crash” sound). There is an especially abrupt impulse by the end of the signal, which has mainly low frequency components and whose power is concentrated on low frequencies as well.

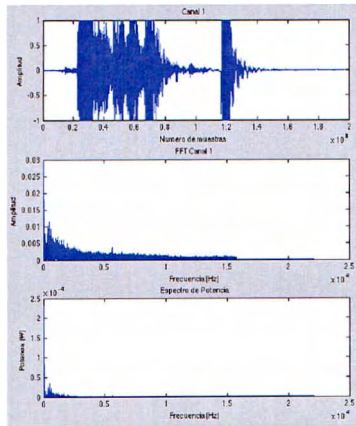


Fig. 5. Impulsive test signal

4.2. Filters with 20 random coefficients

The first tests were for 20th order filters with random coefficients. The optimum values of the step sizes μ_w and μ_m , belonging to the feedforward and feedback sections respectively, were established by trial and error.

Table 1 shows the values used for each section’s step size, as well as the range of values used for the step size in the secondary path filter [9].

Signal	Step size	Step size
	μ_w, μ_m	μ_s
Continuous	0.001	0.01 – 0.15
Intermittent	0.001	0.01 – 0.15
Impulsive	0.0001	0.01 – 0.15

On each case, a white noise with mean zero and variance equal to 0.005 was used. Also, an abrupt change in secondary path was implemented on iteration 1000 out of 2000, to test the response of the system to such changes.

The signal that gave the best response was the continuous signal. Fig. 6 shows the modeled error, while Fig. 7 shows the MSE for this case. These Figures show that the system successfully achieved stability and cancelled part of the input noise signal.

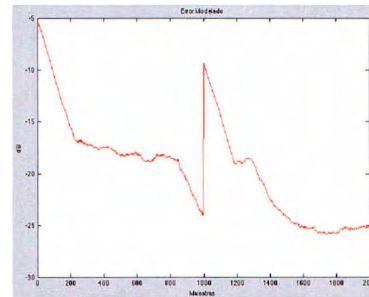


Fig. 6. Modeled error for continuous signal - filters with 20 random coefficients

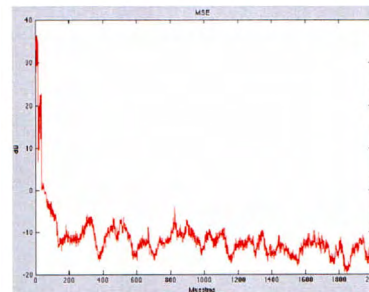


Fig. 7. MSE for continuous signal – filters with 20 random coefficients

The response for the intermittent signal also achieved stability, despite the peaks that the signal presented at some samples, and managed to cancel part of the input noise signal as well. Fig. 8 shows the modeled error for the intermittent signal, while Fig. 9 shows the MSE.

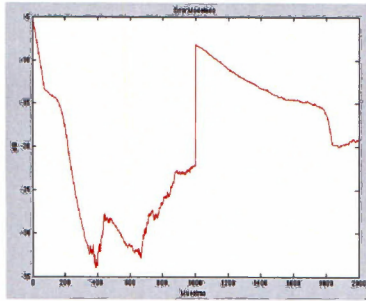


Fig. 8. Modeled error for intermittent signal - filters with 20 random coefficients.

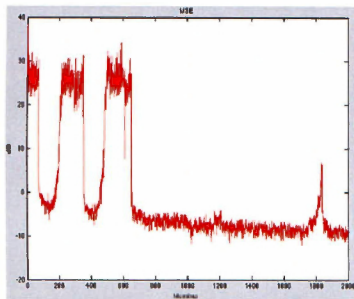


Figure 9. MSE for intermittent signal - filters with 20 random coefficients.

However, the system presented more trouble stabilizing after the most abrupt impulse on the impulsive signal, and although it started converging, it could not cancel noise past that significant change.

4.3. Filters with 32 random coefficients

The next step in our set of tests was to increase the order of the filters, which means the system is taking into consideration a larger number of the duct's properties. Once again, the values of the coefficients are random from -1 to 1.

Table 2 shows the values used for the feedforward and feedback step sizes, as well as the range of step sizes for the secondary path filter. These values were established parting from the previous test's values and, if necessary, were adjusted by trial and error.

Signal	Step size μ_w, μ_m	Step size μ_s
Continuous	0.0001	0.001 – 0.05
Intermittent	0.001	0.01 – 0.15
Impulsive	0.00005	0.0001 – 0.05

Once again, a white noise with zero mean and variance equal to 0.005 was used for the three cases. An abrupt change in secondary path was done on iteration 1000 out of 2000.

Fig. 10 shows the modeled error response for the continuous signal, whereas Fig. 11 shows the MSE for the same case.

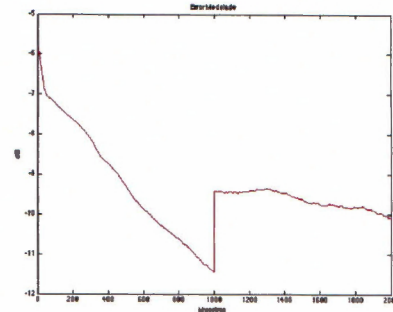


Fig. 10. Modeled error for continuous signal - filters with 32 random coefficients

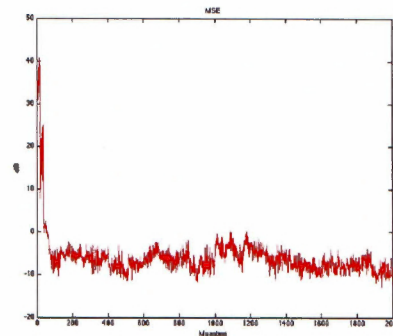


Fig. 11. MSE for continuous signal - filters with 32 random coefficients

From Fig. 10 and Fig. 11 it can be observed that the system was, again, able to achieve stability as well as cancel noise. The step size was reduced by an order of ten in this case, probably due to the fact that it is a more accurate analysis than the previous test, because of the larger filter order.

In the case of the intermittent input signal, the step size values did not need to be altered, and the hybrid system achieved both stability and noise cancellation. Fig. 12 and Fig. 13 show the response for the modeled error and the MSE of the intermittent signal, respectively.

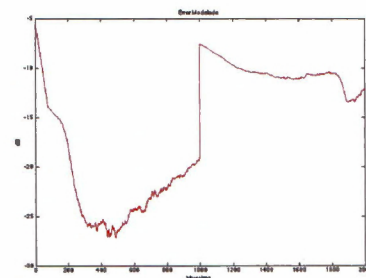


Fig. 12. Modeled error for intermittent signal - filters with 32 random coefficients.

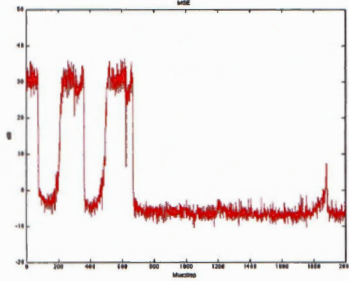


Fig. 13. Modeled error for intermittent signal - filters with 32 random coefficients.

Finally, for the impulsive input signal, a similar behavior to the previous test may be observed. The system took a very long time to start converging after the most abrupt impulse and was not able to cancel noise.

4.4. Filters with 20 real coefficients

The last set of tests that were made involved the use of 20th order filters with real coefficients. These coefficients were taken from the work done in [9] to determine the values of the primary and secondary path filters for an air duct.

Table 3 shows the values used for the feedforward and feedback step sizes, as well as the range of step sizes used for the secondary path filter. The values were set by trial and error, starting with the values that were determined with the previous test.

Signal	Step size μ_w, μ_m	Step size μ_s
Continuous	0.000001	0.0001 – 0.001
Intermittent	0.000001	0.0001 – 0.001
Impulsive	0.000001	0.0001 – 0.001

For each of the three cases, a white noise with zero mean and variance equal to 0.05 was used in the system. Since there were not enough resources to implement an abrupt secondary path change (which means there was only one set of values available for the secondary path filter from [9]), a gradual change was made, given by the sum of a sinusoidal function to the secondary path coefficients, from iteration 1000 to 1100.

Since the best response was shown by the continuous signal, Fig. 14 shows the modeled error for this case, while Fig. 15 shows the MSE.

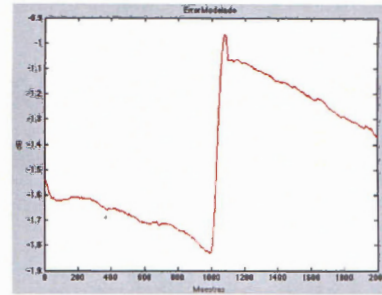


Fig. 14. Modeled error for continuous signal - filters with 20 real coefficients

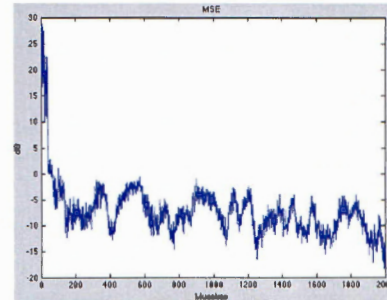


Fig. 15. MSE for continuous signal – filters with 20 real coefficients

From Table 3, it is noticeable that the step sizes had to be considerably reduced, about an order of 1000 in comparison to the values established for the tests with 20 random coefficients. This is due to the fact that the coefficient values are not necessarily within a range of -1 to 1, so the secondary path modeling needs a smaller step size to be able to achieve a point of convergence.

According to Fig. 14 and Fig. 15, the system needed more time to converge to a certain value, compared with the results from the previous tests. This is because the values of the step sizes are very small and cause the convergence process to go slower and, also, the level of noise cancellation to be reduced.

For the intermittent signal, the effects of the small step sizes were similar: the system took more time to converge and the level of noise cancellation was reduced. Nonetheless, the response did achieve stability at some point during the simulation. Fig. 16 and Fig. 17 correspond to the modeled error and MSE for the intermittent signal, respectively.

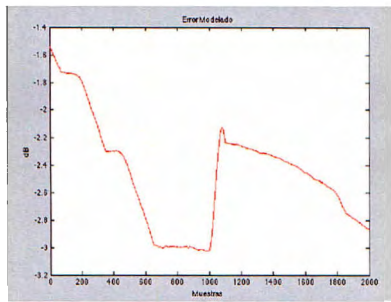


Figure 16. Modeled error for intermittent signal - filters with 20 real coefficients.

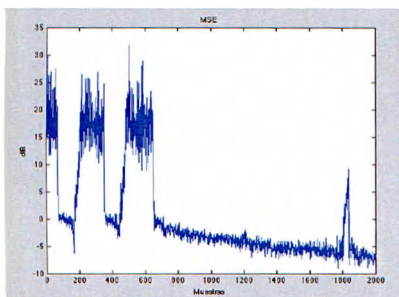


Figure 17. MSE for intermittent signal - filters with 20 real coefficients.

However, in the case of the impulsive input signal the results were not as good as they had been expected. Due to the fact that there are very abrupt changes in the signal amplitude, and the step size is very small, there comes a point where the values of the coefficients tend to infinity and the simulation stops at about iteration 200.

5. Conclusions

This paper successfully showed a set of analysis parameters to characterize the performance of a hybrid ANC system with acoustic feedback and online secondary path estimation, outsider of an ideal simulation environment.

Based on the presented classification of noise signals we can conclude that:

- 1) The system has an efficient response to continuous signals, showing a stable response as well as considerable noise cancellation;
- 2) The response to intermittent signals is acceptable in general, though it depends to a certain extent on the waveform of the input noise signal. However, the system converges to a certain value and is able to cancel noise, though less than in the case of the continuous signals; and
- 3) In reference to impulsive signals, the system achieves a convergente point slowly, but cannot cancel noise significantly because the change in the signal amplitude is too abrupt for the system to adapt the filter coefficients efficiently enough.

When tested with real-value filter coefficients, the system presented a decrease on its convergence speed, which affected the performance of the system mainly in the case of an impulsive input noise signal.

Finally, it must be considered that the results presented for a real-value filter coefficients refer to only one specific kind of duct. This means that the response could probably improve in a different environment or in a duct with different properties. This presents a problem for the designer of a hybrid ANC system, as it means that, for each environment where the system is to be implemented; there would be the need to accurately individualize the parameters to achieve the desired response. However difficult, this may not be impossible to do, so there is still a lot of work to be done with hybrid ANC systems.

6. References

- [1] Hansen, Colin N, *Understanding Active Noise Cancellation*, Taylor & Francis, 2006.
- [2] Bravo Parra, Miguel Angel; Pérez Meana, Héctor Manuel; Nakano Miyatake, Mariko, "Algoritmos para la Cancelación Activa de Ruido - Parte 2", Document in preparation; Superior School of Mechanic and Electric Engineering, Culhuacán Unit.
- [3] Bravo Parra, Miguel Angel; Pérez Meana, Héctor Manuel; Nakano Miyatake, Mariko, "Algoritmos para la Cancelación Activa de Ruido - Parte 1", Document in preparation; Superior School of Mechanic and Electric Engineering, Culhuacán Unit.
- [4] Romero, Mier y Terán Andrés, *Cancelación Activa de Ruido (CAD) con Técnicas de Filtrado Adaptivo*, UNAM, 2005.
- [5] Lopez-Caudana, E; Cruz, E.; Betancourt, P.; Perez-Meana, H; "An Active Noise Cancelling Structure with Secondary Path Estimation", to appear on WSEAS Transactions 2008.
- [6] Brüel & Kjær Sound & Vibration Measurement A/S. *Environmental Noise Booklet*. Visited on March 25, 2008. WWW: <http://www.nonoise.org/library/envnoise/index.htm>
- [7] Free Sound Effects, Samples & Music. *Free Sound Effects Categories*. Visited on July 3, 2008. <http://www.freesfx.co.uk/soundeffectcats.html>
- [8] Kuo, S. M. and Morgan, D. R., *Active Noise Control Systems—Algorithms and DSP Implementations*. New York: Wiley, 1996.
- [9] Akhtar, M.T.; Abe, M.; Kawamata, M.; "A new variable step size LMS algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems". *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, Volume 14, Issue 2, March 2006 Page(s):720 – 726.

- [10] M. T. Akhtar, M. Abc, and M. Kawamata, A Method for Online Secondary Path Modeling in Active Noise Control Systems, *Proc. of Int. Conf. on Circuits and Systems*, 2005, vol. 1, pp. 264-267.
- [11] Romero, A; Perez-Meana, H.; Lopez-Caudana, E.; "A Hybrid Active Noise Canceling Structure", *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*. Issue 2 Vol 2, 2008. pp 340-346.
- [12] D. Tapia Sánchez, R. Bustamante, H. Pérez Meana, M. Nakano Miyatake, Single Channel Active Noise Canceller Algorithm Using Discrete Cosine Transform, *Journal of Signal Processing*, Vol. 9, No. 2, 2005 pp. 141-151.
- [13] Héctor Pérez-Meana, Mariko Nakano-Miyatake, Active Noise Canceling: Structures and Adaptation Algorithms, *Advances in audio and Speech Signal Processing: Technologies and Applications*, Ed. Hector Pérez-Meana, Idea Group Publishing, Hershey, 2007, pag. 286-308,.
- [14] L. J. Eriksson, M. C. Allie, y C. D. Bremigan, Active noise control using adaptive digital signal processing, *Proc. ICASSP*, 1988, pp. 2594-2597.
- [15] M. Nakano, H. Perez, A Time Varying Step Size Normalized LMS Algorithm for Adaptive Echo Canceller Structure, *IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics Computer Sciences*, Vol. E-78-A, 1995, pp. 254-258.
- [16] A. Romero, M. Nakano-Miyatake, H. Perez-Meana, A Hybrid Noise Canceling Structure with Secondary Path Estimation, *WSEAS Recent Advances in Systems, Communications and Computers*, 2008, pp.194-199.
- [17] E. Lopez-Caudana, P. Betancourt, E. Cruz, M. Nakano-Miyatake, H. Perez-Meana, A Hybrid Active Noise Cancelling with Secondary Path Modeling, to appear in *Prof. of IEEE Midwest Symposium on CAS*, 2008.