

Desarrollo de un sistema para cancelación activa de ruido Development of an active cancellation system

N. Arias-Prado , E. Escamilla-Hernández , M. Nakano-Miyatake , H. Perez-Meana 

Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Culhuacan, Instituto Politécnico Nacional, 04440, Ciudad de México, México.

Resumen

La necesidad de reducir el ruido ambiental incrementa en la misma proporción que aumenta el número de aparatos eléctricos tanto domésticos como industriales. Para resolver este problema se han desarrollado diversos esquemas activos de cancelación de ruido basados en filtros adaptables, los cuales generan una réplica de la señal de ruido con fase inversa de manera que el ruido se cancela por superposición de dos ondas acústicas, siendo capaces de seguir las variaciones en las características de las señales de ruido. Estos esquemas llevan a cabo la cancelación en el dominio acústico en lugar de hacerlo en el dominio eléctrico por lo cual deben operar en un espacio tridimensional. Este artículo presenta el desarrollo de un sistema de cancelación acústica de ruido el cual permitirá la cancelación de ruido en un ducto, empleando filtros adaptables de respuesta finita tanto para estimar las señales de ruido, como la trayectoria secundaria. Los resultados experimentales tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia muestran que esquema propuesto proporciona una atenuación de al menos 20dB operando con señales no estacionarias como lo son ruido producidos por motores ya sea de camión o avión entre otros.

Palabras clave: Cancelación activa de ruido, filtros adaptables, trayectoria secundaria, algoritmo FxLMS

Abstract

The requirement for reducing the environmental noise increases as the amount of electrical equipment, either domestic or industrial becomes larger. To solve this problem several active noise cancelling schemes have been developed based on adaptive filters, which generates in a replica of the noise signal with inverse phase which reduce the noise by superposing both acoustic waves, because these systems are able to track the variations of the noise characteristics. These schemes carried out the cancellation in the acoustic domain instead of to do it in the electrical one, consequently must operate in a tridimensional space. This paper presents the development of an acoustic cancellation system in a duct, using FIR adaptive filters to estimate the noise signal as well as the secondary path. Evaluation results in time domain as well as in frequency domain show the proposed system provides an attenuation of at least 20dB when it is required to operate with nonstationary signals such as those produces by motors of trucks, airplanes among others.

Keywords: Active noise cancelling, adaptive filters, secondary path, FxLMS.

1. Introducción

El problema del ruido acústico se ha incrementado cada día debido al uso de grandes equipos industriales tales como motores, turbinas, ventiladores, equipos de aire acondicionado, etc. (Beranek y Ver, 1992; Usagawa y Shimada, 2001; Kang y Col., 2021) Debido a la importancia que tiene se han propuesto varios esquemas para resolver este problema tales como barreras acústicas, silenciadores y técnicas pasivas para atenuar el ruido indeseable. Existen básicamente dos tipos de

técnicas pasivas (Harris, 1991, Campos y Lau, 2009): El primer tipo usa el concepto de cambios de impedancia mediante la combinación de deflectores y tubos para silenciar las señales indeseables. Esas técnicas pasivas son comúnmente usadas en el desarrollo de mofles en motores de combustión interna. El segundo tipo llamado silenciadores resistivos, usa la pérdida de energía causada por la propagación del sonido en un ducto relleno con material absorbente (Kuo and Morgan, 1996; 1999; Nelson & Elliot, 1992; Aoki y Morishita, 2001; Usagawa y Shimada, 2001). Ambos tipos de

*Autor para la correspondencia: hmperezm@ipn.mx

Correo electrónico: hmperezm@ipn.mx (Nigel Arias-Prado), eescamillah@ipn.mx (Enrique Escamilla-Hernández), mnakano@ipn.mx (Mariko Nakano-Miyatake), hmperezm@ipn.mx (Héctor Pérez-Meana).

silenciadores han sido usados durante muchos años en diversas aplicaciones. Sin embargo, la atenuación proporcionada por silenciadores pasivos es baja cuando la longitud de onda del sonido es mayor que la dimensión de los silenciadores (Kuo y Morgan, 1996). Para resolver esos problemas, varios esquemas adaptables ya sea de un solo canal o multicanal han sido desarrollados para la cancelación activa de ruido (ANC), los cual usa una fuente de ruido secundaria la cual interfiere en una forma destructiva con el ruido indeseable. (Kuo and Morgan, 1999; Bustamante y Perez-Meana, 2001; Hoseini y Hoseini, 2021). Adicionalmente, debido a que las características del entorno, y de las fuentes de ruido son no estacionarias el sistema ANC debe ser adaptable con el fin de poder resolver esas variaciones (Kuo y Morgan, 1999; Nelson y Elliot, 1992; Linus y Col., 2017; López y Beltrán 2021).

Los sistemas ANC mas ampliamente usados son los esquemas de un solo canal con configuración de identificador de sistemas, el cual usa típicamente dos micrófonos como se muestra en la Fig. 1. El primero de estos es usado para medir la señal de ruido, mientras el segundo micrófono es usado para medir la señal atenuada o señal de error. Estas dos señales son usadas para estimar los parámetros del ANC que permitan minimizar la señal de error, Fig. 1 (Kuo y Morgan, 1999; Nelson y Elliot, 1992; Linus y Col., 2017, Tobias y Bermudez, 2000). Aquí el filtro adaptable estima la trayectoria de ruido que conecta el micrófono de entrada con el micrófono de error que es el punto donde se desea atenuar el ruido. Su amplio uso se debe a que este tipo de estructuras son capaces de cancelar tanto ruidos de banda ancha como de banda angosta.

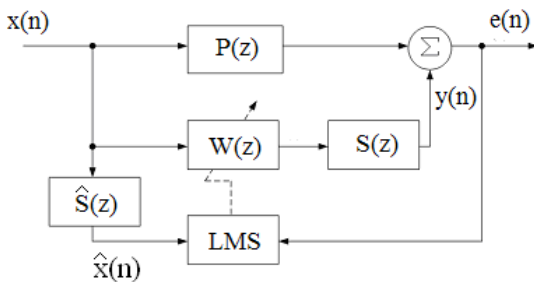


Figura 1. Cancelador acústico de ruido con configuración de identificación de sistemas.

El cancelador activo de ruido es similar al cancelador de ruido tradicional (Widrow y Stearns, 1985) debido a que en ambos casos el propósito del filtro adaptable es minimizar la potencia del error residual, de manera que la salida del filtro sea el mejor estimado de la señal deseada en el sentido de mínimos cuadrados. Sin embargo, en el cancelador activo de ruido, después de que la señal de ruido es capturada por el micrófono de referencia el filtro adaptable deberá generar una señal con fase inversa para la reducción de la señal de ruido. Sin embargo, a diferencia del cancelador de ruido tradicional, entre la señal de salida del filtro y el micrófono de error, esto es el punto en el cual se lleva a cabo la cancelación, se centra lo que se conoce como la trayectoria secundaria (Zhang y Col., 2003; Da Silva y Col., 2020) la cual incluye: el convertidor digital-analógico (D/A), el filtro de reconstrucción, el amplificador, la bocina, la trayectoria acústica entre la bocina y el micrófono, el micrófono de error, el filtro anti traslape y el convertidor digital-analógico. Así la trayectoria secundaria debe ser compensada para evitar la inestabilidad del sistema

(Kuo y Morgan 1999; Nelson y Elliot, 1992). Además de la estimación de la trayectoria secundaria $S(z)$, la posición del micrófono de cancelación en un ducto es importante (Yukseki y Yilmaz, 2014; Muyenasu y Col, 2001; Kuan-Chen y Col. 2017), ya que su colocación como se muestra en la Fig. 2, generará una onda plana que se propagará en ambos sentidos, hacia el micrófono de error y hacia el micrófono de referencia. Por lo cual la señal canceladora también se propagará hacia el micrófono de referencia (Campos y Lau, 2009, Zhang y Col., 2003; Da Silva y Col. 2020), lo cual resultará en una señal de entrada contaminada, lo que se conoce como retroalimentación acústica. Por lo cual la posición de la bocina canceladora en un ducto, tiene un papel importante en el funcionamiento del sistema

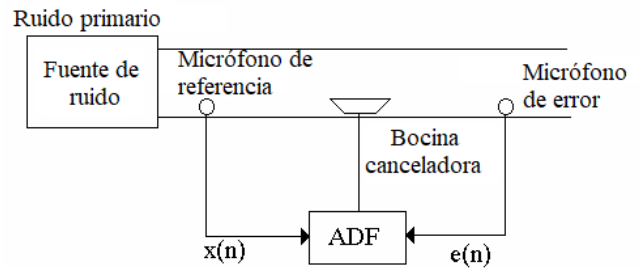


Figura 2. Cancelación acústica de ruido en un ducto.

2. Cancelador Activo de Ruido Desarrollado

La Fig. 1 muestran el cancelador activo de ruido desarrollado con una estructura de identificación de sistemas cuya salida está dada por (Kuo y Morgan, 1999)

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k y(n-k), \quad (1)$$

donde

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k x(n-k). \quad (2)$$

s_k son los coeficientes de la trayectoria secundaria y w_k son los coeficientes del filtro adaptable. Tomando la transformada z de (1) y (2), después de algunas manipulaciones, la salida del sistema estará dada por

$$\hat{Y}(z) = \left(\sum_{k=0}^{N-1} s_k z^{-k} \right) \left(\sum_{k=0}^{M-1} w_k z^{-k} \right) X(z). \quad (3)$$

2.1. Algoritmo de adaptación

Los coeficientes del filtro adaptable serán estimados modificando los coeficientes del filtro w_k , $k=0, 1, 2, \dots, M-1$ en cada iteración, usando un esquema de gradiente como sigue:

$$w_j(n) = w_j(n-1) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_j}, \quad (4)$$

el cual se conoce como algoritmo *Least Mean Square* (LMS) (Widrow y Stearns, 1985), donde $e(n)$ es el error de salida. Una realización directa de (4), usando (1) y (2) presenta el problema de la presencia de la trayectoria secundaria $S(z)$, entre la salida del filtro adaptable y el micrófono de cancelación. Esto introducirá, además de una distorsión, un retardo entre señal de salida del filtro adaptable $W(z)$ y la señal de referencia en el punto de cancelación, lo cual debe ser compensado (Zhang, 2003; Da Silva y Col. 2020). Con esta finalidad, para fines de adaptación, considere la transformada z de la señal de error, la cual se puede reescribir como:

$$E(z) = D(z) + \left(\sum_{k=0}^{M-1} w_k z^{-k} \right) \left(\sum_{k=0}^{N-1} s_k z^{-k} \right) X(z). \quad (6)$$

Aunque matemáticamente la permutación de $W(z)$ y $S(z)$ es posible, físicamente no lo es, dado que $S(z)$ esta formado, entre otras cosas, por la bocina de salida y el micrófono de error. Sin embargo, los parámetros de $S(z)$ podrían ser estimados usando un filtro adaptable como se describirá posteriormente. Así, el error de salida estará dado por:

$$e(n) = d(n) + \hat{y}(n), \quad (7)$$

donde

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k \hat{x}(n-k), \quad (8)$$

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} s_k x(n-k). \quad (9)$$

Seguidamente, sustituyendo (8) en (4), se obtiene

$$w_j(n) = w_j(n-1) - \mu e(n) \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial w_j}, \quad (10)$$

$$w_j(n) = w_j(n-1) - \mu e(n) \hat{x}(n-j), \quad (11)$$

donde,

$$\mu = \frac{\alpha}{\sum_{k=0}^{M-1} \hat{x}^2(n-k)}. \quad (12)$$

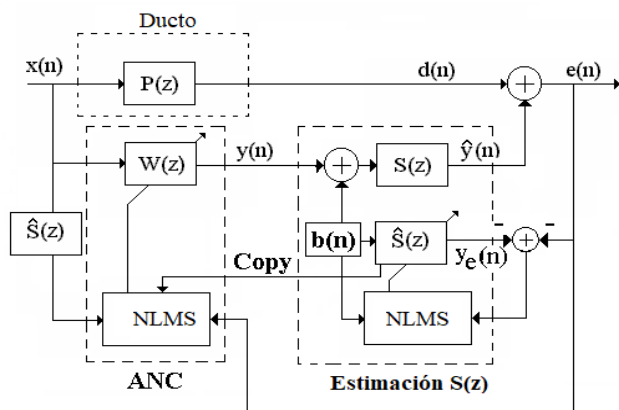


Figura 3. Cancelador de ruido desarrollado.

$0 < \alpha \leq 1$, $\hat{x}(n)$, está dado por (9) y el error de salida está dado por la diferencia entre la señal de referencia y la salida del ANC. Este algoritmo se conoce como FxLMS (Kang y Col. 2021; Kuan-Chen y Col. 2017; Nelson y Elliot, 1992)). El diagrama a bloques del sistema propuesto se muestra en la Fig. 3.

2.2. Estimación de la trayectoria secundaria

Además de la estimación de los coeficientes del filtro $W(z)$, otro aspecto importante es la estimación de los coeficientes de la trayectoria secundaria estimada $\hat{S}(z)$. Con esta finalidad se inserta, en ausencia de $x(n)$, una señal de ruido blanco $b(n)$, tanto en la trayectoria secundaria $S(z)$, como en el filtro adaptable usado para su estimación $\hat{S}(z)$, cuya señal de salida está dada por

$$y_e(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{s}_k b(n-k), \quad (13)$$

donde, los coeficientes \hat{s}_k se estiman usando el algoritmo NLMS, (Widrow y Stearns, 1985) como sigue

$$\hat{s}_j(n) = \hat{s}_j(n-1) + \mu(e(n) - y_e(n))b(n-j), \quad (14)$$

donde

$$\mu = \frac{\alpha}{\sum_{k=0}^{N-1} b^2(n-k)}. \quad (15)$$

3. Desarrollo del Sistema

En este sistema se utilizó para llevar a cabo su desarrollo en hardware la tarjeta Tinker Edge R que cuenta con un procesador rockchip, con sistema operativo Linux. Se emplearon como equipo de apoyo externo: dos micrófonos para computadora de tipo externo, un adaptador de audio de 3.5 mm a USB, una fuente de ruido y una bocina que se utiliza para reproducir la señal que cancelara el ruido acústico. En la Fig.4 se observa el ensamblado final del sistema, empleando los componentes anteriormente mencionados donde se puede especificar que el ducto es hecho de PVC con un diámetro de 11 cm y un grosor de 2 mm, la longitud de la fuente de ruido al micrófono de error es de 1.6 metros, la distancia de la fuente de ruido al micrófono de referencia es de 23 cm y la distancia de la bocina canceladora al punto de encuentro con la fuente de ruido es de 55 cm.

Utilizando la metodología incremental que se basa en avances progresivos de la funcionalidad mediante iteraciones pequeñas para conseguir un objetivo específico. Se desarrollaron módulos que se encargaran de diferentes partes del sistema, el cual se implementó en el lenguaje de programación de alto nivel Python, el cual es utilizado debido a la gran variedad de librerías y herramientas que contiene, mediante el IDE de Jupyter. Para el funcionamiento correcto del sistema se evaluó en 7 módulos de los cuales se especializan en una función en concreto como:



Figura 4. Ensamble físico del sistema utilizando PVC.

Módulo uno usado para grabar audio: Este módulo utiliza la librería pyaudio la cual facilita la grabación de audios, explicando que se requieren los parámetros tales como; el número de muestras (CHUNK) de 1024, el número de secuencias de audio (CHANNELS) de 1, la frecuencia de muestreo (RATE) de 44.1 kHz y el tiempo de grabación que varía dependiendo de los segundos que se desean guardar en un archivo con formato wav.

Módulo dos para analizar audio: este módulo utiliza las librerías de scipy para la optimización y el procesamiento de señales, donde se basa en el objeto de matriz de la librería numpy que incluyen herramientas para el análisis numérico. Este módulo es utilizado para extraer los datos numéricos de una señal acústica que esta guardada en un archivo de tipo wav. Los datos serán convertidos en un tipo de dato numpy.array para mayor facilidad de operatividad en el código.

Módulo tres para el filtro: este módulo utiliza la librería numpy y como filtro digital es implementado la respuesta finita al impulso (FIR), para el cual se calcula la salida de las señales a filtrar cuya salida está dada por

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k). \quad (16)$$

donde relación al dominio del tiempo, la salida del filtro es igual a la suma de las entradas en instantes anteriores empezando desde 0 hasta el orden de filtro en donde b serán los coeficientes óptimos.

Módulo cuatro para el algoritmo adaptativo: este módulo utiliza el algoritmo de mínimos cuadrado promedio (LMS), para estimar los nuevos coeficientes que se emplean en el filtro. Para poder calcular los nuevos coeficientes se utiliza la formula dada por

$$W(n) = W(n-1) + \mu(n)Y(n) \quad (17)$$

donde W son los nuevos coeficientes, $error$ es la diferencia que se calcula mediante la salida del ducto $d(n)$ y la salida de la función de transferencia de la trayectoria secundaria $\hat{y}(n)$, $y(n)$ es igual a la salida del filtro adaptativo y μ es un factor de convergencia el cual está dada por el cálculo de

$$amiu = \sum_{k=0}^N (Z_{we}(k))^2. \quad (18)$$

donde $Z_{we}(n)$ es un valor de la señal de entrada, N es un instante de la señal, $amiu$ es igual a la sumatoria de todas las muestras de la señal de entrada del filtro en cada instante al cuadrado. Después se realiza la ecuación de

$$\mu = \frac{\alpha}{amiu} \quad (19)$$

donde alfa es un factor de convergencia de 0.01 dando como resultado a μ en un intervalo de $0 < \alpha \leq 1$.

Módulo cinco para analizar el esquema: Este módulo inicia utilizando el módulo dos para obtener los valores del audio en un arreglo numpy, se establecen las variables necesarias como el orden de los filtros que se establece a 32, dos arreglos numpy que almacenaran los primeros coeficientes ya obtenidos previamente, un arreglo numpy para los coeficientes de adaptación, un arreglo numpy para el error y otros arreglos numpy que almacenaran las salidas de los filtros de $P(z)$, $W(z)$, $S(z)$, $\hat{S}(z)$ que se muestran en la Fig. 1

Una vez declaradas las variables necesarias, la simulación se inicia obteniendo el porcentaje de muestreo para obtener los puntos de muestras que se van a visualizar en una gráfica. Se declara un ciclo de iteraciones de cero hasta el porcentaje de muestras, en el cual se ejecutarán las siguientes instrucciones.

Como primer paso se calculó a $P(z)$ que denota la función de transferencia del ducto que se muestra en la Fig. 1. A partir de la señal de entrada del ruido se utilice el módulo tres en el cual como parámetros se le especifican: el orden del filtro, la señal de entrada, un arreglo numpy vacío y los primeros coeficientes ya obtenidos previamente, para obtener como resultado a $d(n)$ siendo la salida del ducto.

Como segundo paso se calculó $W(z)$ que denota la función de transferencia del cancelador que se muestra en la Fig.1. A partir de la señal de entrada de ruido se utiliza el módulo tres en el cual como parámetros se especifican: el orden del filtro, la señal de entrada, un arreglo numpy vacío y un arreglo vacío para los coeficientes que serán calculados a través del algoritmo de adaptación, para obtener como resultado a $y(n)$ siendo la salida del filtro adaptable.

Como tercer paso se calculó a $S(z)$ que es la función de transferencia de la trayectoria secundaria que se muestra en la Fig.1. A partir de la salida de $W(z)$ se utilizó el módulo tres en el cual como parámetros se le especifican: el orden del filtro, la salida del filtro adaptable como parámetro de entrada, un arreglo numpy vacío y los coeficientes ya obtenidos previamente, para obtener como resultado a $\hat{y}(n)$ siendo la señal de salida de la trayectoria secundaria.

Como cuarto paso se calculó a $\hat{S}(z)$ que es la trayectoria secundaria estimada que se muestra en la Fig.1. A partir de la señal de entrada del ruido se utilice el módulo tres en el cual como parámetros se le especifican: el orden del filtro, la señal de entrada, un arreglo numpy vacío y los coeficientes ya obtenidos previamente, para obtener como resultado a $\hat{x}(n)$ siendo la salida de la trayectoria secundaria estimada.

Como quinto paso se realizó un corrimiento del LMS. Para que a partir de la salida de la trayectoria secundaria estimada $\hat{S}(z)$, se utilice el módulo tres en el cual como parámetros se le especifican: el orden del filtro, la salida de la trayectoria

secundaria estimada como parámetro de entrada, un arreglo numpy vacío y un arreglo vacío que se ocupara por los coeficientes óptimos de W .

Como sexto paso se calcula el factor de convergencia de miu que se explicó en el módulo cuatro, dando como datos de entrada a la línea de retardo de la trayectoria secundaria estimada de tal forma que se estará adaptando a miu mientras el sistema está en un ciclo de iteración.

Como séptimo paso se calcula $e(n)$ siendo el error esperado de la diferencia de $d(n)$ y $y(n)$ dando como resultado una superposición de la salida del ducto y la señal de salida de la trayectoria secundaria.

Como octavo paso se calcula los coeficientes óptimos W que se explicó en el módulo cuatro, dando como datos de entrada a miu obtenidos del modulo 5.6, el error $e(n)$ obtenido del módulo 5.7, la línea de retardo de la trayectoria secundaria estimada y a W .

Módulo seis para visualizar el espectro: Este módulo inicia a partir de las señales obtenidas del módulo cinco obteniendo las señales de la salida del ducto $d(n)$, la salida de la trayectoria secundaria $\hat{y}(n)$ y el ruido residual $e(n)$. Como siguiente paso se especifica las muestras que se van a extraer de las señales siendo 1024 muestras que se van a analizar. Mediante un ciclo de iteraciones se extraen las muestras especificadas en la posición donde el sistema ya está convergiendo, utilizando la ecuación que está dada por

$$S(n - 1024) \tag{20}$$

donde S es la señal de entrada y n es el número de datos que tiene la señal de entrada. Una vez obtenido estos valores mediante la librería numpy se aplicó la función de la transformada rápida de Fourier (FFT) para obtener el espectro y para mostrar solo la parte real en decibeles se aplicó la fórmula que dada por

$$\text{Magnitud}(db) = 20 * \log_{10}(\text{abs}(sf)) \tag{21}$$

siendo sf el resultado obtenido a partir de la FFT de 1024 muestras.

Módulo siete para visualizar la curva de aprendizaje: Este módulo inicia a partir de la señal de ruido residual $e(n)$ del módulo cinco. De la señal de error obtenida, se elevó los datos al cuadrado y se promedian cada 500 o cada 1000 muestras para obtener un punto de la curva de aprendizaje. Al resultado se le aplica la fórmula de

$$\text{MSE}(dB) = 10 * \log_{10}(p) \tag{22}$$

donde p es el resultado del promedio obtenido.

4. Resultados de Evaluación

El sistema desarrollado fue evaluado usando señales de audio de banda ancha muestreadas a 44.1 kHz, las cuales se propagan en un ducto. El número de coeficientes del filtro adaptable es 32 y el orden de la trayectoria secundaria 32.

La Fig. 5 muestra una comparación de las señales de referencia $d(n)$ la cual corresponde a la señal producida por un avión, la señal de cancelación y la señal de ruido residual durante los primeros instantes del proceso de adaptación.

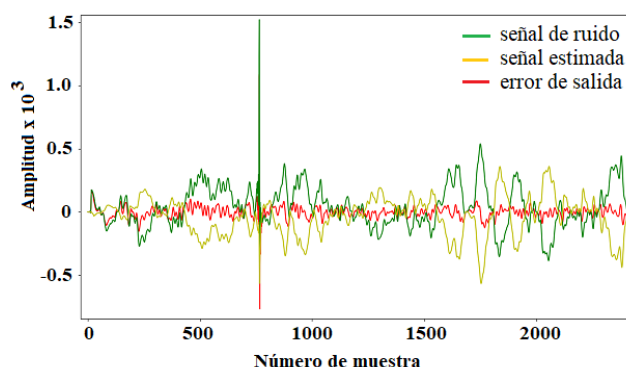


Figura 5. Señal de ruido de avión usada como referencia $d(n)$, señal de cancelación $\hat{y}(n)$ y ruido residual $e(n)$ al inicio de la operación de cancelación.

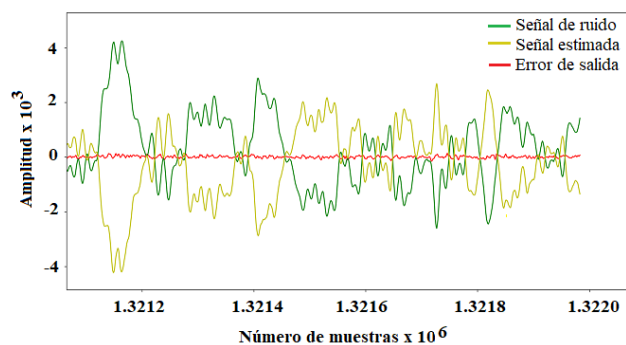


Figura 6. Señal de ruido de avión usada como referencia $d(n)$, señal de cancelación $\hat{y}(n)$ y ruido residual $e(n)$ al inicio de la operación de cancelación.

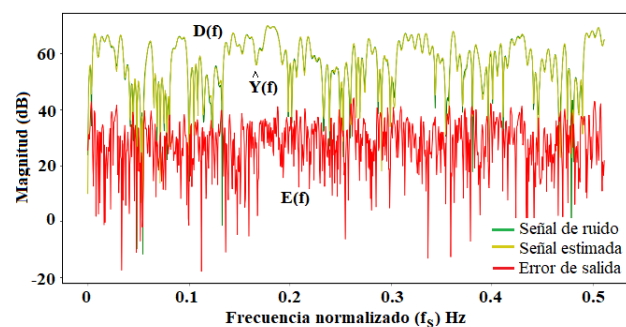


Figura 7. Espectro de la señal de ruido de avión usada como referencia $D(f)$, espectro de la señal de cancelación $\hat{Y}(f)$ y el espectro de la señal de ruido residual $E(f)$.

La Fig. 6 muestra la comparación de las mismas señales una vez que el sistema ha alcanzado la convergencia. Estas figuras muestran que una vez que el sistema converge, la señal de ruido ha sido significativamente reducido pese a tratarse de una señal de banda ancha no estacionaria.

La Fig. 7 muestra los espectros de las señales de referencia y error, obtenidas después de la convergencia del sistema. De esta figura se observa que el sistema propuesto proporciona una reducción de la potencia del ruido producido por un avión al momento de su despegue de cerca de 30 dB.

La Fig. 8 muestra la curva de aprendizaje del sistema propuesto. De la figura se observa que el sistema propuesto proporciona un nivel de cancelación de cerca de 25dB, pese a las características de la señal de referencia proporcionando además una velocidad de convergencia razonablemente alta; ya que se alcanza una atenuación de aproximadamente 15 dB después de aproximadamente 2000 iteraciones, esto es 45ms, cuando la frecuencia de muestro de la señal de entrada es igual a 44.1 kHz.

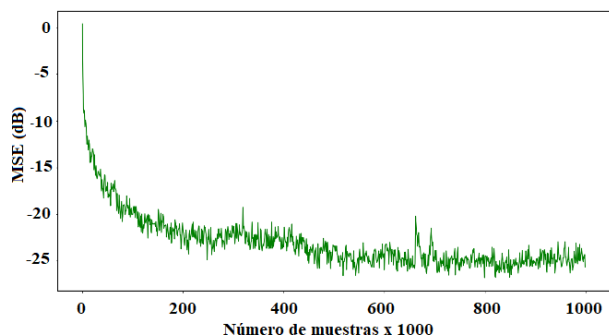


Figura 8. Error cuadrático medio MSE, obtenido cuando la señal de referencia es una señal de ruido de avión.

La Fig. 9 muestra una comparación de las señales de referencia $d(n)$ la cual corresponde a la señal producida por el motor de un camión, la señal de cancelación y la señal de ruido residual durante los primeros instantes del proceso de adaptación.

La Fig. 10 muestra la comparación de esas mismas señales una vez que el sistema ha alcanzado cierto grado de convergencia. Los resultados obtenidos muestran que cuando el sistema converge, la señal de ruido es reducida significativamente pese a tratarse de una señal no estacionaria de banda ancha.

La Fig. 11, muestra los espectros de las señales de referencia, de cancelación y de error residual, obtenidas después de la convergencia del sistema. De esta figura se observa que el sistema propuesto proporciona una reducción promedio de la potencia del ruido producido por el motor de un camión cerca de 30 dB, pese a que el espectro presenta brechas importantes.

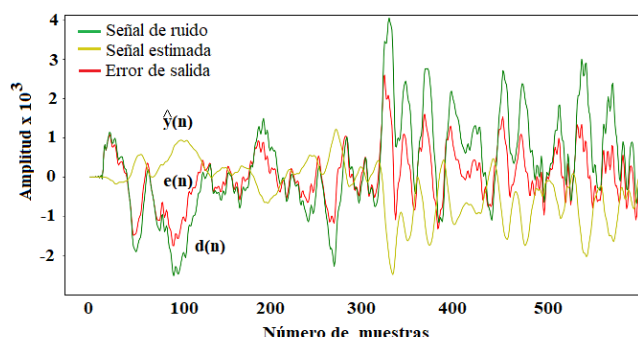


Figura 9. Señal de ruido de camión usada como referencia $d(n)$, señal de cancelación $\hat{y}(n)$ y ruido residual $e(n)$ al inicio de la operación de cancelación.

La Fig. 12 muestra el MSE obtenido por el sistema propuesto donde se observa que el nivel de cancelación obtenido es de cerca de 20 dB, pese a las características de la señal de referencia proporcionando además una velocidad de

convergencia razonablemente alta; ya que se alcanza una atenuación de aproximadamente 15 dB después de aproximadamente 2000 iteraciones, esto es 45ms, tomado es cuenta que la frecuencia de muestro de la señal de entrada es igual a 44.1 kHz.

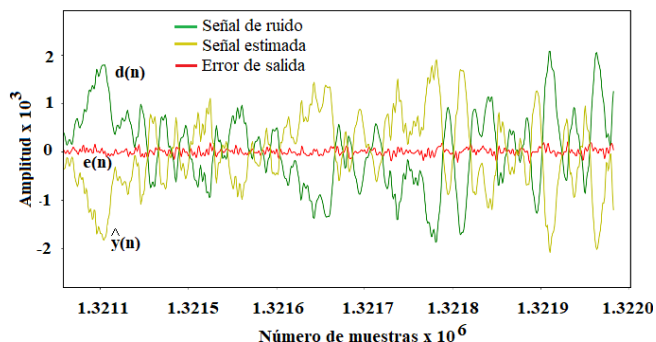


Figura 10. Señal de ruido de camión usada como referencia $d(n)$, señal de cancelación $\hat{y}(n)$ y ruido residual $e(n)$ al inicio de la operación de cancelación.

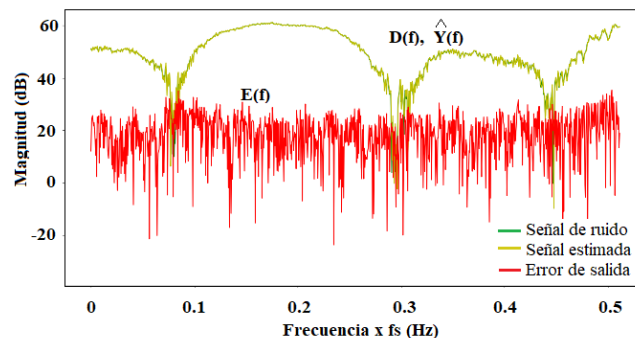


Figura 11. Espectro de la señal de ruido de camión usada como referencia $D(f)$, espectro de la señal de cancelación $\hat{Y}(f)$ y el espectro de la señal de ruido residual $E(f)$.

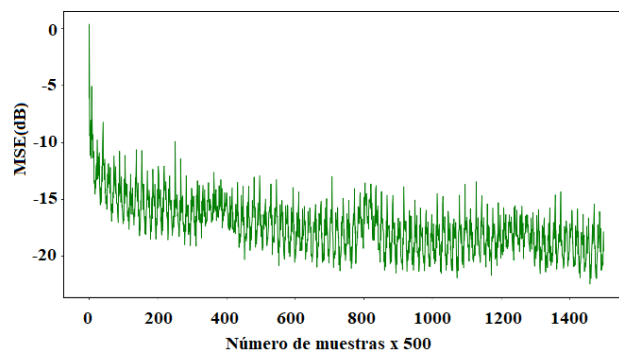


Figura 12. Error cuadrático medio MSE, obtenido cuando la señal de referencia es una señal de ruido de camión

La Fig. 13 muestra una comparación de las señales de referencia $d(n)$ la cual corresponde a la señal producida por una campana, la señal de cancelación y la señal de ruido residual durante los primeros instantes del proceso de adaptación.

La Fig. 14 muestra la comparación de esas mismas señales una vez que el sistema ha convergido. Los resultados obtenidos muestran que cuando el sistema converge, la señal de ruido es significativamente reducida pese a que se trata de una señal no estacionaria de banda ancha.

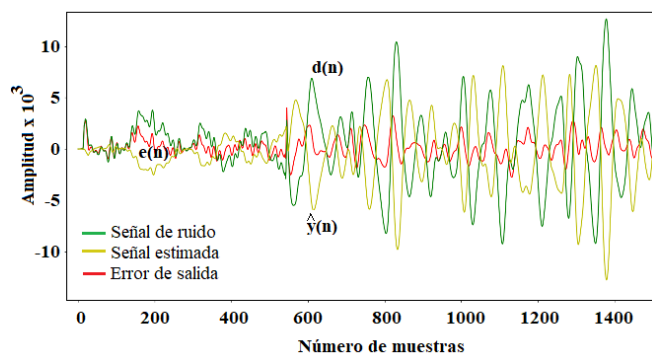


Figura 13. Señal de ruido de campanas usada como referencia $d(n)$, señal de cancelación $\hat{y}(n)$ y ruido residual $e(n)$ al inicio de la operación de cancelación.

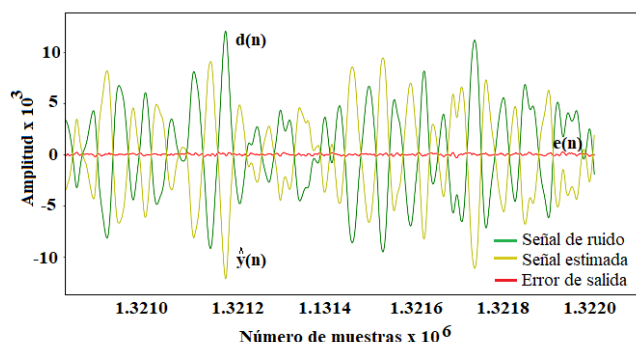


Figura 14. Señal de ruido de campanas usada como referencia $d(n)$, señal de cancelación $\hat{y}(n)$ y ruido residual $e(n)$ al inicio de la operación de cancelación.

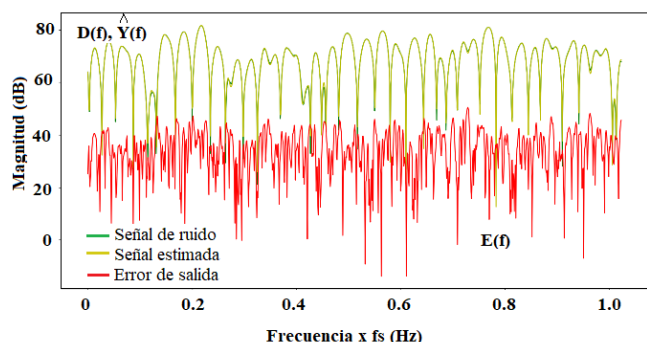


Figura 15. Espectro de la señal de ruido de campanas usada como referencia $D(f)$, espectro de la señal de cancelación $\hat{Y}(f)$ y el espectro de la señal de ruido residual $E(f)$.

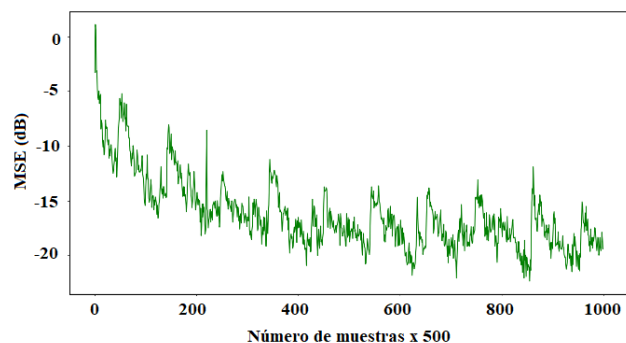


Figura 16. Error cuadrático medio MSE, obtenido cuando la señal de referencia es una señal de ruido de avión.

La Fig. 15 muestra los espectros de las señales de referencia, la señal de cancelación y la señal de error residual, obtenidas después de la convergencia del sistema. De esta

figura se observa que el sistema propuesto proporciona una reducción significativa de la potencia del ruido producida por una campana, pese a que el espectro presenta un número significativo de brechas importantes.

La Fig. 16 muestra el MSE obtenido por el sistema propuesto donde se observa que el nivel de cancelación obtenido es de cerca de 20 dB, pese a las características de la señal de referencia proporcionando además una velocidad de convergencia razonablemente alta; ya que se alcanza una atenuación de aproximadamente 15 dB después de aproximadamente 20,000 iteraciones, esto es 1.13s, tomado en cuenta que la frecuencia de muestro de la señal de entrada es igual a 44.1 kHz.

5. Conclusiones

Este artículo presenta el desarrollo de un sistema para la cancelación de activa de ruido en un ducto usando filtros adaptables con una configuración de identificación de sistemas, adaptados usando el algoritmo filtrado de mínimos cuadrados normalizado FxNLMS. El sistema desarrollado inicialmente estima la trayectoria secundaria fuera de línea, la cual se usa posteriormente en el esquema de cancelación activa. El sistema desarrollado fue implementado usando una tarjeta Tinker Edge R que cuenta con un procesador rockchip, con sistema operativo Linux y usando para la llevar a cabo la cancelación activa de ruido en un ducto de PVC con un diámetro de 11 cm y un grosor de 2 mm, la longitud de la fuente de ruido al micrófono de error es de 1.6 metros, la distancia de la fuente de ruido al micrófono de referencia es de 23 cm y la distancia de la bocina canceladora al punto de encuentro con la fuente de ruido es de 55 cm. Los resultados experimentales muestran que el sistema propuesto proporciona niveles de cancelación adecuados, aun con señales no estacionarias como son el ruido producido por diversos vehículos.

Referencias

Aoki T. & Morishita T., (2001). Active noise control system in a duct with partial feedback canceller, IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Science, 84 (2), 400-405.

Beranek L. & Ver I, L., (1992). Noise and Vibration Control Engineering: Principles and Applications, Wiley, New York.

Bustamente R & Perez Meana H., (2001). Development, Simulation and Comparison of Orthogonalized LMS Algorithms for Active Noise Control, Journal of Electromagnetics Waves and Electronic Systems, 44-49.

Campos L., Lau F., (2009). An active noise reduction in a cylindrical duct with flow, International Journal of Acoustic and Vibration, 14, 150-162.

Da Silva L., Da Silva J., Colores J., de Luna A, Haddad D., (2020). Bias compensated FxLMS algorithm, Electronics Letters, 56, 1340-1343.

Harris C. M., (1991). Handbook of Acoustical Measurements and Noise Control, McGraw Hill, New York.

Hoseini SA., Hoseini SI., (2021) A novel influence function M-estimator based for active control, Archives of Acoustic 48, 499-506.

Kang J., Kim H., Oh D., (2021), Active noise control in fire vehicles, Transaction of the Korean Society of Mechanical Engineering, 45, 1001-1008.

Kuan-Chen C. hen-Yuan C. Kuo S., (2017). Active noise control in a duct to cancel broad band noise, Int. Conference on Science and Engineering, 237, 22-26, Indonesia.

Kuo S. M. & Morgan D. (1996): Active noise control systems, Wiley, New York.

Kuo S. M. and Morgan D.1999): Active noise control: A tutorial review, Proceedings of the IEEE, 87, 943-975.

Linus Y., Yong K., Heon P., (2017), The performance of active noise cancelling headphones in different noise environments, Applied Acoustic, 122, 16-22.

- López P., Beltran J., (2021). Low delay short word length sigma-delta active noise control., 68, 3746-3757.
- Muneyasu M., Wakasugi Y., Hisayasu O., Fujii K. and Hinamoto T. (2001): Hybrid active noise control system based on simultaneous equation method, IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Science, 84(2) 479-481.
- Nelson P.A. & S. J. Elliot S. J. (1992): Active control of sound, Academic Press, San Francisco Ca.
- Omoto A.(2002): Active noise control: adaptive signal processing and algorithms", IEICE Trans. Fundamentals, 85, 548 – 557..
- Tobias O. & Bermudez J.(2000): Mean Weight Behavior of the Filtered-X LMS Algorithm, IEEE Transactions on Signal Processing, 48, 1061 – 1075.
- Usagawa T. & Shimada Y. (2001): An active noise control headset for crew members of ambulance, IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Science, 84, 475-478.
- Widrow B. & Stearns S. (1981): Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, Englewood Cliffs N.J.
- Yuksei O., Yilmaz C., (2014). Active noise control in a duct with flow, Journal of Dynamic Systems, Measurements, Control, 24, 1-7.
- Zhang M, Lan H & Ser W (2003): A Robust on line secondary path modeling method with auxiliary noise power scheduling strategy and norm Constrain manipulation, IEEE Trans on Speech and Audio Processing, 11 45-53.