



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA – PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y
MEDICIÓN DE ONDAS ACÚSTICAS, BASADO EN UN SENSOR EN FIBRA
ÓPTICA EMPLEANDO INTERFERENCIA MULTIMODAL

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA

PRESENTA:
RODOLFO JAVIER PETREARCE HERNÁNDEZ

TUTOR PRINCIPAL
DR. CALEB ANTONIO RASCÓN ESTEBANÉ, IIMAS-UNAM
COMITÉ TUTOR
DR. PABLO ROBERTO PÉREZ ALCÁZAR, PROGRAMA DE MAESTRÍA Y
DOCTORADO EN INGENIERÍA -UNAM
DR. GABRIEL EDUARDO SANDOVAL ROMERO, ICAT-UNAM

CIUDAD UNIVERSITARIA, CDMX. FEBRERO 2023



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Gabriel Eduardo Sandoval Romero

Secretario: Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar

1 er. Vocal: Dr. Caleb Antonio Rascón Estebané

2 do. Vocal: Dr. Pedro Jesús Acevedo Contla

3 er. Vocal: Dr. Miguel Moctezuma Flores

Lugar donde se realizó la tesis: Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y en Sistemas, UNAM.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Caleb Antonio Rascón Estebané



FIRMA

Diseño e implementación de un sistema de adquisición y medición de ondas acústicas, basado en un sensor en fibra óptica empleando interferencia multimodal

Rodolfo Javier Petrearce Hernández
Tutor: Dr. Caleb Antonio Rascón Estebané

A ti que no llegaste.

Todo lo escrito en esta página es mentira.

Agradecimientos

Quiero agradecer a:

Mi esposa por apoyarme en cada decisión y proyecto que he realizado. Por ser la persona que me muestra, cada día, que esta vida merece ser repetida y por hacerme sentir el deseo de estar donde sea que su mirada se pose. Tú eres el verano indio de mi mundo. *Et si tu n'existais pas.*

Mis hijas por ser el motor que me impulsa. Ustedes me enseñaron que no tengo fuerzas para rendirme. Mi vida y la vida son mejores desde que ustedes llegaron.

Mi madre por ser un ejemplo de tenacidad y valentía. Cualquier problema que se me ha presentado palidece ante las adversidades que tú has vencido. Por creer en mí, en la fuerza que hay en mí; a tal grado que pienso que en mí hay una fuerza porque tú me convenciste de que creías en ella.

Mi padre por el cariño sin distinciones que me ha brindado y por enseñarme que el trabajo dignifica.

Mis hermanos, mis sobrinas y sobrinos, por brindarme su comprensión y cariño, así como su apoyo en las vicisitudes del camino compartido.

Mi tutor el Dr. Caleb Rascón por su apoyo, su amistad y su infinita bondad. Por supuesto también le agradezco por entender que hoy a menudo era esta noche y que esta noche significaba muchas veces las cinco de la mañana y que la mayoría de las veces eso termino en varias semanas después.

Mis sinodales el Dr. Pedro Acevedo, el Dr. Miguel Moctezuma, el Dr. Pablo Pérez y el Dr. Eduardo Sandoval, por sus valiosas aportaciones, sus dudas honestas y por su compromiso en hacer de este un mejor trabajo.

La UNAM por permitirme formarme académicamente y, más importante aún, como ciudadano.

Por último a CONACYT-México por el financiamiento de mi beca a lo largo del proyecto doctoral, así como al proyecto DGAPA-PAPIIT IA100222 y DGAPA-PAPIIT IT101019.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Objetivos	2
1.1.1. Objetivo general	2
1.1.2. Objetivos específicos	2
1.2. Contribución y relevancia	2
1.3. Hipótesis	3
1.4. Estructura de la Tesis	3
2. Marco teórico	5
2.1. Sensor acústico basado en interferencia multimodal	5
2.1.1. Laser speckle	6
2.1.2. <i>Laser speckle</i> aplicado al sensor propuesto	7
2.2. Beamforming	9
2.2.1. <i>Delay and Sum</i>	10
2.2.2. <i>Minimum Variance Distortionless Response</i>	11
2.2.3. <i>Linearly Constrained Minimum Variance</i>	12
2.3. Detección sensible a fase	13
3. Simulaciones	17
3.1. Comparación del sistema utilizando y sin utilizar beamformer.	17
3.2. Simulaciones en aire	19
3.2.1. Barrido de frecuencia en aire	21
3.3. Simulaciones en agua	27
3.4. Simulaciones de señales multitonales en aire	33
3.5. Discusión de resultados de las simulaciones	39
4. Mediciones experimentales, evaluación y análisis de resultados	41
4.1. Implementación física del sistema propuesto.	41
4.1.1. Construcción del sensor.	41
4.1.2. Conformación del sistema	42
4.1.3. Barrido de frecuencia en aire	44
4.1.4. Barrido de frecuencia en agua	45
4.1.5. Sensibilidad del sistema	46
4.2. Discusión de resultados de la implementación física	48

Capítulo 1

Introducción

Las emisiones acústicas son ondas elásticas generadas por una liberación repentina de energía dentro de un medio elástico. Una onda elástica describe una tensión o una onda de deformación que se propaga a través del medio. La medición de diferentes parámetros acústicos nos permite obtener información que puede ser empleada en múltiples aplicaciones. Entre las más comunes se encuentran la caracterización de materiales, ensayos no destructivos y mediciones de temperatura, presión y desplazamiento [1,2]. Los sensores acústicos son transductores que reciben las oscilaciones sonoras transmitidas en un medio y las transforman en una señal eléctrica. Pueden ser de diferente naturaleza como lo son cerámicos, ópticos y/o poliméricos, su aplicación dependerá del caso en específico [3].

Los sensores ópticos usados para hacer mediciones acústicas pueden basarse en diferentes técnicas ópticas, una de ellas es la interferometría. El fenómeno de interferencia se utiliza para realizar mediciones bastante exactas de las dimensiones, los índices de refracción, las heterogeneidades ópticas, la calidad de las superficies, etc. La realización de estas mediciones se denomina interferometría y los instrumentos utilizados, interferómetros [4]. Lo anterior permite realizar mediciones con un alto grado de precisión y se ha utilizado como una técnica de laboratorio desde hace bastante tiempo [2,5]. Existen diferentes implementaciones interferométricas que pueden ser construidas utilizando óptica de volumen o guías de onda, como la fibra óptica.

Los sensores en fibra óptica tienen como ventajas una alta sensibilidad, inmunidad al ruido electromagnético, tamaño compacto, poco peso, son de respuesta rápida, tienen capacidades de detección remota, pueden trabajar en temperaturas elevadas, son robustos y capaces de operar en ambientes hostiles. Como desventajas se encuentran que pueden ser difíciles de implementar, un alto costo para algunas configuraciones, son vulnerables a la humedad y al polvo en sus conexiones y tienen un rango de medición reducido. El rango de medición reducido de los sensores en fibra óptica abre la posibilidad de desarrollar sistemas que incrementen dicho rango a través del uso de distintas implementaciones como, por ejemplo, los basados en interferencia multimodal (MMI), y de técnicas de procesamiento de señales, como el filtrado espacial y frecuencial.

Las diferentes aplicaciones de la fibra óptica se sustentan en sus características de trabajo, como son las ópticas, las mecánicas y/o las químicas. De estas características destacan su transparencia, velocidad de propagación, sensibilidad a cambios externos, flexibilidad,

fragilidad y susceptibilidad a las radiaciones nucleares [2,6-8].

Para esta investigación la propiedad de las fibras ópticas que más nos interesa es la sensibilidad a los cambios externos, que es la variación de un agente que modifica uno o varios parámetros del haz de luz transmitido y/o de la fibra, en este caso, la presión es el agente externo que inducirá los cambios físicos necesarios para que el sistema cumpla con su función. Una vez desarrollados los sensores, se propone el uso de un arreglo a fin de usar técnicas de filtrado espacial que permitan una mejor discriminación de las fuentes o regiones ajenas a la fuente y/o región de estudio.

1.1. Objetivos

1.1.1. Objetivo general

El objetivo de esta investigación es construir un sistema que pueda ser utilizado en diferentes medios, sin necesidad de realizar ajustes físicos por un cambio de medio y que permita seleccionar las frecuencias de operación para suprimir componentes no deseadas en la medición, utilizando dispositivos MMI en una configuración simple, de bajo costo, sin contacto físico con la fuente generadora y sin necesidad de equipos sofisticados.

1.1.2. Objetivos específicos

Los objetivos específicos para este proyecto son:

- Implementar un sistema que no requiera de contacto físico con la fuente en estudio.
- Implementar un arreglo de sensores de fibra óptica para realizar un filtrado espacial.
- Implementar la técnica de detección sensible a fase para obtener las frecuencias de interés pertenecientes a la señal de estudio.
- Reconstruir la señal de interés a partir de los componentes frecuenciales obtenidos en el punto anterior.

1.2. Contribución y relevancia

Se desarrolló un sistema basado en interferencia multimodal para la medición de diferentes parámetros de vibraciones acústicas, que no requiere contacto físico con la fuente generadora, lo que evita daños a los sensores por una deformación excesiva. Gracias a los algoritmos implementados se cuenta con la capacidad de medir señales muy pequeñas en entornos con una relación señal/ruido desfavorable. Estas características hacen que el sistema sea de fácil transportación y que pueda ser utilizado en diferentes medios de propagación. En consecuencia, el principal valor de esta investigación es, en nuestra opinión, su diseño experimental y la validación de los resultados, así como la implementación de los algoritmos propuestos que nos permiten tener un sistema robusto, versátil, de bajo costo, sin el uso de

instrumentos sofisticados ni de fibras ópticas especiales, con un bajo coste computacional y que no utiliza técnicas de fabricación complejas.

1.3. Hipótesis

Se puede crear un sistema para adquirir y medir ondas acústicas utilizando un arreglo de sensores de fibra óptica multimodo, apoyándose en técnicas de filtrado espacial y frecuencial como son el beamforming y la detección sensible a fase, respectivamente.

A partir del enunciado anterior se propone crear un sistema que no requiera contacto físico con la fuente de interés, usando fibra óptica comercial sin características especiales, sin empalmes de fusión o estructuras complejas en las conexiones y que puede ser usado en diferentes medios. Con el uso de la técnica de beamforming es posible enfocar el sistema en una dirección de interés específica, brindando una mayor robustez y capacidad de detección de señales de baja intensidad. Por otro lado, la técnica de detección sensible a fase permite seleccionar únicamente aquellas frecuencias que son de interés para el usuario reforzando la funcionalidad del sistema.

1.4. Estructura de la Tesis

En el capítulo 1 se presentan los objetivos de esta tesis así como la hipótesis que se propuso y la relevancia que, a criterio del autor, tiene este trabajo de investigación. En el capítulo 2 se detallan los conceptos teóricos del fenómeno de moteado láser también conocido como laser speckle, la técnica de formación de haces o beamforming y el método de detección sensible a fase o phase sensitive detection (PSD), los cuales sustentan este trabajo. En el capítulo 3 se presentan las simulaciones realizadas con la implementación de las técnicas de beamforming y detección sensible a fase aplicadas a las condiciones de los experimentos realizados en el laboratorio para señales monotonaes y el análisis de los resultados obtenidos, también se presentan los resultados de simulaciones del sistema interactuando con señales multitonaes. En el capítulo 4 se muestran las características del sensor desarrollado así como las del arreglo implementado, también se presentan las mediciones realizadas en el laboratorio con dicho arreglo y se discuten los resultados obtenidos. Finalmente, en el capítulo 5 se exponen las conclusiones de esta investigación y el trabajo a futuro.

Capítulo 2

Marco teórico

2.1. Sensor acústico basado en interferencia multimodal

En investigaciones anteriores [9,10] se han implementado sistemas que utilizan dispositivos basados en interferencia multimodal para medir vibraciones. En ambos sistemas se requiere que el sensor este en contacto directo con la fuente en estudio, lo que implica que la amplitud de vibración aplicada a la fibra tiene que ser sustancial para lograr una sensibilidad razonable, y que existan límites en la amplitud aplicada a la fibra para evitar la rotura de la misma por una tensión excesiva. El sistema que proponemos no requiere de esta condición, lo que le brinda una mayor versatilidad y permite evitar posibles daños en el sensor. Además en los estudios mencionados es necesario utilizar un amplificador *lock-in* en [9] y un analizador de espectros óptico en [10], que limitan la portabilidad del sistema. En el sistema propuesto se implementan, mediante software, algoritmos que hacen la función del amplificador *lock-in* y del analizador de espectros, por lo que, a través de una tarjeta de adquisición de datos y una computadora portátil es posible analizar los datos recabados *in situ*.

Un sensor de presión clásico en fibra óptica, es aquél en que la intensidad de la luz sobre la fibra es modulada directamente por la deformación de la membrana de un sensor convencional [5]. En el caso de los sensores que utilizan interferometría, la mayoría de los arreglos emplean dos brazos de fibra óptica. En este esquema de detección se usa una fibra para conformar un brazo que sera usado como sensor y otra fibra que cumple la función de un brazo de referencia. Cuando el brazo de sensado se coloca en un campo acústico adecuado, las variaciones de la longitud del camino óptico, inducidas por la presión acústica al recombinarse con el haz proveniente del brazo de referencia, dan como resultado una modulación de la señal recuperada, algunos ejemplos de interferómetros que utilizan este principio son el de Michelson y el de Mach-Zehnder. Aunque este método de detección de ondas mecánicas es muy sensible, en algunas aplicaciones la necesidad de un brazo de referencia es una desventaja [2]. Además de las implementaciones ya mencionadas la llamada de Fabry-Perot es ampliamente utilizada para una gran cantidad de aplicaciones, ésta consiste de dos placas encontradas cuyas caras interiores son altamente reflectoras y paralelas y cuya distancia entre ambas puede variar. Esta configuración hace uso de las múltiples reflexiones entre las

dos placas. Parte de la luz se transmite cada vez que llega a la segunda superficie, resultando en varios rayos desfasados que pueden interferir unos con otros. Este interferómetro cuenta con una resolución extremadamente alta relacionada con el número de rayos generados en las reflexiones [11].

Con el avance de las técnicas de fabricación de fibra óptica, se han creado e informado acerca de varias estructuras y métodos, como las redes de Bragg en fibra, redes de período largo, dispersión Raman y dispersión de Brillouin. La utilidad de estos sensores requiere la consideración de equipos sofisticados, de alto costo y complejidad en su fabricación [12]. Debido a estas razones se han propuesto diversas estructuras basadas en MMI. La configuración básica para obtener un dispositivo MMI es la denominada estructura de fibra monomodo-multimodo-monomodo (SMS), que se compone de un segmento corto de fibra multimodo intercalado entre dos fibras monomodo utilizadas para ingresar y recuperar información. Estos dispositivos tienen características espectrales únicas y una alta sensibilidad, además de ser fáciles de implementar y relativamente económicos de fabricar [13]. A partir de este principio, se han desarrollado una variedad de sensores para medir diferentes parámetros, por ejemplo, temperatura, tensión, humedad, carga, curvatura, parámetros biomédicos, vibración, etc.

Dependiendo de la aplicación, los dispositivos SMS pueden requerir, por ejemplo, fibras ópticas especiales, estructuras compuestas, analizadores de espectro óptico, cámaras fotográficas adecuadas a la longitud de onda de trabajo, etc. En algunos casos utilizan técnicas holográficas y/o de procesamiento de imágenes, entre otras. En este sentido, se buscó construir un sistema que pueda ser utilizado en diferentes medios, sin necesidad de realizar ajustes físicos por algún cambio de medio y que permita seleccionar el rango de frecuencia de operación para suprimir componentes no deseados en la medición, utilizando dispositivos SMS basados en el fenómeno de MMI en una configuración simple y sin el uso de fibras ópticas especiales, que tenga bajo costo, sin contacto físico con la fuente generadora y sin la necesidad de equipos sofisticados.

A continuación se presentan los conceptos teóricos básicos que sustentan esta investigación.

2.1.1. Laser speckle

Con la invención del láser varios problemas ópticos pudieron ser resueltos, ya que el haz resultante es colimado, monocromático, coherente, angosto y de alta intensidad, por lo que rápidamente encontró múltiples usos y dio lugar a nuevas investigaciones. Sin embargo, al utilizar una fuente láser para iluminar imágenes y objetos con fines fotográficos, se descubrió que el rayo formaba sobre la superficie del objeto una estructura granulada llamada laser speckle. Esta estructura limita severamente la resolución efectiva por lo que, para esta aplicación, resultó ser inferior en comparación con las fuentes de luz no coherentes [14]. En la figura 2.1 se muestra el fenómeno de laser speckle.

Conforme se fue profundizando en el estudio de este fenómeno, se encontró que puede ser empleado en diferentes técnicas de medición conocidas como speckle methods. En estos métodos se busca que con un campo de *speckles* o una combinación de campos, crear franjas

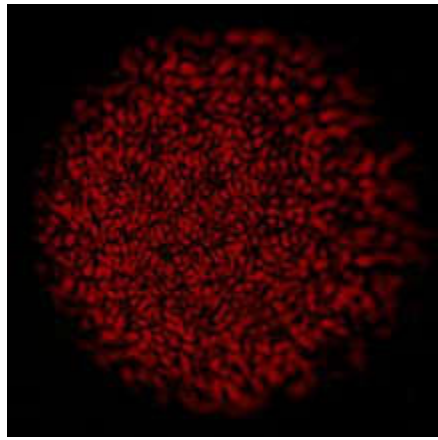


Figura 2.1: Laser speckle o moteado láser.

de interferencia con las que se pueden medir desplazamientos y/o deformaciones [14–16].

El patrón de moteado también se presenta al transmitir luz láser a través de objetos que le provoquen dispersión, por ejemplo, el vidrio, como es el caso de una fibra óptica. El moteado láser es intrínsecamente interferométrico lo que le proporciona una magnífica sensibilidad aplicable en casos donde las mediciones son del orden de magnitud de la longitud de onda del láser usado [15].

2.1.2. *Laser speckle* aplicado al sensor propuesto

El sensor propuesto emplea el fenómeno de laser speckle para medir deformaciones producidas en la estructura de una fibra óptica producto de una onda incidente. Las técnicas aplicables en este caso se empezaron a usar alrededor de 1970 [16]. La teoría de interferencia multimodal o también llamada de autoimágenes [12,17] se basa en la propiedad de las guías de onda multimodo por la cual un perfil de campo de entrada, se reproduce en una o múltiples imágenes en intervalos periódicos de tiempo a lo largo de la dirección de propagación de la guía [10,18].

La reproducción de este perfil se debe a que existe tanto interferencia constructiva como destructiva de los modos propagados a lo largo de fibra. Para recuperar y transmitir de manera eficiente la información, se colocan al principio y al final de estos dispositivos una o varias fibras monomodo, dando lugar a una configuración SMS básica [12,18]. La cantidad de fibras monomodo acopladas a la sección de fibra multimodo dependerá de la aplicación en específico. En la figura 2.2 se muestra un dispositivo SMS.

El campo de luz coherente al final de una guía multimodo se compone de una gran cantidad de motas luminosas y oscuras con forma irregular. El número de motas está relacionado con el número de modos propagados. La configuración de este patrón depende de las condiciones iniciales de excitación, la geometría de la guía, las dimensiones físicas y la variación espacial del índice de refracción. Un cambio en la geometría provoca un cambio en la configuración del patrón de moteado [19]. Si una onda que incide sobre la superficie de la fibra le genera una deformación es posible reproducir la forma de la onda incidente, ya que

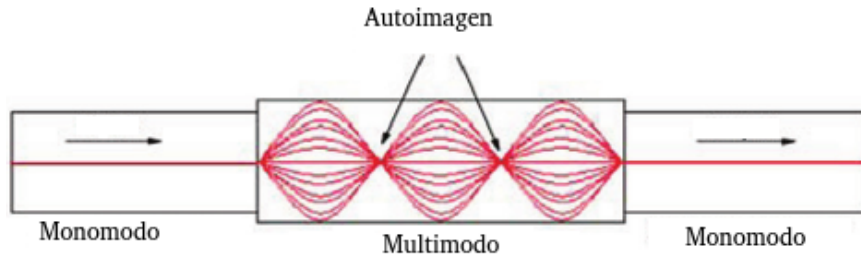


Figura 2.2: Dispositivo SMS.

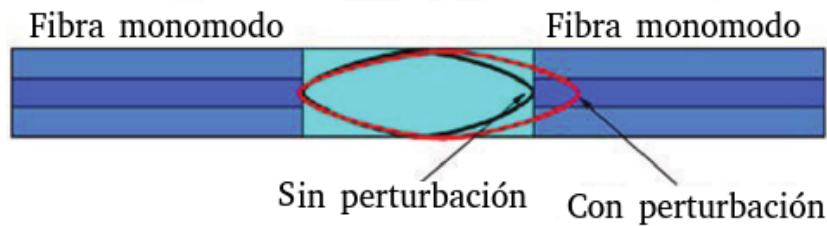


Figura 2.3: Efecto de una perturbación en la distribución del patrón de moteado.

ésta genera en el patrón de moteado una variación determinada, en la figura [2.3](#) se muestra dicho efecto

Para obtener una sola imagen, la diferencia de fase de todos los modos de propagación tiene que ser un número múltiplo de 2π , de manera que todos los modos interfieran en fase y así el campo de entrada se pueda reproducir. Los dispositivos basados en este principio se caracterizan por tener un gran ancho de banda óptico, insensibilidad a la polarización, dimensiones aceptables y ser de fácil fabricación [\[10,12,18-20\]](#).

En la literatura se han encontrado diferentes aplicaciones de la interferencia multimodal para la medición de deformaciones, de las cuales destacan:

- Las que utilizan elementos externos (cristales piezoeléctricos, cristales fotorrefractivos, etc).
- Las basadas en holografía.
- Las que buscan patrones de repetición.

La mayor ventaja de utilizar el patrón de moteado láser, con respecto a otras técnicas ópticas coherentes, en la medición de deformaciones producidas en un cuerpo de interés, es la sencillez de la implementación óptica. Este método se puede utilizar para medir los desplazamientos tangenciales de la superficie del objeto estudiado y/o para la investigación de procesos de vibración que interactúan con el mismo [\[15\]](#).

Cuando pasa la luz a través de una fibra multimodo se pueden observar cambios en el patrón de moteado debidos a la interferencia entre modos que se propagan por diferentes

caminos dentro de la fibra. Si se altera la curvatura de la fibra o la velocidad de variación de la misma, cambian los caminos recorridos por los modos y se producen cambios en la posición relativa de las motas luminosas y oscuras observadas a la salida de la fibra. Estos cambios son proporcionales a la velocidad de variación de la curvatura [21, 22]. En el caso de fibras, que por sus condiciones físicas la curvatura sea considerada despreciable, se toma en cuenta la variación en su forma geométrica como la causante del cambio de camino óptico. A partir de este principio se puede construir un sensor que brinde una salida que es afectada por los cambios sufridos en la fibra al ser irradiada por una onda mecánica. Es necesario considerar que los desplazamientos que se pueden medir son del orden de micras o bien en los casos más extremos de nanómetros, debido a que las fuentes láser, disponibles en la actualidad, nos limitan a estos valores.

2.2. Beamforming

Un conjunto de sensores puede ser una buena opción cuando el entorno no es favorable. El procesamiento de múltiples sensores aumenta la relación señal-ruido (SNR, por sus siglas en inglés) respecto a una medición con un solo sensor; estos arreglos utilizan diversas técnicas matemáticas para poder extraer las señales requeridas, uno de estos métodos es el llamado beamforming. Beamforming o conformación de haces, es una técnica de filtrado espacial usada para distinguir entre las propiedades espaciales de una señal objetivo y el ruido de fondo [23]. El dispositivo usado para hacerlo es llamado conformador de haces o beamformer (BF). Se ha utilizado en diferentes aplicaciones, como son, detectar la presencia de una señal, estimar la dirección de arribo y en la separación de señales, por nombrar solo algunas. En esta investigación, solo se utiliza el beamforming como separador de señales.

De manera general, un beamformer se formula como un filtro espacial que opera en las salidas de un arreglo de sensores para formar un patrón de haz deseado. Tal operación de filtrado espacial se puede dividir en dos subprocesos: sincronización y ponderación-suma. El proceso de sincronización consiste en retrasar (o adelantar) la salida de cada sensor en una cantidad de tiempo adecuada para que los componentes de la señal provenientes de una dirección deseada se sincronicen. La información requerida en este paso es la diferencia de tiempo de llegada. El paso de ponderar y sumar consiste en ponderar las señales alineadas y luego sumar los resultados para formar una salida [23-25]. En la figura 2.4 se muestra un arreglo lineal de sensores el cual es usado para implementar un beamformer. En nuestro caso asumimos que se conocen las direcciones de arribo de las señales de interés y, por lo tanto, conocemos el desfase que necesitamos llevar a cabo para alinear las señales. De lo anterior tenemos que se cumple lo siguiente:

$$A = \begin{bmatrix} e^{-i2\pi fT_{1:1}} & e^{-i2\pi fT_{1:2}} & \dots & e^{-i2\pi fT_{1:M}} \\ e^{-i2\pi fT_{2:1}} & e^{-i2\pi fT_{2:2}} & \dots & e^{-i2\pi fT_{2:M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-i2\pi fT_{D:1}} & e^{-i2\pi fT_{D:2}} & \dots & e^{-i2\pi fT_{D:M}} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

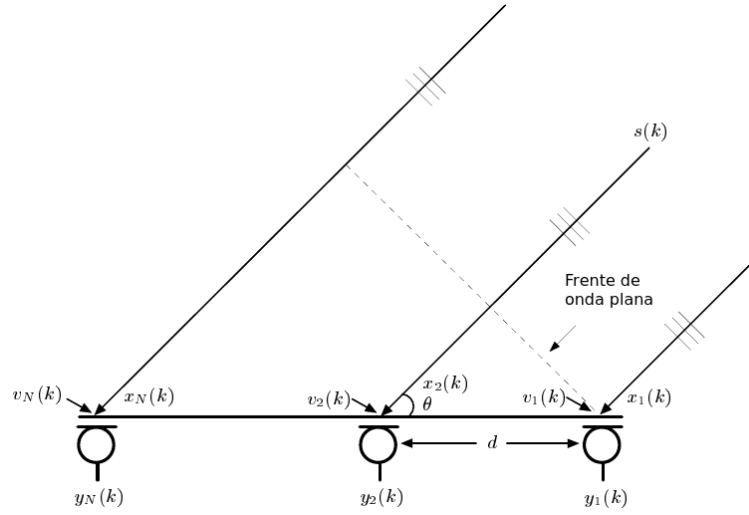


Figura 2.4: Arreglo lineal de sensores.

$$S = \begin{bmatrix} S_1(1) & S_1(2) & \dots & S_1(N) \\ S_2(1) & S_2(2) & \dots & S_2(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_M(1) & S_M(2) & \dots & S_M(N) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$X = SA. \quad (2.3)$$

Donde:

S_M : es una señal de origen.

N : tamaño de la señal (o de la ventana de la señal).

$T_{D:M}$: es el retraso recibido de la señal S_M en el sensor d .

A : es la matriz que contiene los vectores de dirección (*direction vectors*).

X : son las señales capturadas (en los sensores), cada renglón representa un sensor [23–26].

El objetivo a seguir es estimar las señales en S por medio de aplicar una matriz adicional W a X , tal que:

$$\hat{S} = WX. \quad (2.4)$$

Existen diferentes tipos de beamforming, para esta investigación se han utilizado tres: “Delay and Sum” o retraso y suma (DAS), “Minimum Variance Distortionless Response” o Respuesta sin distorsión de varianza mínima (MVDR) y “Linearly Constrained Minimum Variance” o Varianza mínima restringida linealmente (LCMV) los cuales se describen a continuación.

2.2.1. Delay and Sum

Este tipo de beamforming puede implementarse tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Se calcula el desfase apropiado a la dirección de arriba para cada sensor,

luego se desfasa cada señal, para posteriormente sumarla punto a punto y dividir el resultado entre el número de sensores. Este resultado es la salida del beamforming [23, 26].

El beamforming intenta “recrear” la señal en la dirección de interés, pero la separación entre los elementos del arreglo debe ser al menos del mismo tamaño que la longitud de onda de la señal de más baja frecuencia que se desee capturar, en caso de no cumplir con este requisito se presenta distorsión en las frecuencias que estén por debajo de este valor.

Para DAS se requiere calcular las exponenciales adecuadas ($e^{-i2\pi fT}$) para cada frecuencia de la señal, las cuales conforman al *steering vector* o vector de direcciones del arreglo W . Después se aplica la transformada de Fourier a cada señal de los sensores, haciendo que los espectros estén disponibles como amplitud y fase. Ahora, la fase de cada señal del sensor individual se puede corregir con respecto a un retraso particular multiplicando por un término de fase complejo sin influir en la amplitud para posteriormente aplicar la transformada inversa de Fourier, que es la salida buscada.

$$\hat{S} = W^H X \quad (2.5)$$

$$X = \begin{bmatrix} X_1(1) & X_1(2) & \dots & X_1(N) \\ X_2(1) & X_2(2) & \dots & X_2(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_M(1) & X_M(2) & \dots & X_M(N) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-i2\pi f_1 T_2} & e^{-i2\pi f_2 T_2} & \dots & e^{-i2\pi f_N T_2} \\ e^{-i2\pi f_1 T_3} & e^{-i2\pi f_2 T_3} & \dots & e^{-i2\pi f_N T_3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-i2\pi f_1 T_M} & e^{-i2\pi f_2 T_M} & \dots & e^{-i2\pi f_N T_M} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Donde:

f_n : es la frecuencia n.

T_m : es el desfase que se observa de la dirección de interés para el sensor m.

X: es la matriz de las señales capturadas, transformadas con FFT.

W: es el steering vector.

Las principales características de esta configuración son una fácil implementación y que requiere muchos micrófonos para funcionar bien. Se puede generalizar a arreglos de sensores de más de una dimensión, pero, no funciona correctamente cuando la razón de Señal a Interferencia (SIR, por sus siglas en inglés) es baja [23-26].

2.2.2. *Minimum Variance Distortionless Response*

Este tipo de implementación intenta minimizar la energía de las interferencias, por medio de minimizar la energía de toda la salida excepto la que viene de la dirección en la que se sitúa la fuente de interés. Esta minimización la provee por medio del cálculo de un *steering vector* A , basado en W , tal que

$$\hat{S}_{mvd} = A^H X. \quad (2.8)$$

De la ecuación [2.8](#) se tiene que la energía de la salida es:

$$E_{salida} = |\hat{S}_{mvdr}|^2 = |A^H X|^2 = (A^H X)(X^H A) = A^H R A. \quad (2.9)$$

Donde:

R: es la matriz de covarianza de las señales capturadas.

A: es el *steering vector* óptimo a calcular, basado en el vector W del beamforming DAS.

La matriz A óptima se obtiene a partir de

$$A_{opt} = \operatorname{argmin}_A (A^H R A). \quad (2.10)$$

Con la siguiente restricción:

$$W^H A_{opt} = 1. \quad (2.11)$$

De esta manera, A se mantiene con, relativamente, alta energía proveniente de la dirección de la fuente de interés. Una solución general para llevar a cabo esta minimización se presenta a continuación.

$$A_{opt} = \frac{R^{-1}W}{W^H R^{-1}W}. \quad (2.12)$$

La matriz A se calcula para cada frecuencia por lo que la matriz de covarianza R también se debe calcular para cada frecuencia, utilizando la información de dicha frecuencia de todas las señales a lo largo del tiempo:

$$R(f) = X_{1:T}(f)X_{1:T}(f)^H \quad (2.13)$$

[23](#) [26](#).

Como conclusión, se tiene que a MVDR reducir la cantidad de micrófonos lo impacta en menor medida en comparación con DAS. La inversión de la matriz de covarianza, por cada frecuencia, provoca que sea lento para aplicaciones en línea. Se debe de realizar un proceso de optimización que permita hallar el valor del factor de amplificación, para contrarrestar el efecto de la minimización de energía en la salida.

2.2.3. *Linearly Constrained Minimum Variance*

LCMV es una evolución de MVDR, en el que se pretende minimizar la energía manteniendo la dirección de interés intacta y cancelando las direcciones de interferencias conocidas. Partiendo de la ecuación [2.10](#) usada para el MVDR pero con la siguiente restricción:

$$C^H A_{opt} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]. \quad (2.14)$$

Donde $C = [WN]$ y N es el *steering vector* en las direcciones de las interferencias conocidas. Al aplicar la solución general que se encontró para MVDR, se obtiene:

$$A_{arr} = \frac{R^{-1}C}{C^H R^{-1}C}. \quad (2.15)$$

El resultado de la minimización entrega en A_{arr} un renglón por cada *steering vector* en el arreglo C siendo el primer elemento el de nuestro interés:

$$A_{opt} = A_{arr}(:, 1). \quad (2.16)$$

Este beamforming tiene un muy buen desempeño con distancias pequeñas entre sensores y puede funcionar con pocos de ellos. Dentro de sus desventajas se encuentran que tiene los mismos problemas de inversión de R que MVDR, necesita recalibración al cambiar de dirección de interés y/o el número de sensores y que requiere conocer la dirección de las interferencias [23-26].

2.3. Detección sensible a fase

La técnica de detección sensible a fase (PSD) también conocida como detección coherente o demodulación coherente, separa la componente de una señal en una frecuencia y fase de referencia conocidas. Uno de los propósitos de este procedimiento es recuperar señales débiles que de lo contrario se perderían en el ruido, permitiendo detectar la amplitud de una señal que esta superpuesta con el ruido [27, 28].

Esta técnica permite implementar un filtro con un ancho de banda muy estrecho, que al ser sintonizado en una frecuencia de interés elimina la mayor parte del ruido. La detección sensible a fase permite lograr una detección de ancho de banda extremadamente estrecho (0.001 [Hz] es un valor frecuente) con estabilidades medidas en partes por millón, además puede extraer señales sumergidas en ruido de 10^7 veces la magnitud de la señal [29]. En la figura 2.5 se muestra el diagrama a bloques de la técnica PSD.

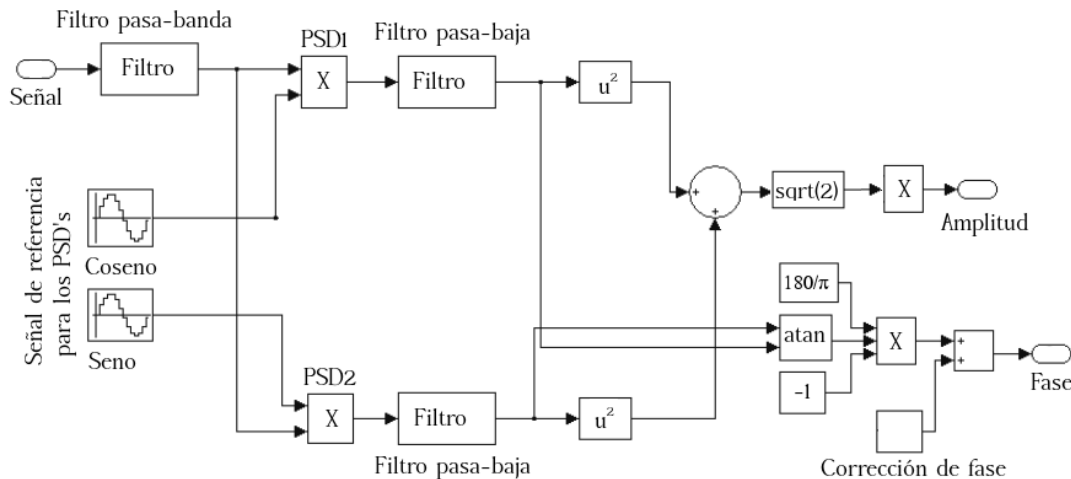


Figura 2.5: Diagrama a bloques de la técnica PSD.

La detección sensible a fase necesita de una señal de referencia cuya frecuencia coincida con la de la señal de interés. Esta referencia es proporcionada por un generador de funciones,

que generalmente brinda señales sinusoidales o cuadradas. Si se define la señal de interés y la señal de referencia como

$$S = V_S \text{sen}(\omega_S t + \theta_S) \quad (2.17)$$

$$L = V_L \text{sen}(\omega_L t + \theta_L), \quad (2.18)$$

respectivamente, donde:

S: es la señal de interés.

V_S : la amplitud de la señal S.

ω_S : la frecuencia angular de la señal S.

θ_S : la fase de la señal S.

L: la señal de referencia.

V_L : la amplitud de la señal L.

ω_L : la frecuencia angular de la señal L.

θ_L : la fase de la señal L.

t: el tiempo.

Para aplicar la técnica de PSD a una señal de interés, inmersa en ruido, ésta es multiplicada por la señal de referencia. La salida de PSD es simplemente el producto de estas dos señales. Esta salida consiste en dos señales en corriente alterna, una a la diferencia de frecuencias ($\omega_S - \omega_L$) y otra la suma ($\omega_S + \omega_L$)

$$V_{PSD} = V_S \text{sen}(\omega_S t + \theta_S) * V_L \text{sen}(\omega_L t + \theta_L) \quad (2.19)$$

$$V_{PSD} = \frac{1}{2} V_S V_L \cos[(\omega_S - \omega_L)t + \theta_S - \theta_L] - \frac{1}{2} V_S V_L \cos[(\omega_S + \omega_L)t + \theta_S + \theta_L]. \quad (2.20)$$

Si la salida del PSD se pasa a través de un filtro paso-bajas con frecuencia de corte en ω_S , la parte de la ecuación ($\omega_S + \omega_L$) se elimina. Además, si ω_S es igual a ω_L , como se propuso anteriormente, la componente de diferencia de frecuencias será una señal en corriente directa. En este caso, la salida filtrada por el PSD será

$$V_{PSD} = \frac{1}{2} V_S V_L \cos[(\theta_S - \theta_L)]. \quad (2.21)$$

que es una señal en corriente directa proporcional a la amplitud de la señal de interés [27, 28, 30]

La salida del PSD es proporcional a $V_S \cos(\theta)$ donde $\theta = (\theta_S - \theta_L)$, θ es la diferencia entre la fase de la señal en estudio y la señal de referencia. Se puede hacer θ igual a cero ajustando θ_L , en cuyo caso se puede medir $V_S (\cos(\theta) = 1)$. Esta implementación se conoce como PSD monofásico y tiene el inconveniente de que si θ es de 90° , no habrá salida alguna. Esta dependencia de la fase puede ser eliminada acoplando un segundo PSD. Si el segundo PSD multiplica la señal con la del oscilador de referencia desfasada 90° , esto es, $V_R \text{sen}(\omega_L t + \theta_L + 90^\circ)$ su salida, después de pasar a través del filtro paso-baja, será

$$V_{PSD2} = \frac{1}{2} V_S V_L \text{sen}[(\theta_S - \theta_L)] \quad (2.22)$$

$$V_{PSD2} \sim V_S \text{sen}[(\theta)]. \quad (2.23)$$

De esta forma se dispone de dos salidas, una proporcional a $\cos(\theta)$ y otra proporcional a $\text{sen}(\theta)$, esta configuración es conocida como PSD bifásico. Si se llama X a la primera salida y Y a la segunda, estas dos cantidades representan la señal como un vector relativo a la señal de referencia del PSD. X es la componente en fase y Y la componente en cuadratura. Esto es debido a que cuando $\theta = 0$, X mide la señal mientras que Y es cero. La dependencia de la fase se elimina calculando la magnitud R de la señal vectorial.

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} = V_S. \quad (2.24)$$

R mide la amplitud de la señal y no depende del desfase entre la señal y la referencia del PSD. Además, se puede medir la fase θ entre la señal y la referencia del PSD bifásico, mediante:

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{Y}{X}\right) \quad (2.25)$$

[27, 28, 30].

Capítulo 3

Simulaciones

En este capítulo se muestran las simulaciones realizadas para probar la viabilidad de las técnicas propuestas. Las simulaciones consideran dos diferentes medios de propagación, aire y agua, diferenciándolos a través de la velocidad de propagación del sonido correspondiente a cada medio. En ambos casos se utilizaron los valores de temperatura y las condiciones espaciales existentes en el laboratorio de pruebas.

3.1. Comparación del sistema utilizando y sin utilizar beamformer.

El uso de la técnica PSD permite filtrar señales de una frecuencia conocida a pesar de que ésta se encuentre inmersa en un ruido mucho mayor que ella. Una desventaja de esta técnica es que no distingue entre señales que provienen de diferentes direcciones cuando éstas son coincidentes en frecuencia, generando una medición errónea, ya que la señal resultante depende de la interferencia entre las señales convergentes en el sensor. Una forma de eliminar o reducir este problema es introduciendo un filtro espacial que permita solo considerar la dirección de la cual proviene la señal de interés, descartando las que proceden de otras direcciones. Para implementar esta adecuación es necesario utilizar un arreglo de sensores. El primer conjunto de simulaciones consistió en comparar la señal de salida del sensor al utilizar el bloque de beamformer y cuando éste no se incorpora, de esta manera se busca comprobar que el sistema se beneficia con su inclusión.

Para ejemplificar la incapacidad de la técnica PSD, en casos como el descrito anteriormente, se considera que en el sensor $M1$ concurren dos señales monotonaes de amplitud unitaria provenientes de distintas direcciones, pero, coincidentes en frecuencia y en su eje de acción, como se muestra en la figura [3.1](#), de tal forma que para un instante de tiempo las señales recabadas en el sensor son descritas por $\sin(2\pi f_1)$ y $\sin(2\pi f_2)$ respectivamente, donde $f_1 = f_2 = 1000[Hz]$, la señal generada por la interferencia entre ambas señales es descrita por $2\sin(2\pi f)$, donde $f = 1000[Hz]$, si a esta señal le aplicamos PSD obtenemos la misma onda producto de la superposición de las fuentes participantes. En la figura [3.2](#) se muestra la señal obtenida en el sensor $M1$ y en la figura [3.3](#) el espectro de frecuencia de dicha señal.

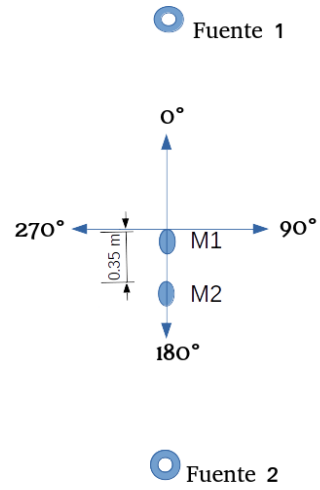


Figura 3.1: Arreglo de sensores para señales coincidentes en frecuencia.

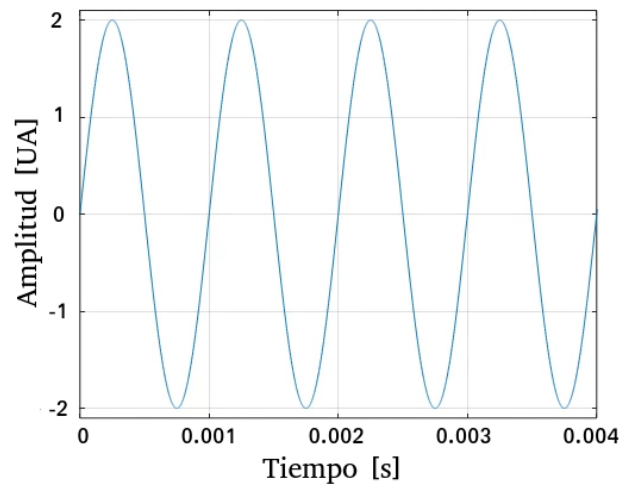


Figura 3.2: Señal recuperada utilizando PSD.

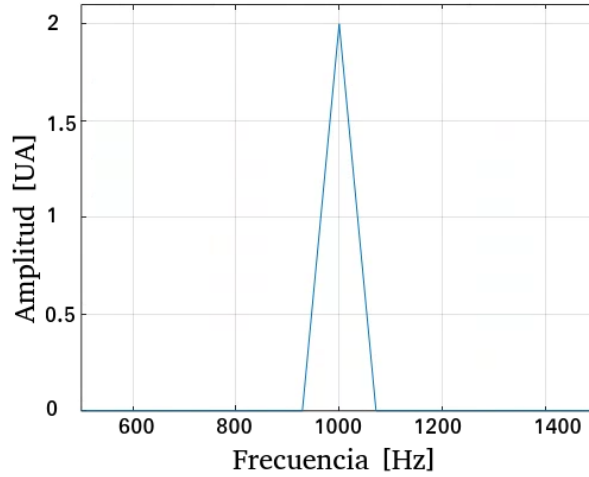


Figura 3.3: Espectro de frecuencia de la señal recuperada a través de PSD.

De lo anterior concluimos que la técnica PSD por si sola no es capaz de discriminar entre señales de igual frecuencia, pero, provenientes de distintas direcciones. Si se utiliza el sensor $M2$ en conjunto con el sensor $M1$ para formar un arreglo y emplear un beamformer, es viable indicarle al sistema de donde proviene la señal que nos interesa y que descarte cualquier otra dirección sin importar que existan coincidencias en frecuencia. Es importante aclarar que para un arreglo como el propuesto se cuenta con dos direcciones “sordas” para las cuales no es posible hacer un filtrado espacial, ya que los sensores se encuentran en una misma línea en ese plano de acción, en este caso es para las direcciones 90° y 270° . En la figura 3.4 se muestra la comparación entre la señal obtenida usando solo PSD y la señal conseguida al implementar un beamformer en conjunto con PSD y en la figura 3.5 se presenta el espectro de frecuencia.

3.2. Simulaciones en aire

Para las pruebas en aire se considera un arreglo como el mostrado en la figura 3.6, donde $M1$ y $M2$ son los sensores del sistema, $I1$ e $I2$ son fuentes acústicas que no son de interés, $F1$ es la fuente acústica de interés la cual esta lo suficientemente lejana del arreglo como para considerar que el sistema se encuentra en el campo lejano y que la velocidad de propagación del sonido en el aire es $343[m/s]$. El arreglo coincide con la implementación física dadas las condiciones del laboratorio. Se conoce la dirección de arribo de las ondas generadas por las fuentes involucradas. Las simulaciones realizadas suponen que todos los parámetros de la señal proveniente de la fuente de interés son conocidos en el momento en que interactúan con los sensores. La señal en estudio es superpuesta con las señales de las fuentes $I1$ e $I2$, ubicadas en posiciones diferentes a la de la fuente $F1$ y representan el ruido acústico, electrónico y óptico que se encuentran en condiciones reales.

Una vez superpuesta la señal de interés con las señales interferentes estas forman la salida

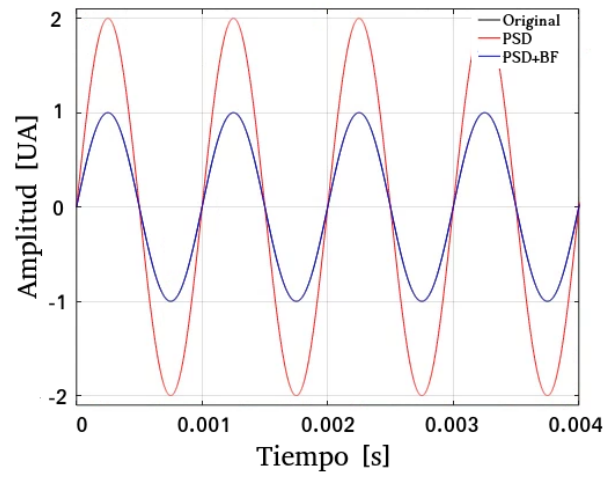


Figura 3.4: Señal recuperada a través de PSD+BF.

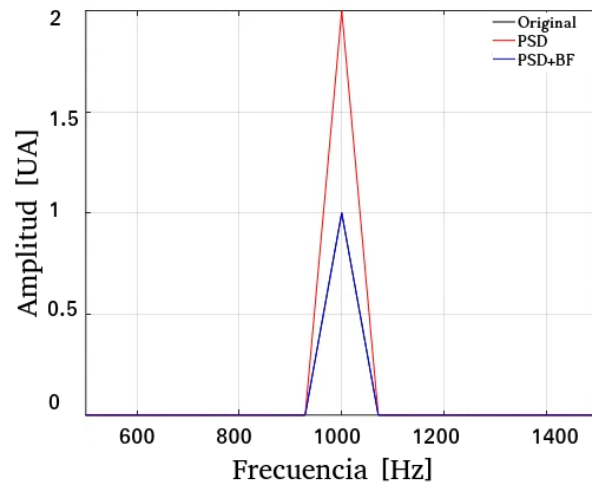


Figura 3.5: Espectro de frecuencia de la señal recuperada a través de PSD+BF.

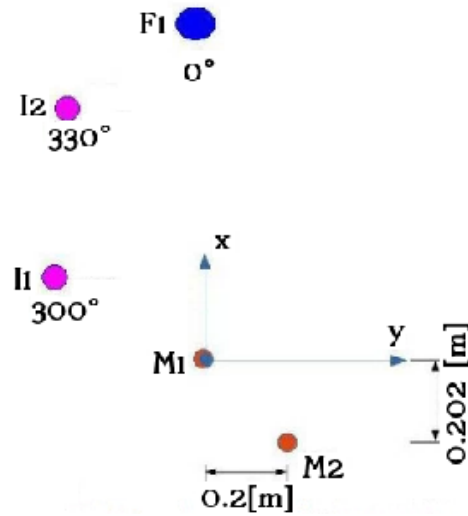


Figura 3.6: Arreglo de sensores propuesto (aire).

de un sensor, se asignan unidades arbitrarias para las salidas obtenidas. En la figura [3.7](#) se muestra el proceso al que se someten las señales provenientes de los sensores.

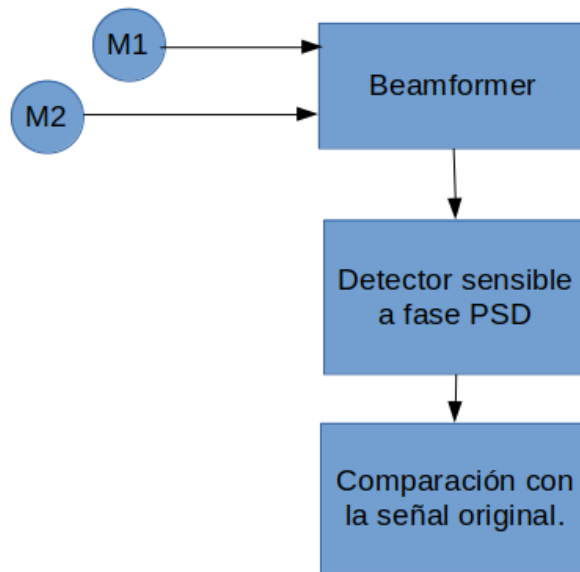


Figura 3.7: Diagrama a bloques de la simulación.

3.2.1. Barrido de frecuencia en aire

Para comparar el desempeño de las diferentes implementaciones de beamforming propuestas, se realizó un barrido de frecuencia abarcando el espectro del sonido, manteniendo la relación señal a ruido (SNR, por sus siglas en inglés) fija en cada barrido, pero, modificándola

al realizar uno nuevo. Como se ilustra en la figura [3.7](#) las salidas provenientes de los sensores son enviadas al bloque de beamformer. En este caso se procesan dichas señales con las tres configuraciones propuestas para, posteriormente, usar la respuesta obtenida como entrada al bloque PSD y finalmente comparar el resultado con la señal de interés. Como propiedad para caracterizar al medio que alberga al sistema se utiliza la velocidad de propagación del sonido, en este caso 343 [m/s] para indicar aire. Se calcula el porcentaje de error de la amplitud obtenida en la señal resultante con respecto a la señal de interés, también se mide la desviación de fase. La razón por la que se prefiere usar el porcentaje de error y no la diferencia absoluta en amplitud, es porque pudiera parecer que ésta es menor para valores más pequeños. Por ejemplo, para los valores correspondientes a DAS del cuadro [3.1](#), se ve que conforme la señal de referencia se hace menor el error incrementa, pero, si se utiliza la diferencia absoluta para los primeros tres casos tenemos: 0.0142 para 10, 0.00913 para 5 y 0.00636 para 2, lo que hace parecer que el error se reduce cuando no es así. Los resultados se muestran en los cuadros [3.1](#) y [3.2](#).

Amplitud [UA]	SNR [dB]	DAS [%]	MVDR [%]	LCMV [%]
10	24.9	0.142	0.142	32.8
5	18.9	0.1827	0.1827	32.8
2	10.9	0.318	0.318	32.8
1	4.96	0.559	0.559	32.9
0.5	-1.052	1.055	1.055	33
0.1	-15.03	5.21	5.21	33.5
0.01	-35.03	45.5	45.5	38.2
0.001	-55.03	726	726	461
0.0001	-75.03	8164	8164	5462

Cuadro 3.1: % de error en amplitud en el barrido de frecuencia en aire.

Amplitud [UA]	SNR [dB]	DAS [rad]	MVDR [rad]	LCMV [rad]
10	24.9	0.0018	0.0018	0.002
5	18.9	0.0021	0.0021	0.002
2	10.9	0.0035	0.0035	0.003
1	4.96	0.0059	0.0059	0.006
0.5	-1.052	0.0111	0.0111	0.0112
0.1	-15.03	0.053	0.053	0.053
0.01	-35.03	0.63	0.63	0.62
0.001	-55.03	1.52	1.52	1.51
0.0001	-75.03	1.62	1.62	1.61

Cuadro 3.2: Desviación de fase en el barrido de frecuencia en aire.

En las figuras [3.8](#), [3.9](#), [3.10](#), [3.11](#), [3.12](#), [3.13](#), [3.14](#), [3.15](#) y [3.16](#) se muestran los

resultados obtenidos para diferentes valores de SNR.

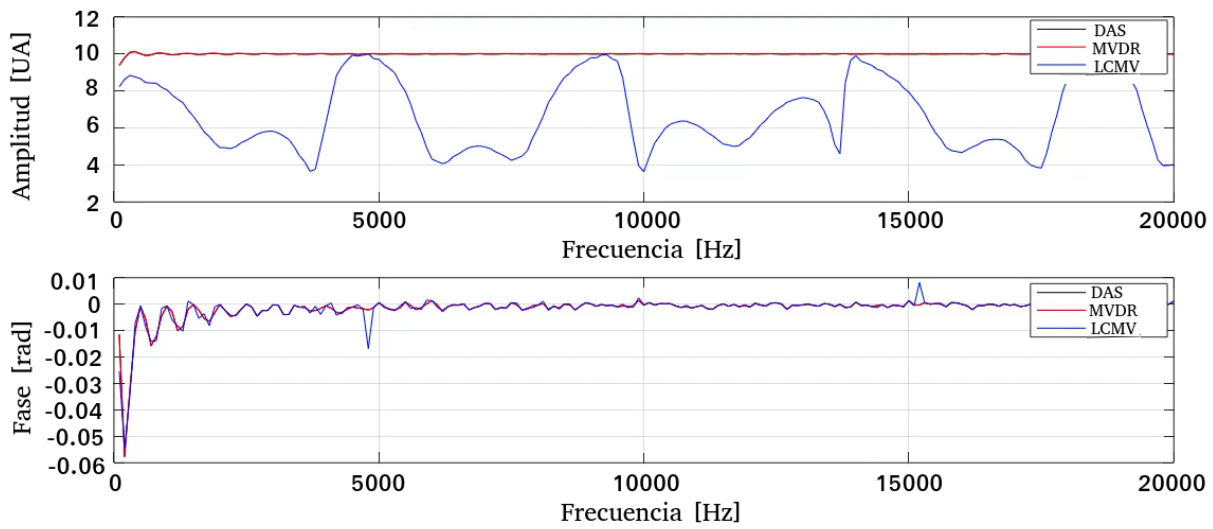


Figura 3.8: Señal de referencia de 10 [UA], SNR de 24.9 [dB] y fase con valor de 0° .

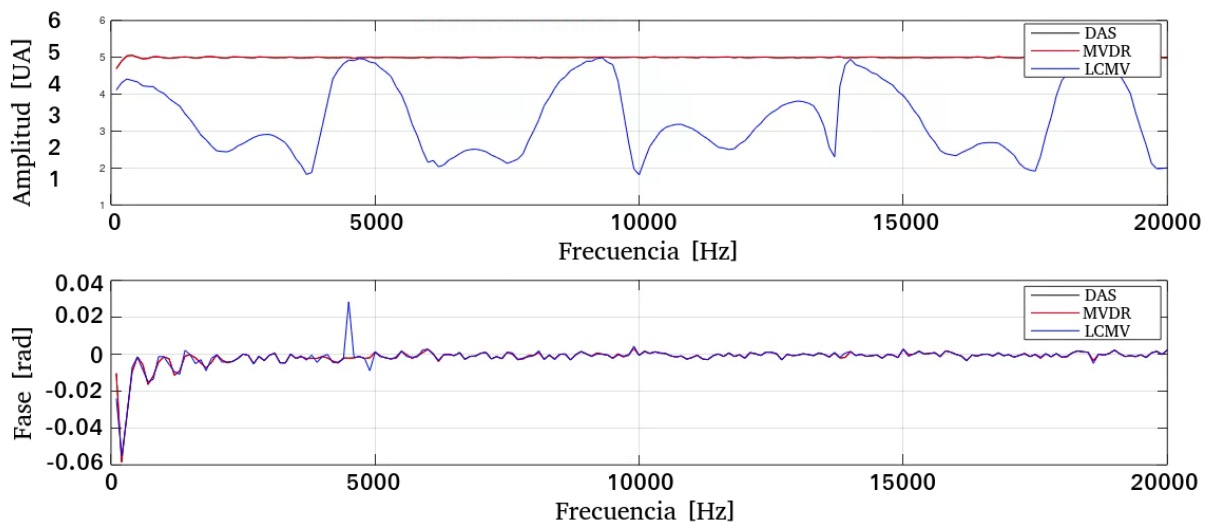


Figura 3.9: Señal de referencia de 5 [UA], SNR de 18.9 [dB] y fase con valor de 0° .

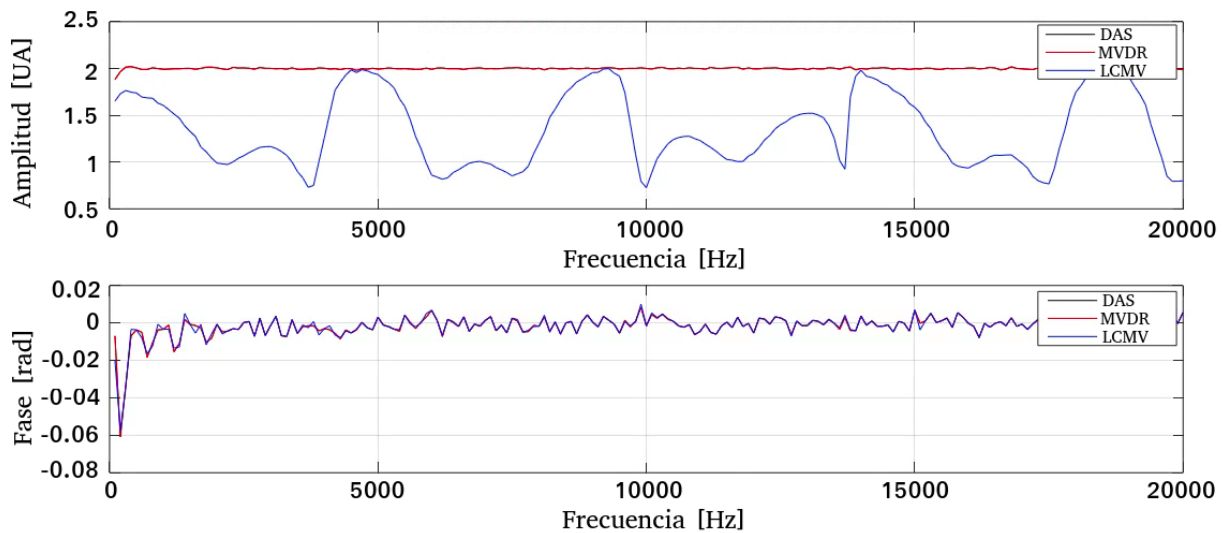


Figura 3.10: Señal de referencia de 2 [UA], SNR de 10.9 [dB] y fase con valor de 0° .

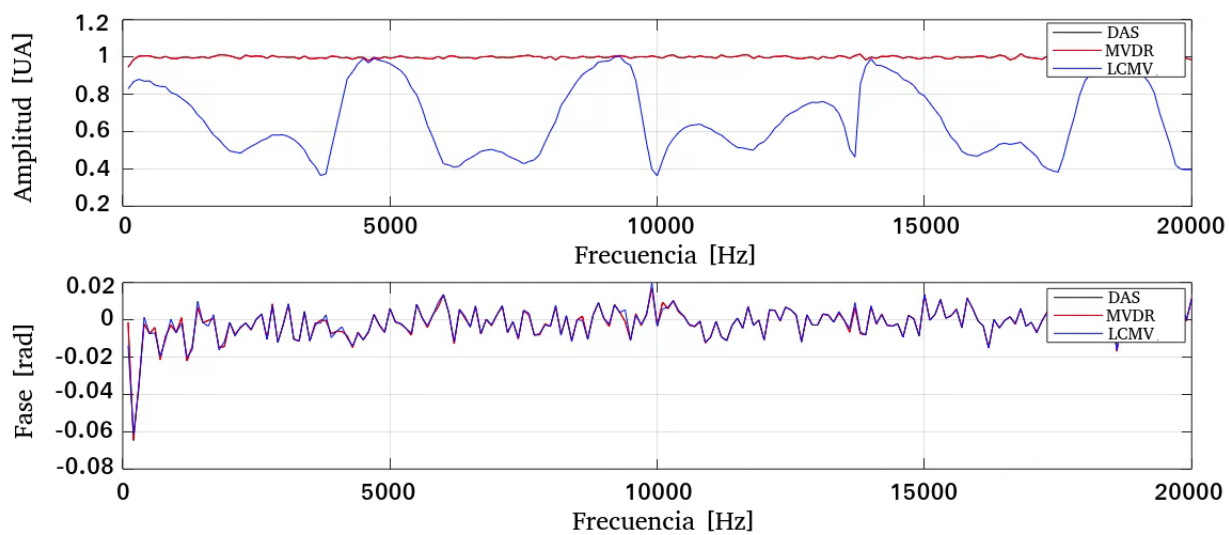


Figura 3.11: Señal de referencia de 1 [UA], SNR de 4.96 [dB] y fase con valor de 0° .

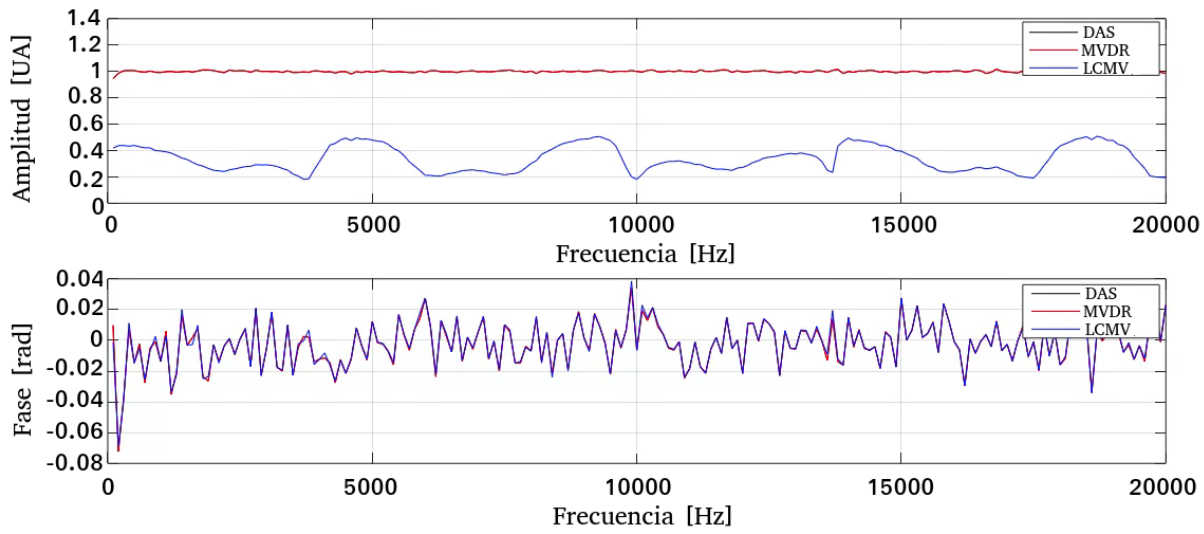


Figura 3.12: Señal de referencia de 0.5 [UA], SNR de -1.052 [dB] y fase con valor de 0° .

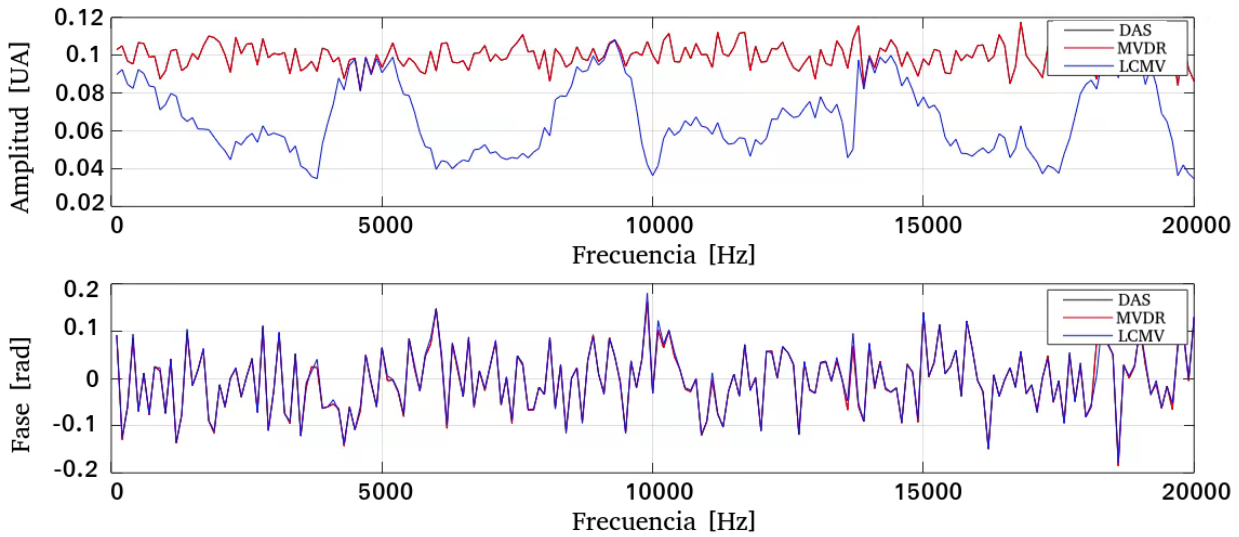


Figura 3.13: Señal de referencia de 0.1 [UA], SNR de -15.03 [dB] y fase con valor de 0° .

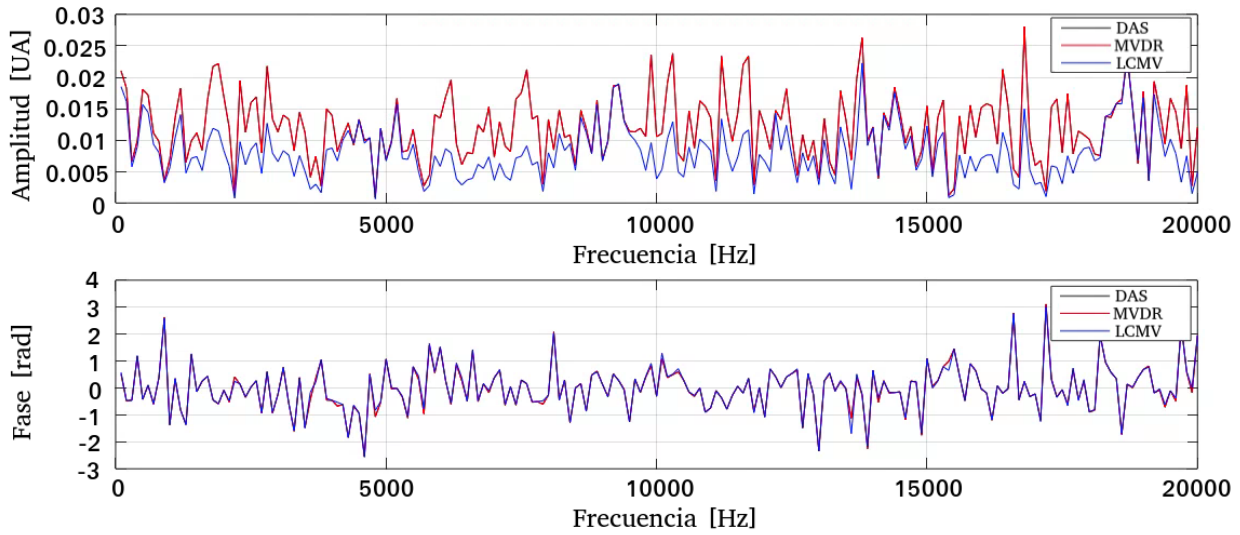


Figura 3.14: Señal de referencia de 0.01 [UA], SNR de -35.03 [dB] y fase con valor de 0° .

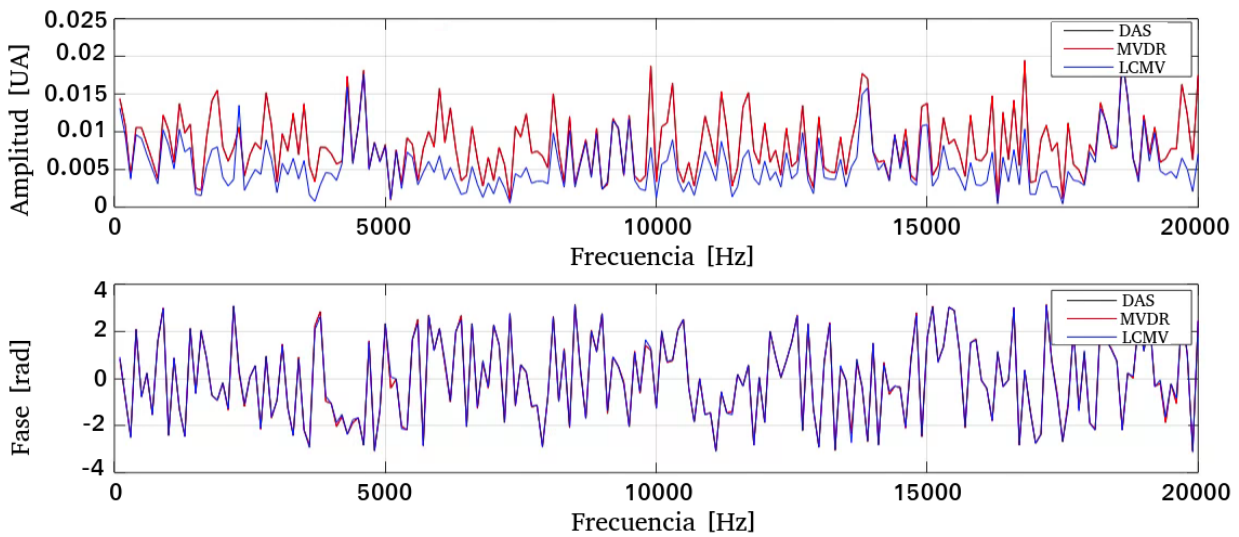


Figura 3.15: Señal de referencia de 0.001 [UA], SNR de -55.03 [dB] y fase con valor de 0° .

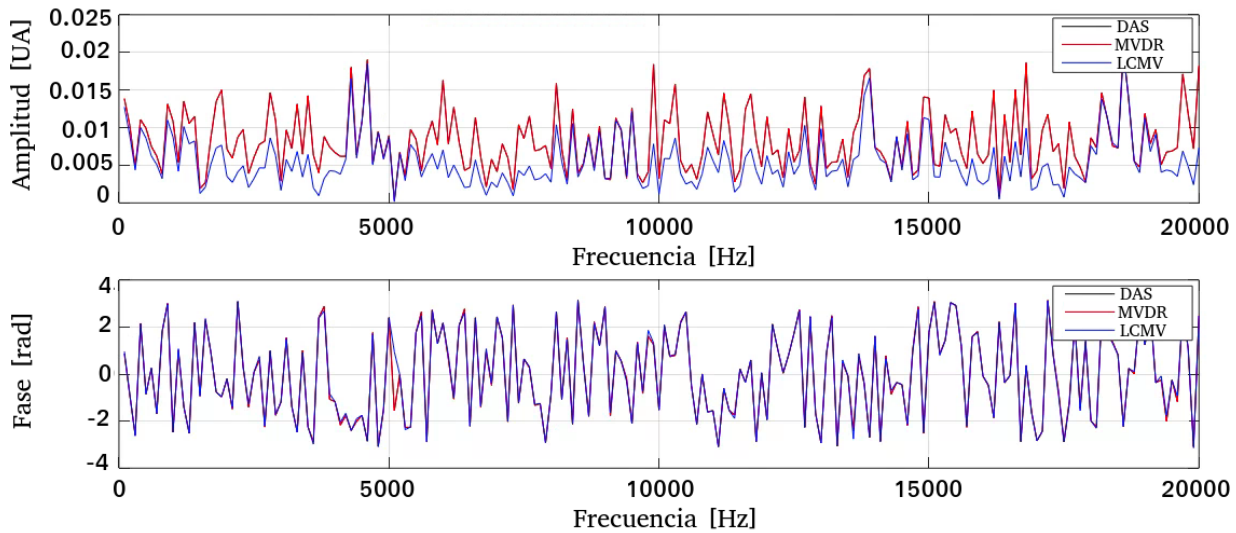


Figura 3.16: Señal de referencia de 0.0001 [UA], SNR de -75.03 [dB] y fase con valor de 0° .

3.3. Simulaciones en agua

Como siguiente paso se realiza el mismo proceso descrito en el punto anterior, pero, utilizando una velocidad de propagación de 1482 [m/s], que es el valor asignado para agua a una temperatura de 20 [°C] y usando las consideraciones geométricas mostradas en la figura [3.17](#).

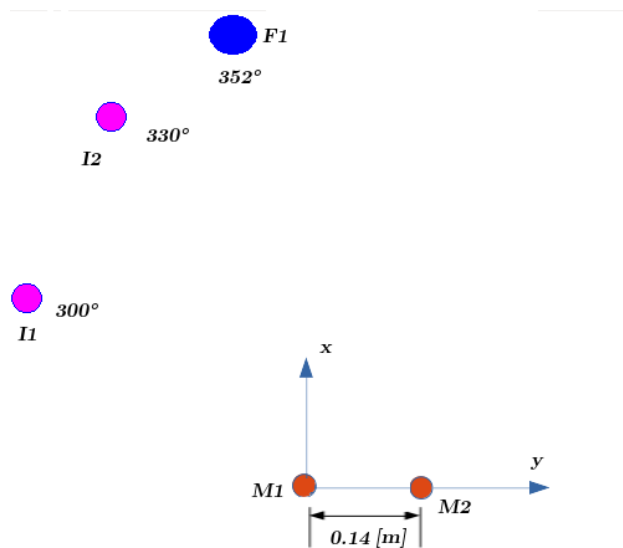


Figura 3.17: Arreglo de sensores propuesto (agua).

Los resultados se muestran en los siguientes cuadros.

Amplitud [UA]	SNR [dB]	DAS [%]	MVDR [%]	LCMV [%]
10	25.3	0.313	73.2	1.138
5	19.2	0.323	73.2	1.139
2	11.32	0.3192	73.1	1.157
1	5.29	0.589	73.2	1.214
0.5	-0.721	1.025	73.1	1.47
0.1	-14.7	4.79	73.1	4.96
0.01	-34.7	44.7	73.1	45.6
0.001	-54.7	666	159	676
0.0001	-74.7	7478	1916	7579

Cuadro 3.3: % de error en amplitud en el barrido de frecuencia en agua.

Amplitud [UA]	SNR [dB]	DAS [rad]	MVDR [rad]	LCMV [rad]
10	25.3	0.0567	0.0564	0.0564
5	19.2	0.0567	0.0565	0.0567
2	11.32	0.0569	0.0567	0.0568
1	5.29	0.0571	0.057	0.0572
0.5	-0.721	0.0582	0.0581	0.0582
0.1	-14.7	0.075	0.076	0.075
0.01	-54.7	0.538	0.537	0.539
0.001	-54.7	1.409	1.414	1.41
0.0001	-74.7	1.528	1.534	1.528

Cuadro 3.4: Desviación de fase en el barrido de frecuencia en agua.

En las figuras [3.18](#), [3.19](#), [3.20](#), [3.21](#), [3.22](#), [3.23](#), [3.24](#), [3.25](#) y [3.26](#) se muestran los resultados obtenidos para diferentes valores de SNR.

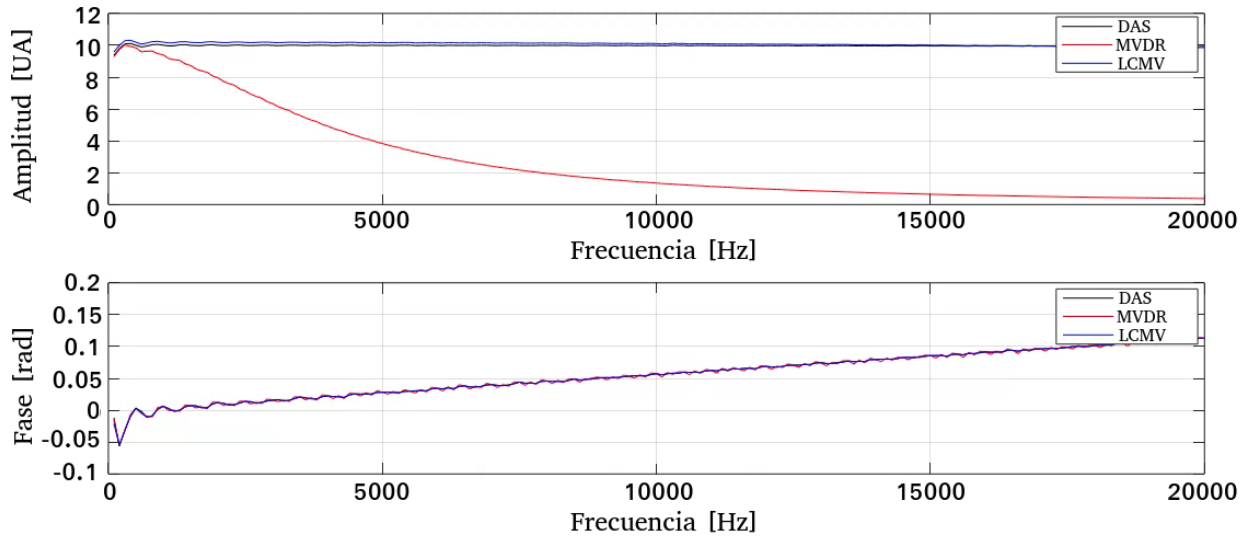


Figura 3.18: Señal de referencia de 10 [UA], SNR de 25.3 [dB] y fase con valor de 0° .

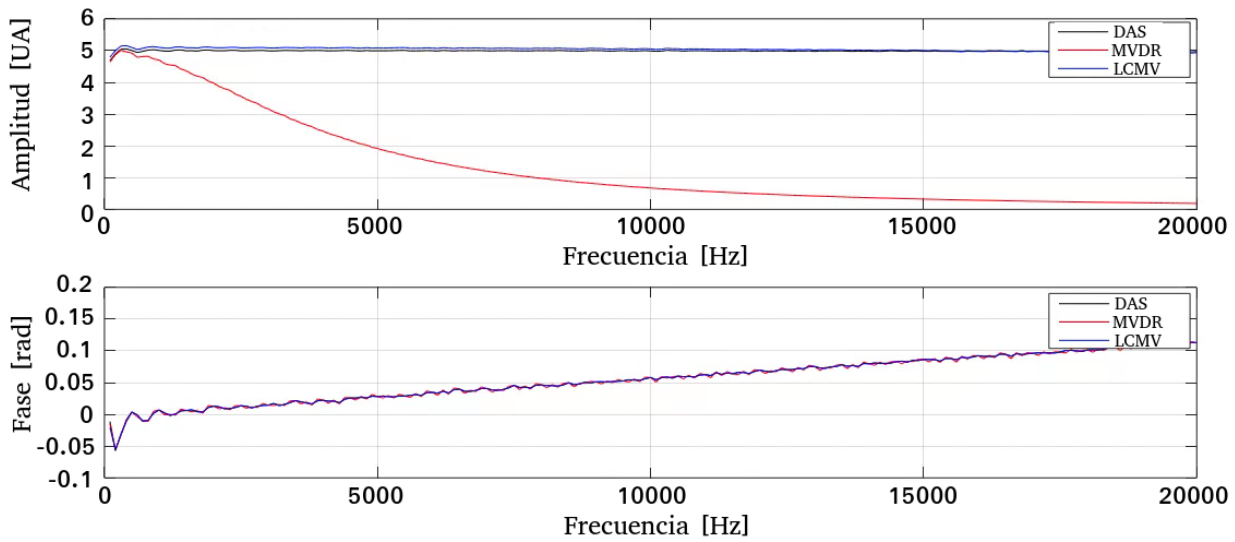


Figura 3.19: Señal de referencia de 5 [UA], SNR de 19.2 [dB] y fase con valor de 0° .

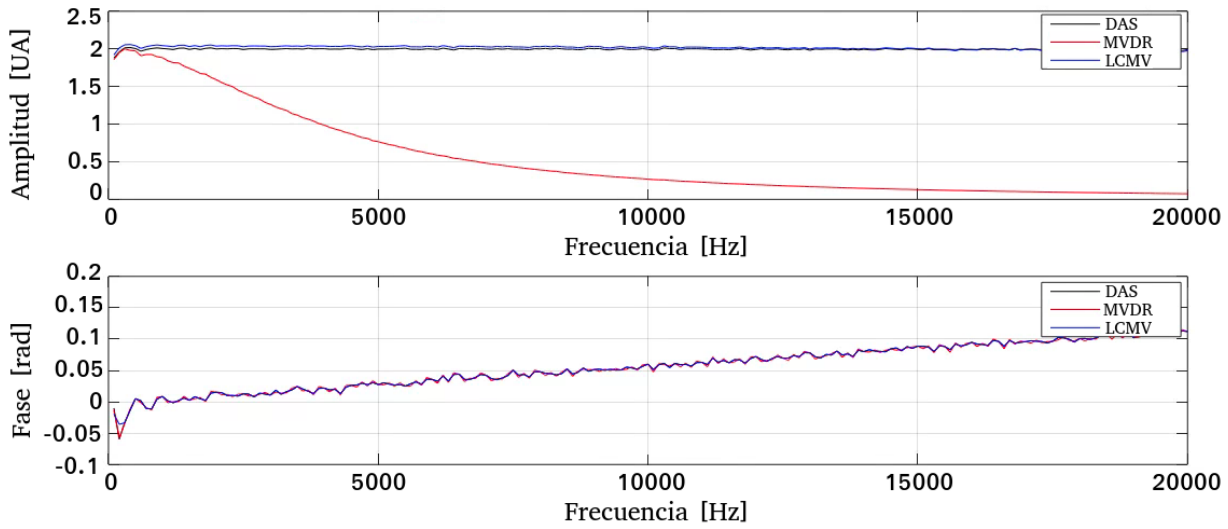


Figura 3.20: Señal de referencia de 2 [UA], SNR de 11.32 [dB] y fase con valor de 0° .

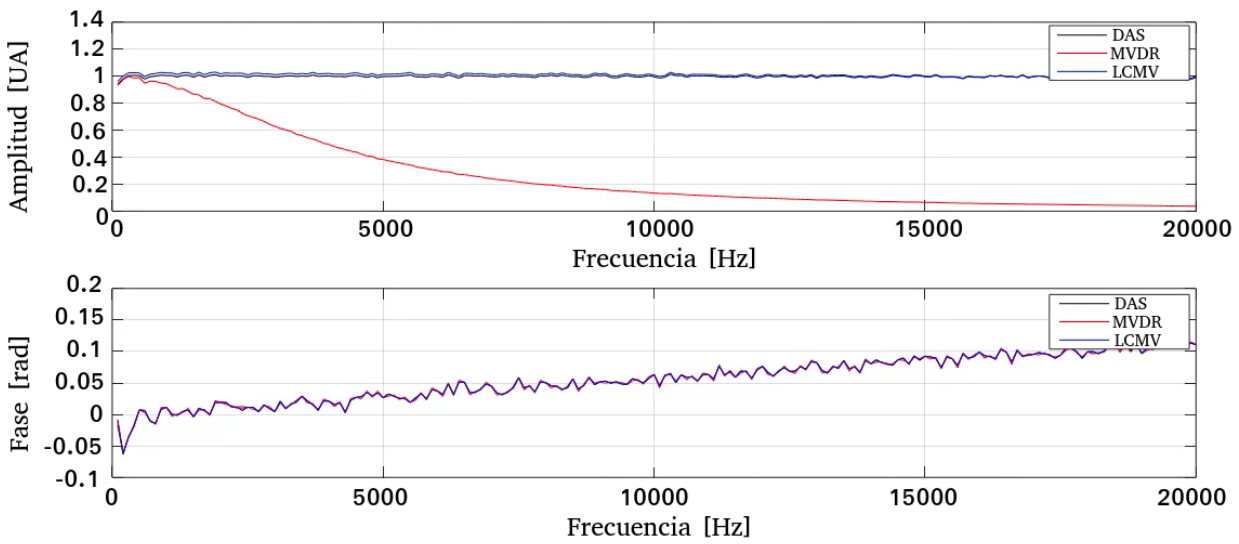


Figura 3.21: Señal de referencia de 1 [UA], SNR de 5.29 [dB] y fase con valor de 0° .

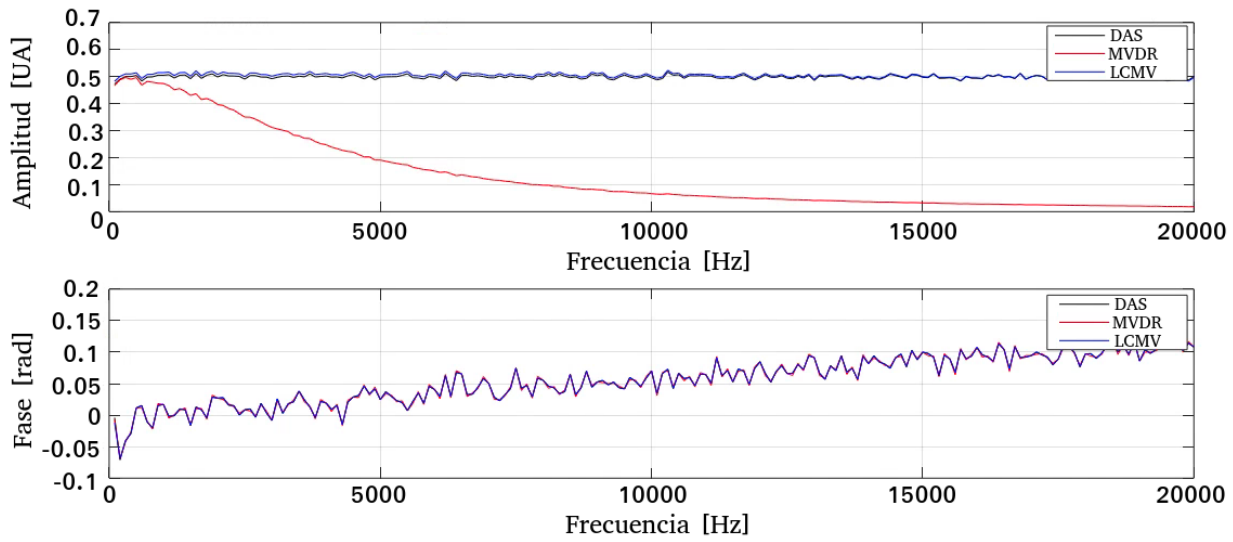


Figura 3.22: Señal de referencia de 0.5 [UA], SNR de -0.721 [dB] y fase con valor de 0° .

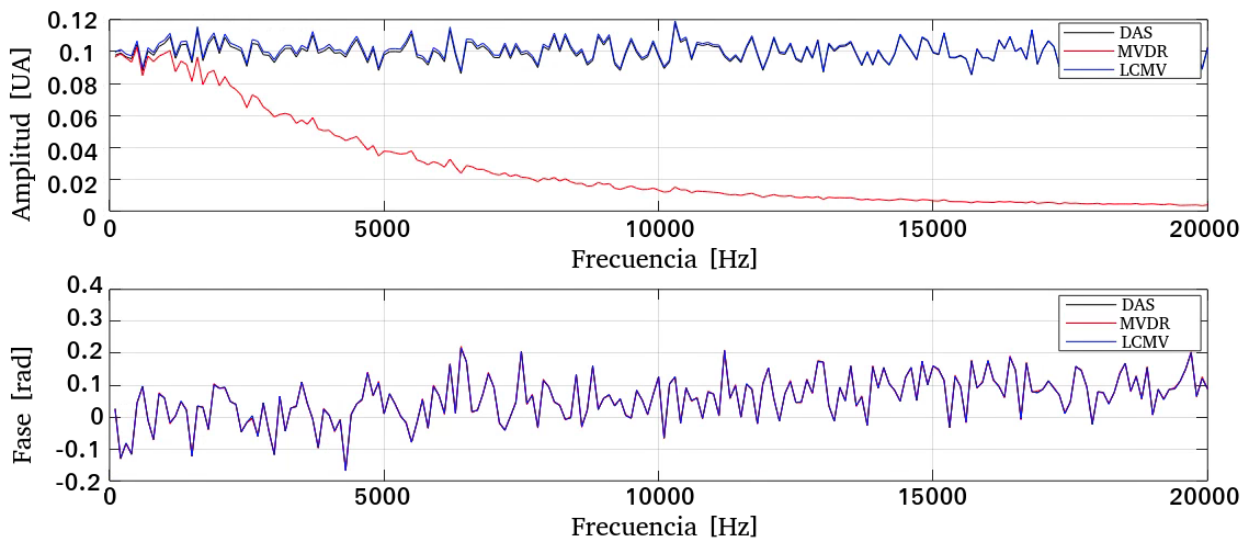


Figura 3.23: Señal de referencia de 0.1 [UA], SNR de -14.7 [dB] y fase con valor de 0° .

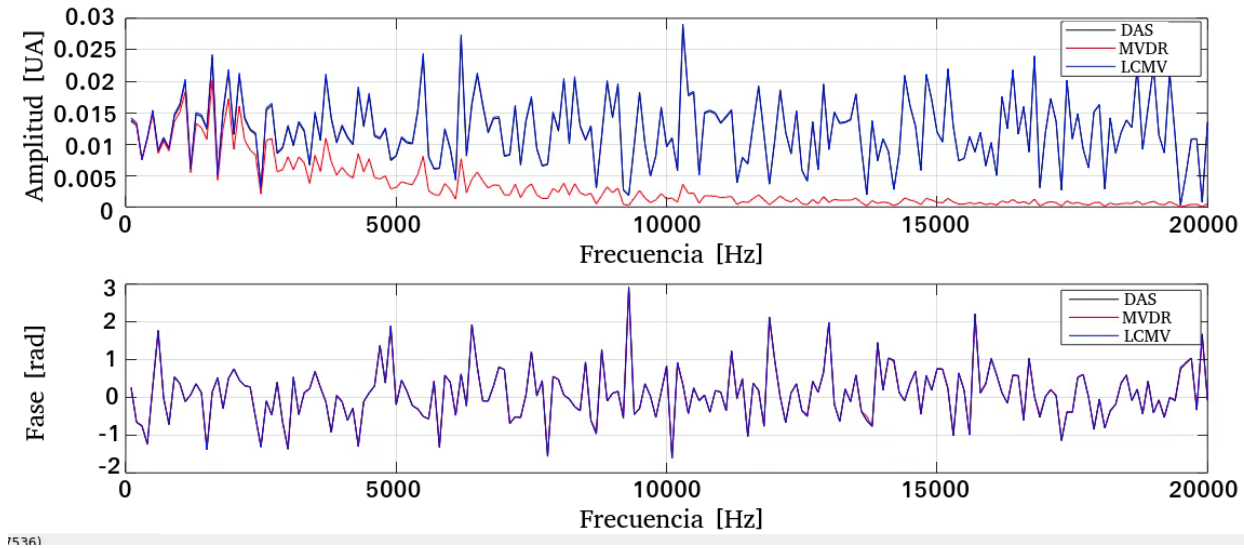


Figura 3.24: Señal de referencia de 0.01 [UA], SNR de -34.7 [dB] y fase con valor de 0° .

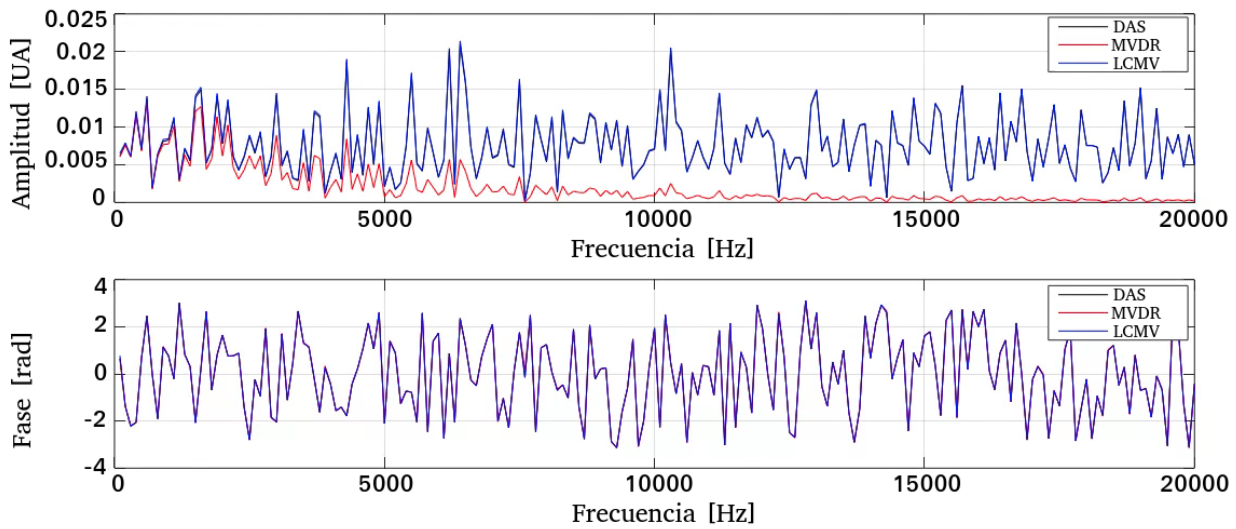


Figura 3.25: Señal de referencia de 0.001 [UA], SNR de -54.7 [dB] y fase con valor de 0° .

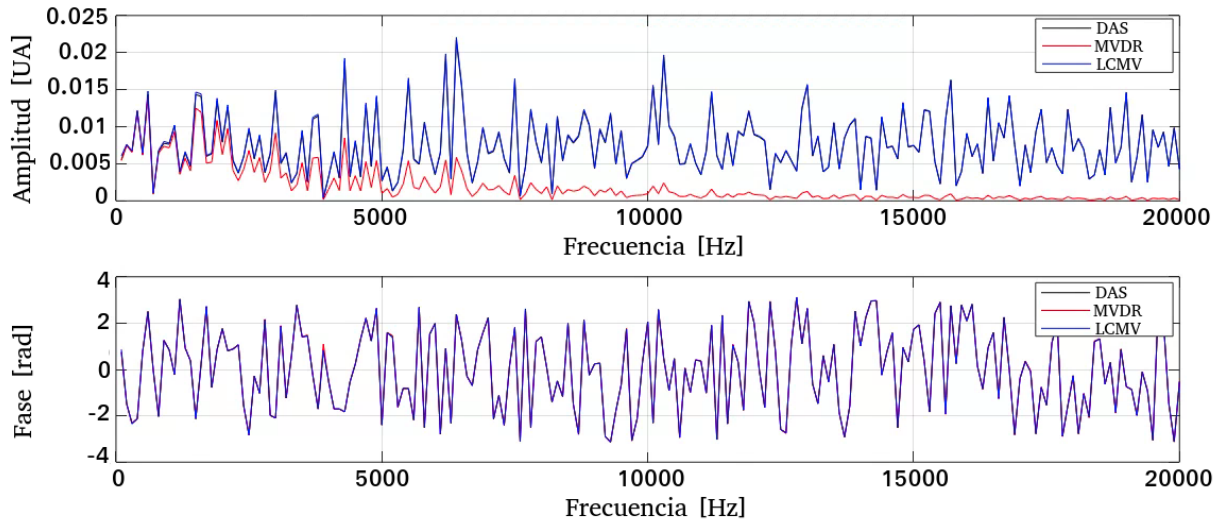


Figura 3.26: Señal de referencia de 0.0001 [UA], SNR de -74.7 [dB] y fase con valor de 0° .

3.4. Simulaciones de señales multitonales en aire

El siguiente bloque de simulaciones consistió en utilizar una señal de audio (voz) como elemento de interés interactuando con dos fuentes de tipo aleatorio posicionadas en zonas distintas a la de la primer fuente, obteniendo una SNR de -14.03 [dB]. Al igual que en las simulaciones anteriores se supone que se conoce la dirección de arribo de la señal de interés y de las otras fuentes participantes como se indica en la [3.6](#). A partir de las condiciones establecidas se aplicó a la señal de salida de los sensores los beamformers propuestos realizando así un filtrado espacial para después comparar su desempeño. Posteriormente se aplicó el bloque de PSD, en este caso se ha considerado que la señal en estudio esta compuesta por una cantidad finita de componentes frecuenciales, ya que para aplicar PSD es necesario hacerlo a cada uno de dichos componentes por separado y sumar los resultados para obtener la respuesta del sistema. Con la finalidad de obtener la señal de interés se considera que ésta tiene sus componentes en un rango de 300 [Hz] a 4000 [Hz], a partir de este rango se pide al sistema que calcule el valor de amplitud y fase para cada componente utilizando un paso de 1 [Hz] y que al finalizar sume los resultados obteniendo la salida que se comparará con la señal de voz original. En la figura [3.27](#) se muestra la señal de voz que se utilizó para la simulación y en la imagen [3.28](#) el espectro de la misma. En la figura [3.29](#) se muestra la señal capturada por el sensor y se sobrepone la de voz, en la imagen [3.30](#) se presenta el espectro correspondiente. En las figuras [3.31](#), [3.33](#) y [3.35](#) se muestran las salidas obtenidas con las diferentes implementaciones de BF y en las figuras [3.32](#), [3.34](#) y [3.36](#) los espectros correspondientes.

Las respuestas obtenidas con cada beamformer son sometidas a una prueba de relación señal-interferencia en donde se determina que tanto de la señal buscada se encuentra en la salida recabada. Para DAS el valor es $SIR_{das} = -16.6[dB]$, para MVDR es $SIR_{mvd} =$

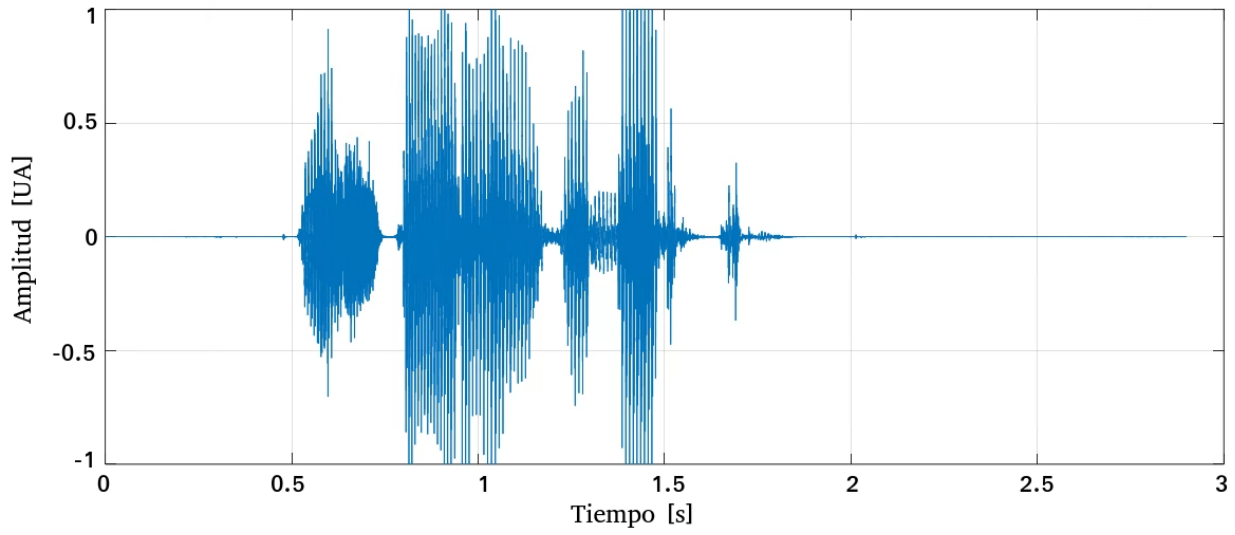


Figura 3.27: Señal de voz.

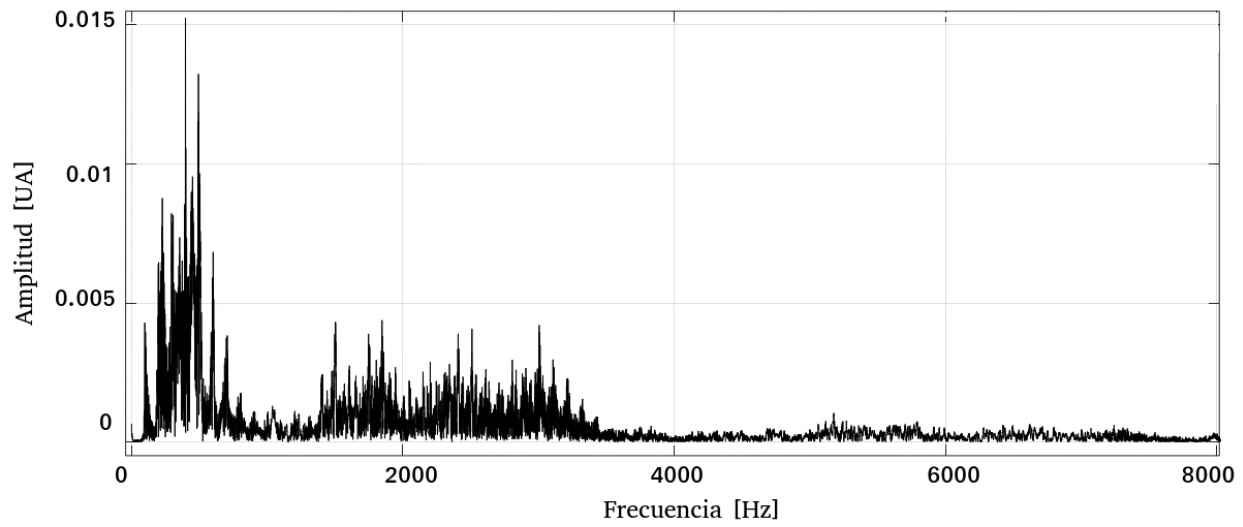


Figura 3.28: Espectro de la señal de voz.

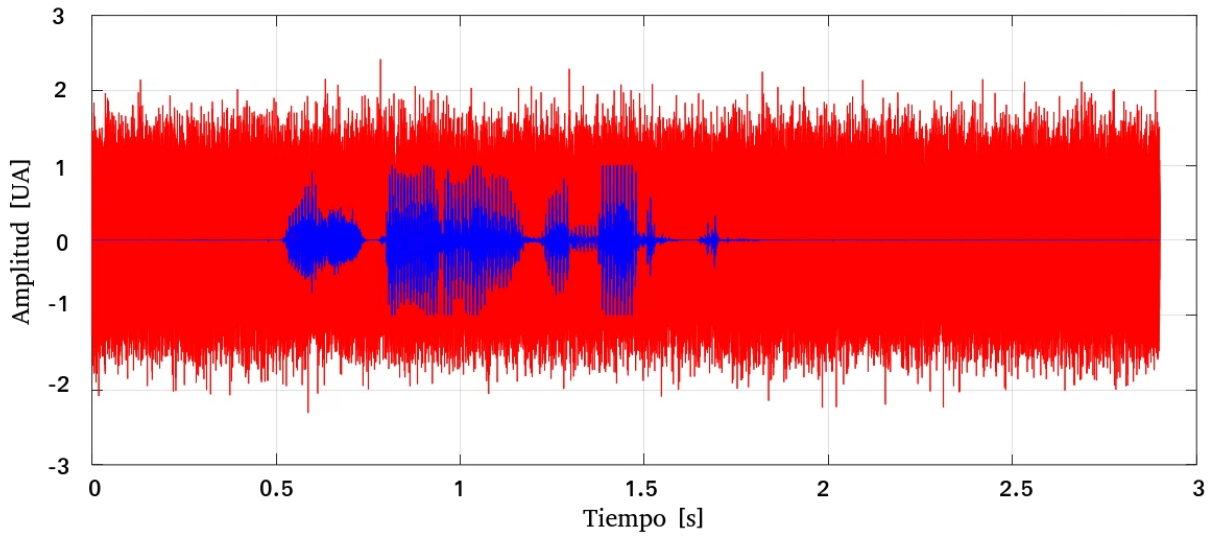


Figura 3.29: Señal capturada por el sensor.

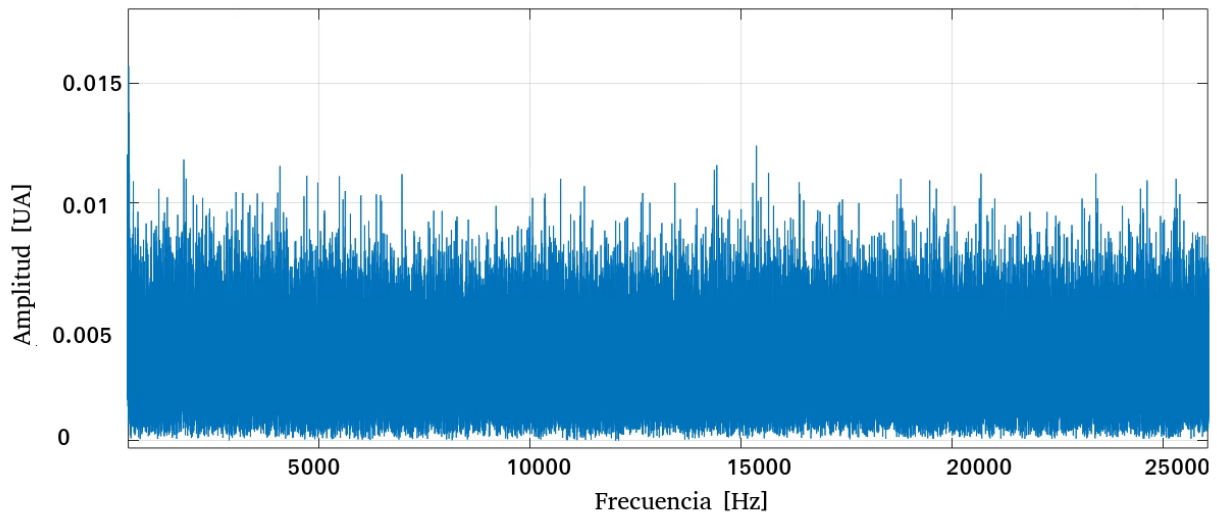


Figura 3.30: Espectro de la señal capturada en el sensor.

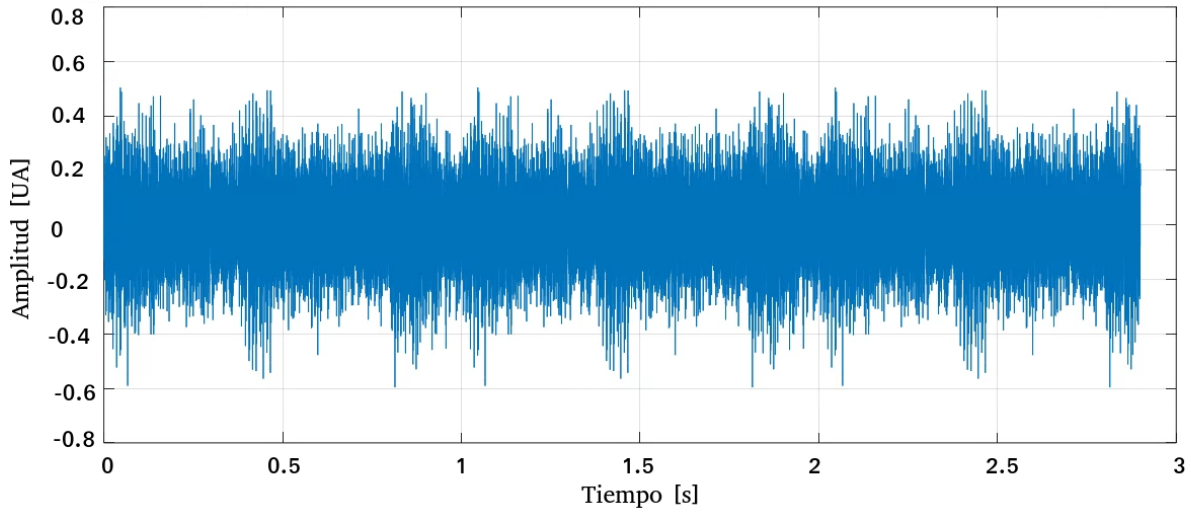


Figura 3.31: Salida obtenida con DAS.

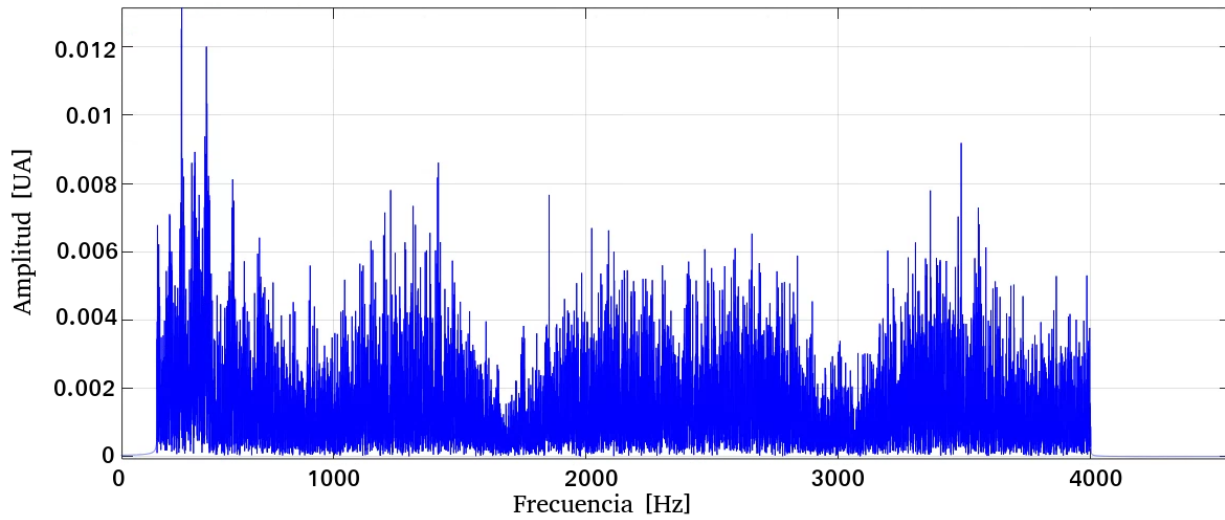


Figura 3.32: Espectro de la salida con DAS.

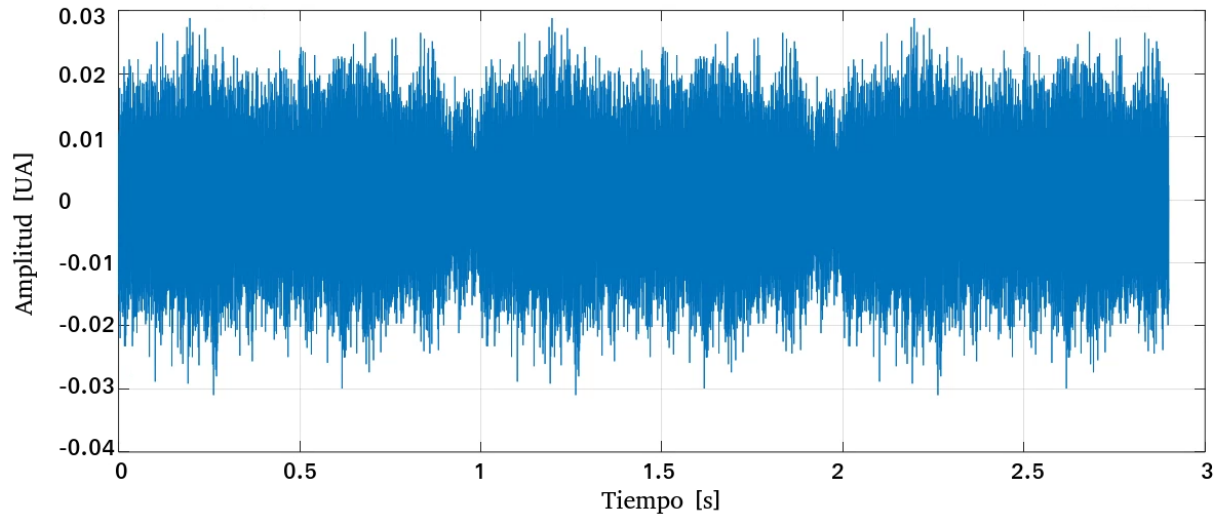


Figura 3.33: Salida obtenida con MVDR.

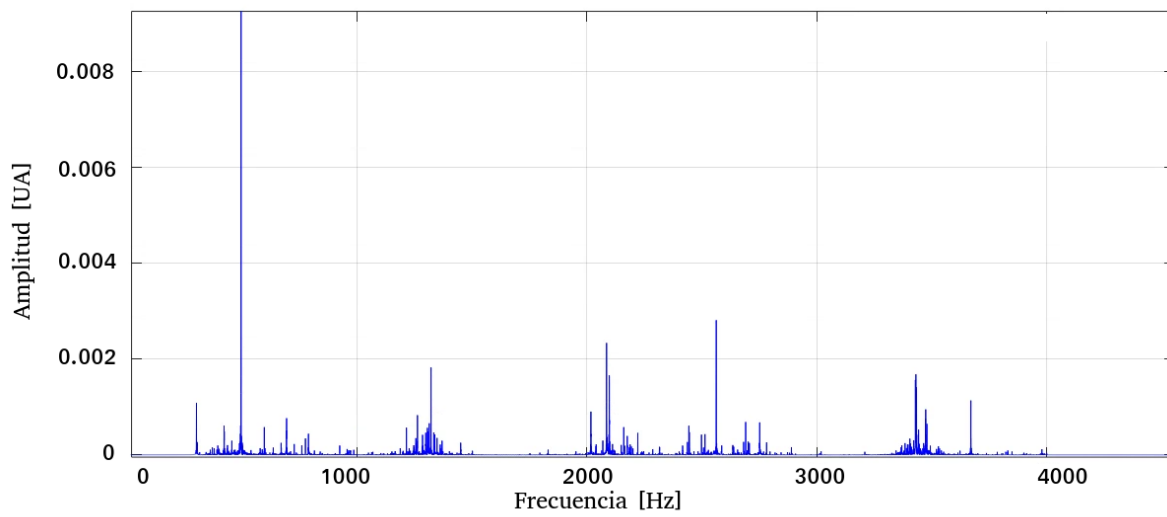


Figura 3.34: Espectro de la salida con MVDR.

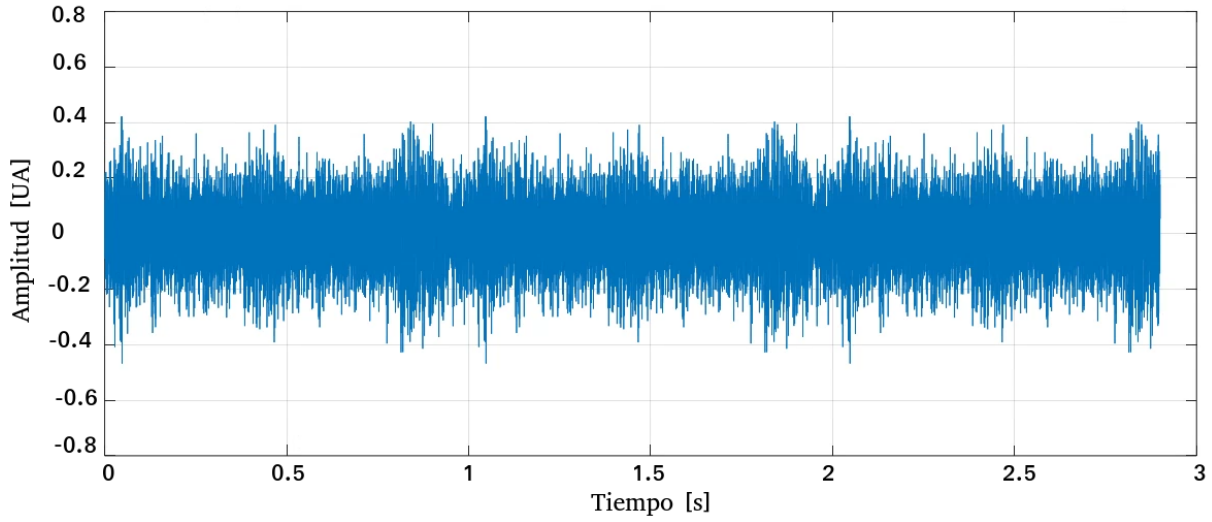


Figura 3.35: Salida obtenida con LCMV.

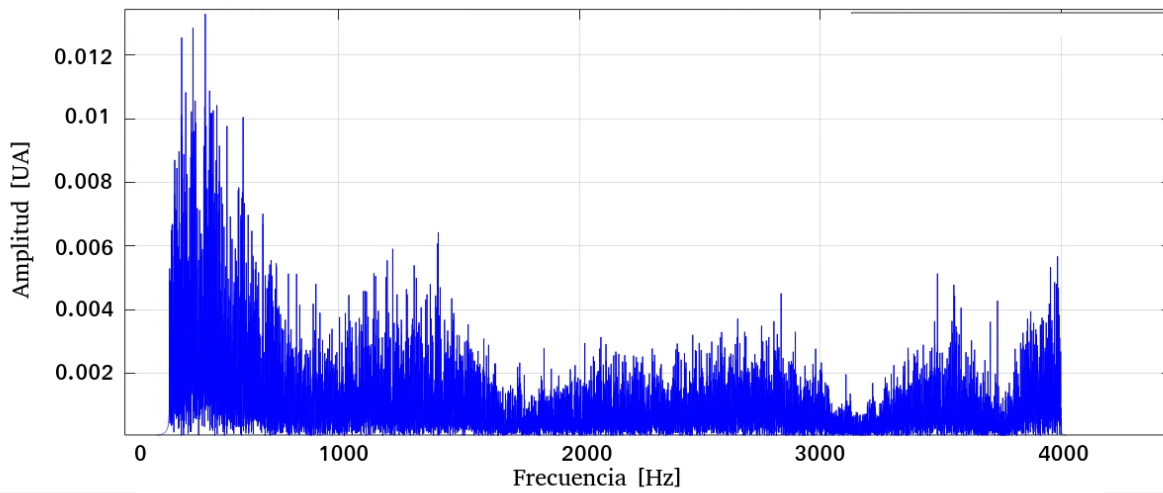


Figura 3.36: Espectro de la salida con LCMV.

$-23.4[dB]$ y para LCMV es $SIR_{lcmv} = -17.19[dB]$, en tanto que para la salida proveniente de uno de los sensores la relación es $SIR_{sensor} = -20.1[dB]$.

En la siguiente sección se analizan y discuten los resultados obtenidos.

3.5. Discusión de resultados de las simulaciones

Simulaciones en aire. El comportamiento de los BF implementados señala que a medida que la relación SNR va disminuyendo el porcentaje de error se incrementa. Este resultado era esperado ya que el aporte de las fuentes de ruido y/o interferencia tiene un mayor peso al disminuir la amplitud de la señal de interés, lo que provoca que el sistema no sea capaz de discernir entre los aportes de cada fuente. El porcentaje de error para DAS y MVDR se mantiene estable al variar la frecuencia, presentándose una mayor fluctuación al reducirse la amplitud de la señal de interés. Para LCMV la variación se presentó en todas las simulaciones, pero ésta se mantiene dentro de un margen más estrecho (en torno al 33%) para valores mayores a $-30[dB]$. En pruebas con SNR menores a $-30[dB]$, el comportamiento para las tres implementaciones se vuelve similar, aunque en el caso de LCMV el porcentaje de error y su variación es menor, convirtiéndose en la implementación con mejor desempeño para dichas condiciones. En términos de fase, LCMV mejora su rendimiento a medida que disminuye la SNR, en comparación con las otras dos implementaciones DAS y MVDR, que tienen un comportamiento idéntico, en este sentido, aunque no se encuentran alejados de los valores reportados para LCMV. A partir de los resultados obtenidos se concluyó que DAS es la implementación con mejor desempeño en cuanto a amplitud y LCMV para fase. Por tal motivo se decidió utilizar a DAS para amplitud y LCMV para fase en el procesamiento de los datos recabados en la implementación física.

Simulaciones en agua. Se advirtió un mejor desempeño de DAS tanto para los valores de amplitud como de fase, seguido de cerca por LCMV. Por otro lado, MVDR presentó un comportamiento de amplitud estable para bajas frecuencias, incrementándose considerablemente a medida que se aumentó la frecuencia, mientras que sus valores de fase son similares a los de DAS y LCMV. A partir de los resultados reportados se eligió utilizar a DAS para procesar los datos obtenidos de los experimentos realizados en el laboratorio usando agua como medio de propagación.

Simulaciones con señales multitonales. MVDR tuvo un desempeño pobre de filtrado. Por tal motivo es importante investigar posibles mejoras en un trabajo futuro como, por ejemplo, una matriz de optimización, ya que éste había presentado buenos desempeños en simulaciones pasadas. DAS y LCMV, por otro lado, obtuvieron una mejora considerable en el SIR, siendo DAS el que mejor resultado produjo. Es importante recalcar que aunque el ruido en la señal resultante no está completamente removido, el que se haya obtenido una mejora en las circunstancias precarias de ruido que se simularon (véase la figura 3.29) se consiguió un resultado no trivial. También es importante mencionar que aunque visualmente no se percibe una total separación entre la señal de interés y las demás fuentes, en el caso de la apreciación auditiva si se distingue un cambio sustancial entre cada caso, por tal motivo se brinda el

siguiente enlace <https://github.com/rpetrearce> donde se almacenan grabaciones con los resultados obtenidos y las condiciones iniciales.

Capítulo 4

Mediciones experimentales, evaluación y análisis de resultados

4.1. Implementación física del sistema propuesto.

4.1.1. Construcción del sensor.

El sensor propuesto emplea el fenómeno de laser speckle para medir deformaciones producidas en la estructura de una fibra óptica multimodal producto de una onda incidente. A partir de los principios enunciados en [2.1](#) se desarrolló un sensor que emplea interferencia multimodal, el cual se muestra en la figura [4.1](#). El sensor consta de una fibra multimodo 62.5/125 de 3[m] de largo enrollada en un cilindro de aluminio, que realiza la función de mandril, el cual produce un efecto de amplificador acústico [32,33](#). La fibra de alimentación y la de recuperación son monomodo 9/125, la fibra de salida tiene un fotodetector integrado. Se utiliza un diodo superluminiscente con longitud de onda central de 1550 [nm] como fuente de luz.

La fibra monomodo a la salida del sensor tiene la función de captar una parte del laser speckle, ya que en este fenómeno podemos observar que existen una gran cantidad de motas luminosas y motas oscuras, ordenadas de cierta manera. Si se le aplica una deformación a la fibra el patrón gira sobre el eje paralelo a la fibra, sin embargo, la cantidad de energía total es constante. Por tal motivo se requiere un dispositivo que capte únicamente una porción de la luz transmitida, para que al producirse la rotación inducida por las deformaciones en la fibra se perciba un cambio en la señal recuperada, ya que el número total de motas luminosas que ingresan a la fibra monomodo se modifica, producto de la rotación descrita. Para el sistema propuesto se utilizan dos sensores como el detallado en este apartado.



Figura 4.1: Sensor elaborado.

4.1.2. Conformación del sistema

En la figura 4.2 se muestra el diagrama a bloques del sistema propuesto. En dicho sistema se presenta una fuente luminosa, que utiliza un acoplador o divisor 1 a 2 para alimentar a ambos sensores. El divisor de haz está aislado por una pequeña cámara pseudoanecoica que evita que el espejo del divisor interactúe con la señal acústica y también elimina reflejos internos, en la figura 4.3 se muestra dicha cámara.

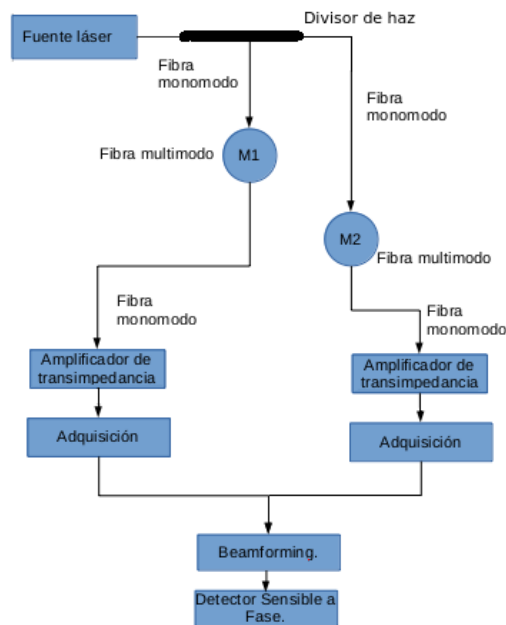


Figura 4.2: Diagrama a bloques del sistema propuesto.

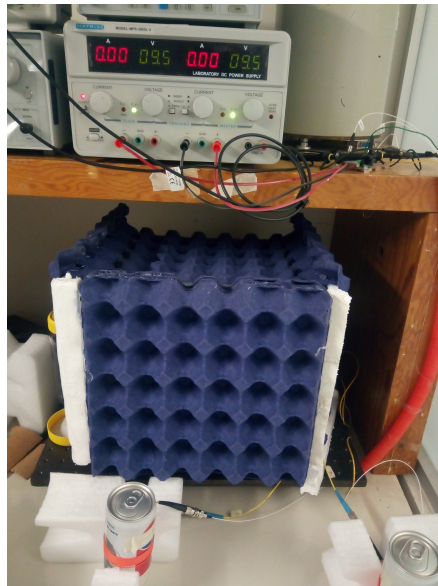


Figura 4.3: Minicámara pseudoanecoica.

El sistema recibe el impacto de una onda acústica que emana de un altavoz electrónico con una respuesta de frecuencia plana. Para cada ambiente (aire y agua) se replicaron las condiciones geométricas propuestas en su respectiva simulación como se muestra en las figuras 3.6 y 3.17. Las señales ópticas capturadas por los sensores se convierten en señales eléctricas a través de amplificadores de transimpedancia, cuya salida se envía a un osciloscopio para almacenarse como registros digitales. Posteriormente, los bloques que se utilizaron en las simulaciones se aplican a las grabaciones, ajustando el valor de referencia del PSD en función de la frecuencia que se esté buscando. Considerando los resultados obtenidos durante las simulaciones, se tomaron las siguientes decisiones: para las pruebas en aire, se utilizó la salida DAS para estimar el valor de amplitud y la salida LCMV para el valor de fase; para las pruebas en agua se utilizó la salida del DAS tanto para los valores de amplitud como de fase.

De forma simultanea a la captura de datos se realizan mediciones con un sonómetro HER-403 para tener un punto de referencia en cuanto a las presiones generadas en la superficie de los sensores que el sistema detecta y, posteriormente, apoyados en la definición de nivel de presión sonora, establecer la sensibilidad del sistema. El nivel de presión sonora L se define como

$$L = 20 \log(p/p_0), \quad (4.1)$$

donde p es el valor efectivo de la señal temporal presión, p_0 es una presión de referencia que depende del ambiente de propagación [31]. Para obtener el valor del nivel de tensión dBV , partiendo de un valor de la tensión eléctrica V medida, se emplea la siguiente ecuación

$$dBV = 20 \log(V). \quad (4.2)$$

4.1.3. Barrido de frecuencia en aire

Se realizó un barrido de frecuencia de 100 [Hz] hasta 20 [kHz] utilizando la configuración mostrada en la figura 3.6 y replicada en el laboratorio como lo muestra la figura 4.4, utilizando como fuentes de interferencia dos bocinas colocadas en las posiciones establecidas anteriormente a través de las cuales se emite ruido blanco. En las figuras 4.5 y 4.6 se muestran los barridos de frecuencia obtenidos.



Figura 4.4: Implementación en el laboratorio.

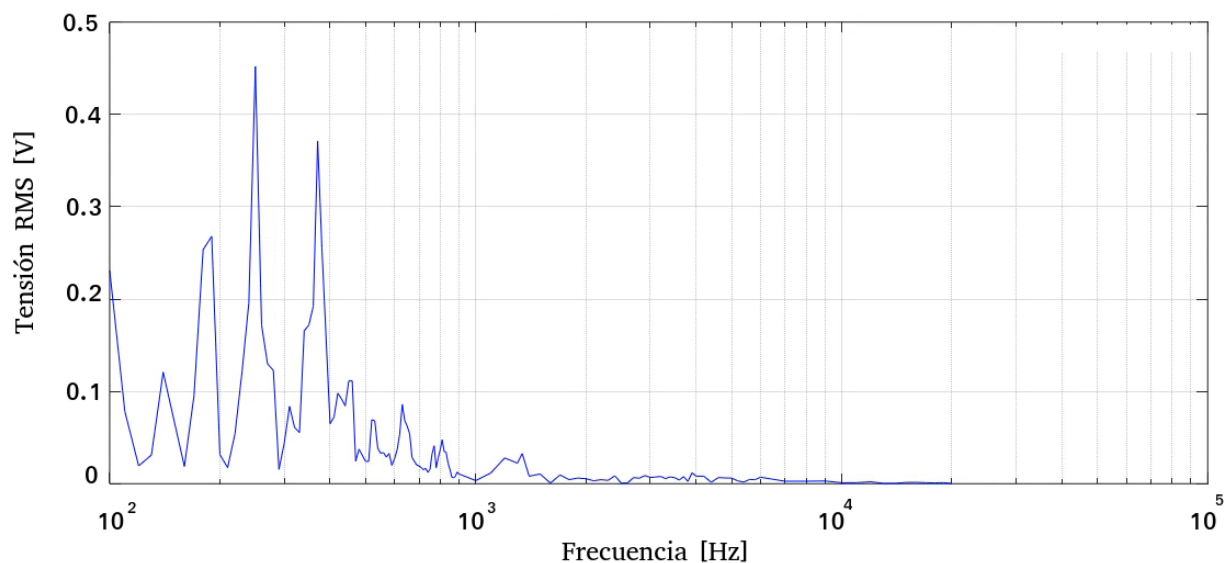


Figura 4.5: Barrido de frecuencia aire (escala logarítmica).

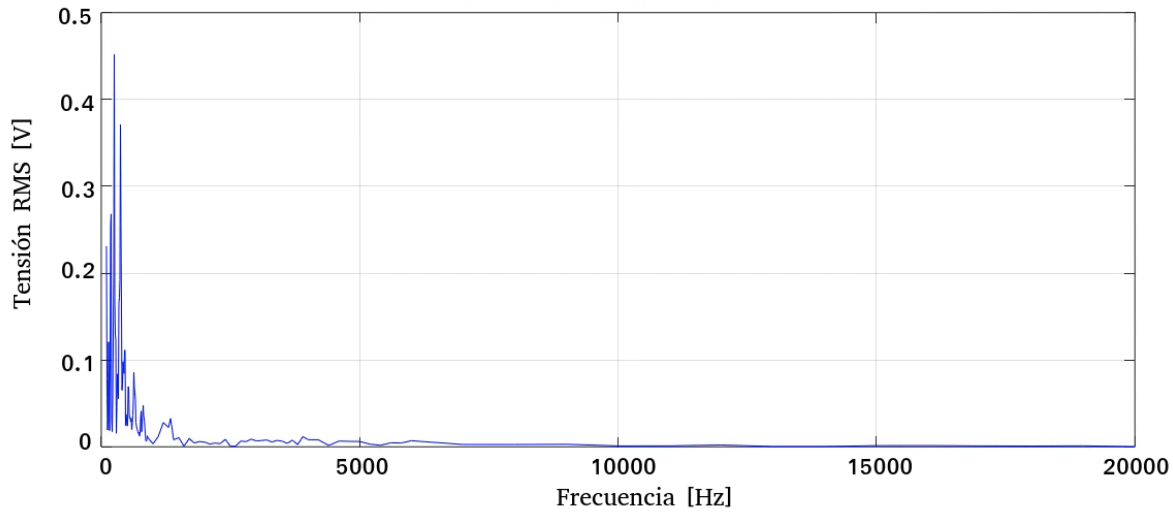


Figura 4.6: Barrido de frecuencia aire (escala lineal).

4.1.4. Barrido de frecuencia en agua

Para el caso en el que se utiliza agua como ambiente de propagación se emplea la configuración mostrada en la figura 3.17 y que fue replicada en el laboratorio como lo muestra la figura 4.7. El barrido de frecuencia realizado comienza en 2[kHz] y termina en 15[kHz]. En las figuras 4.8 y 4.9 se muestran los barridos de frecuencia obtenidos.



Figura 4.7: Implementación en el laboratorio.

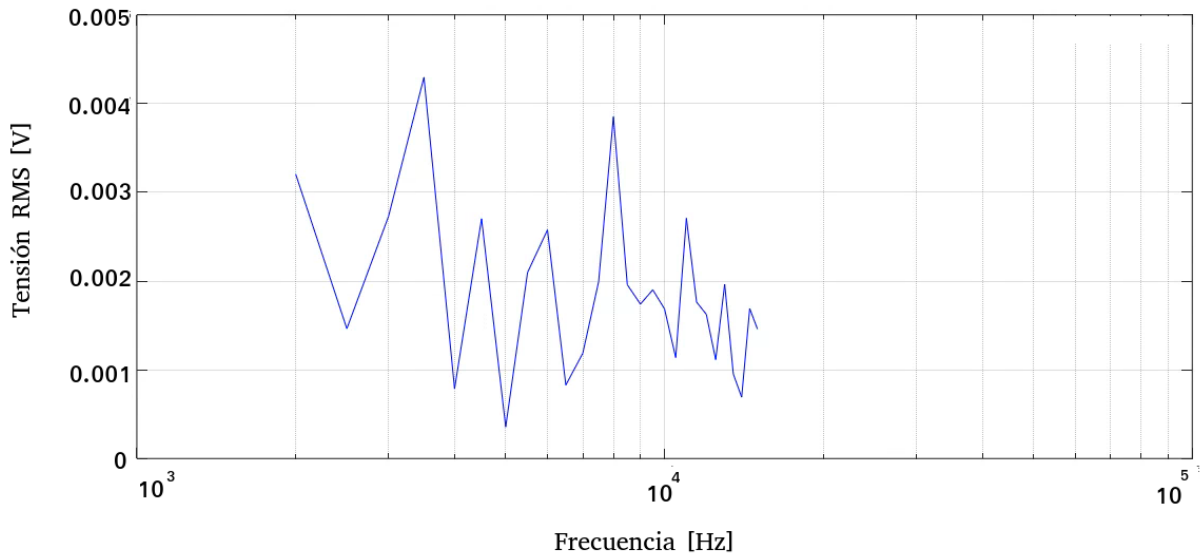


Figura 4.8: Barrido de frecuencia agua (escala logarítmica).

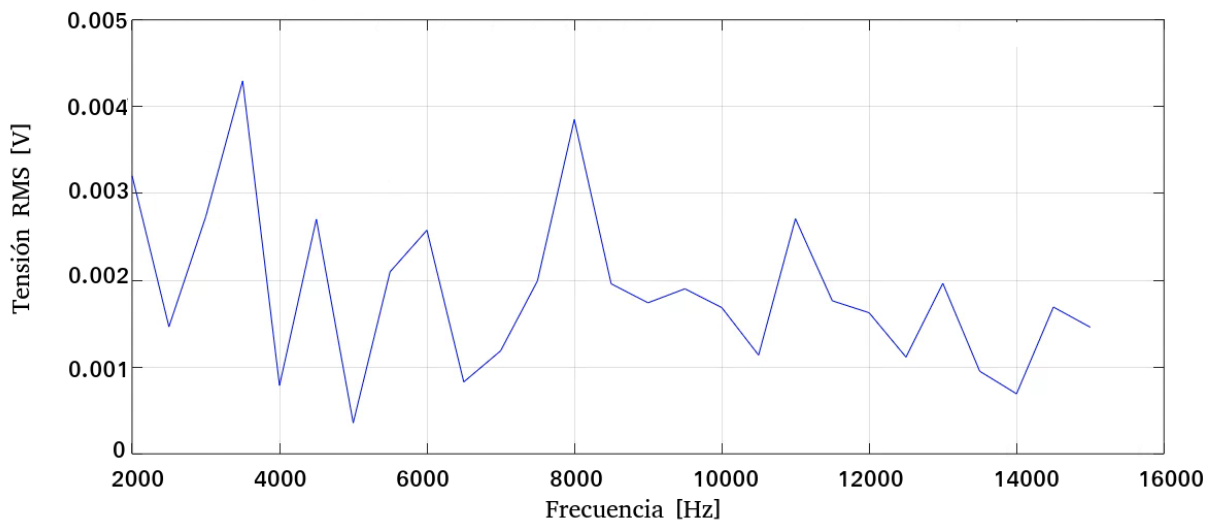


Figura 4.9: Barrido de frecuencia agua (escala lineal).

4.1.5. Sensibilidad del sistema

La sensibilidad de un micrófono se define como la tensión que genera dicho dispositivo cuando sobre su superficie de sensado incide una frecuencia de 1 [kHz] con una presión de 1 [Pa], es decir, 94 [dB] de nivel de presión sonora [31]. A partir de esta definición y utilizando las ecuaciones [4.1] y [4.2] con una presión de referencia de 20 [μPa], correspondiente al aire,

se calcula la sensibilidad del sistema. El valor RMS de la amplitud medido para una señal de 1 [kHz] es de 0.00332 [V] lo que nos da una sensibilidad de $3.32[mV/Pa]$. En la figura 4.10 se muestra la señal obtenida por el sistema y en la figura 4.11 se presenta la señal recuperada a través del procedimiento descrito.

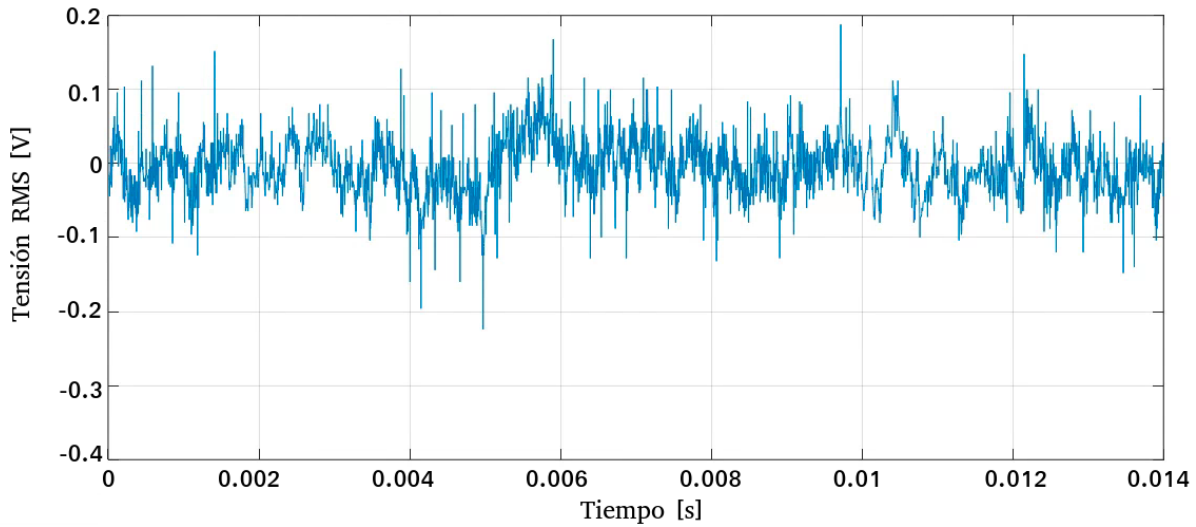


Figura 4.10: Señal recuperada por lo sensores.

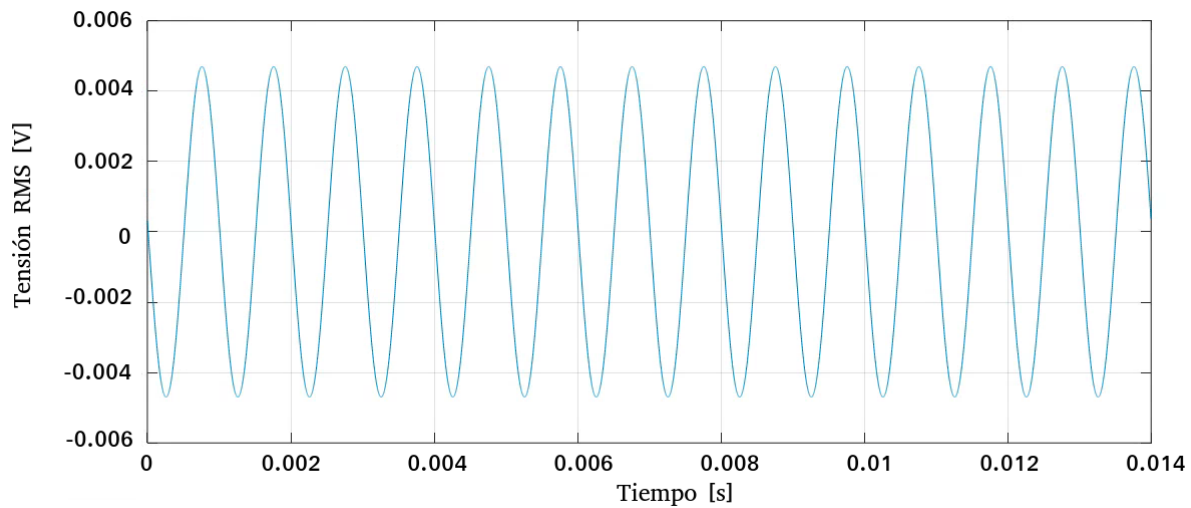


Figura 4.11: Señal recuperada por el sistema.

Para el caso de las pruebas en agua no se realizó la medición de sensibilidad, ya que no se cuentan con las condiciones para llevarla a cabo, esto es, una fuente sumergible capaz de

conseguir un nivel de presión sonora de 94 [dB] para una señal de 1 [kHz].

4.2. Discusión de resultados de la implementación física

Experimentos en aire Se observó una respuesta no uniforme para las pruebas en aire en la región frecuencial inferior a 1 kHz, con varios “picos” en diferentes sub-regiones. Esto indica una necesidad de investigar otros mandriles con otras geometrías así como otras técnicas de fabricación que permitan una distribución de la fibra más uniforme. Habiendo dicho esto, las regiones en las que hay una respuesta alta están dentro del ancho de banda de la voz humana, lo cual apunta a una potencial viabilidad para aplicaciones relevantes.

Experimentos en agua En cuanto a la respuesta en el agua, parece ser uniforme en la región frecuencial probada pero con baja sensibilidad. Desafortunadamente, no se pudieron hacer pruebas de sensibilidad en este ambiente, por lo que se deja para trabajo a futuro.

Es importante recordar que, dado el buen desempeño observado en las simulaciones de DAS para recrear la amplitud y de LCMV para recrear la fase, se optó por utilizar dichos valores, respectivamente, para generar la señal de salida. Con esta combinación se obtuvo una recreación muy cercana a la señal monotonal original (véase la figura [4.11](#)). Asimismo, se obtuvo una sensibilidad aceptable de $3.32[mV/Pa]$ en el aire, estableciendo una viabilidad fuerte de usar el sistema como un sensor acústico muy robusto ante ruido e interferencias en diferentes ambientes de propagación.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo a futuro

La medición de parámetros acústicos permite obtener información que puede ser utilizada en múltiples aplicaciones. Estas mediciones se realizaron mediante interferometría óptica ya que proporciona un elevado grado de precisión, alta sensibilidad, inmunidad al ruido electromagnético, tamaño pequeño, bajo peso, trabajo en altas temperaturas, robustez y operación en ambientes hostiles.

En esta investigación se construyó un sistema compatible con diferentes medios (probado en aire y agua), sin necesidad de realizar ajustes físicos por el cambio de medio de propagación. También permite la selección del rango de funcionamiento en frecuencia y/o un grupo de frecuencias. La técnica de interferencia óptica multimodal posibilita la implementación de sensores de ondas acústicas de forma sencilla y sin necesidad de grandes cantidades de fibra ni procesos de alineación. La configuración utilizada evita posibles daños a los sensores ya que no requiere contacto directo con la fuente acústica, además no emplea instrumentos sofisticados y, en comparación con otros sistemas, se incrementa el rango de medición.

Las pruebas realizadas muestran que al combinar la técnica de PSD y la de BF se mejora el funcionamiento del sistema, ya que permiten separar una señal de interés de elementos ajenos al de estudio que son coincidentes en frecuencia y/o dirección. El rendimiento del sistema depende de diferentes factores como, por ejemplo, la separación entre las fuentes, la dirección de arribo de las señales y la relación señal a ruido.

Durante las pruebas con la implementación física, se encontró la opción de utilizar únicamente una fuente láser, pero, se llegó a la conclusión de que se requiere el uso de un aislamiento acústico en el divisor de haz. De lo contrario, el espejo embebido en el divisor de haz vibrará y dará como resultado condiciones muy desafiantes de analizar con el sistema propuesto. Las respuestas de los sensores no son planas en el dominio de la frecuencia para el ancho de banda estudiado, tanto en el aire como en el agua. Además, los sensores del sistema son omnidireccionales en el plano perpendicular al eje principal del cilindro.

En el caso de las simulaciones en aire se observó que DAS y MVDR muestran un mejor comportamiento en cuanto a amplitud con respecto a LCMV. Sin embargo, en términos de fase, LCMV mejora su rendimiento a medida que disminuye la SNR. Por esta razón, en la implementación física se optó por utilizar el valor de amplitud de la salida de DAS y el valor de fase de la salida de LCMV. En cuanto a la sensibilidad del sistema propuesto en el aire es de 3.32 [mV/Pa].

En el caso de las simulaciones en agua, se advirtió un mejor desempeño de DAS tanto para los valores de amplitud como de fase, seguido de cerca por LCMV. Por otro lado, MVDR presentó un comportamiento de amplitud aceptable para bajas frecuencias, reduciéndose considerablemente a medida que aumenta la frecuencia, mientras que sus valores de fase son similares a los de DAS y LCMV. Por esta razón, en la implementación física se decidió utilizar únicamente los datos de DAS.

Para las señales multitonales se encontró que el sistema reduce la relación señal interferencia SIR en mayor o menor medida. En el caso de MVDR, SIR no es reducida ya que esta implementación carece de una matriz de optimización.

Queda para trabajo futuro:

- Investigar el cambio de desempeño de filtrado entre señales monotonaes y multitonales.
- Medir la sensibilidad del sistema en agua, así como en otros medios de propagación.
- Cuantificar cuál es la separación mínima entre los ángulos de la dirección de arribo de las fuentes involucradas para que sea posible distinguir entre cada una de ellas.
- Considerar otras técnicas de BF, como el cancelador de lóbulos laterales generalizado, así como combinarlas con las técnicas evaluadas.
- Implementar el sistema propuesto para trabajar en línea (no con grabaciones digitales) y probar la implementación física en el rango de frecuencia de ultrasonido.

Bibliografía

- [1] Culshaw B, Kersey A, Wild G, Hinckley S. Fiber-Optic Sensing: A Historical Perspective. *IEEE Sensors Journal*. 2008; 26(9):1064-78. [1](#)
- [2] Wild G, Hinckley S. Acousto-Ultrasonic Optical Fiber Sensors: Overview and State-of-the-Art. *Journal of Lightwave Technology*. 2008; 8(7):1184-93. [1](#), [2](#), [5](#)
- [3] Onda Corporation. *Hydrophone Handbook*. 1st ed. California: Onda Corporation; 2015. [1](#)
- [4] Shepeliov A.V. *Óptica*, Moscú: Ed. URSS, Moscú; 2000. [1](#)
- [5] Yin S, Ruffin P, Yu F. *Fiber Optic Sensors*. 2nd ed. New York: CRC Press; 2008. [1](#), [5](#)
- [6] Hecht E, Zajac A. *Optics*. 3rd ed. USA: Addison-Wesley; 1997. [2](#)
- [7] Traeger F. *Handbook of Lasers and Optics*. 1st ed. Germany: Springer; 2012. [2](#)
- [8] Saleh B. *Fundamentals of Photonics*. 3rd ed. USA: Wiley; 1991. [2](#)
- [9] Zhao Y, Li X, Meng F, Zhao Z. A vibration-sensing system based on SMS fiber structure. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2014; 216:163-7. [5](#)
- [10] Wu Q, Yang M, Yuan J, Chan H, Ma Y, Semenova Y, Wang P, Yu C, Farrell G. The use of a bend singlemode-multimode-singlemode (SMS) fibre structure for vibration sensing. *Optics & Laser Technology*. 2014; 63 :29-33. [5](#), [7](#), [8](#)
- [11] Morris P, Hurrell A, Shaw A. A Fabry-Pérot fiber-optic ultrasonic hydrophone for the simultaneous measurement of temperature and acoustic pressure. *Journal of the Acoustical Society of America*. 2009; 125(6):3611-22. [6](#)
- [12] Wang K, Dong X, Khler M, Kienle P, Bian Q, Jakobi M, Koch A. Advances in Optical Fiber Sensors Based on Multimode Interference (MMI): A Review. *IEEE Sensors Journal*. 2021; 21(1):132-42. [6](#), [7](#), [8](#)
- [13] Olivero M, Vallan A, Orta R, Kienle P, Perrone G. Single-mode-multimode-single-mode optical fiber sensing structure with quasi-two-mode fibers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2018; 67(5):1223-9. [6](#)

- [14] Cloud G. Optical Methods of Engineering Analysis. England:Cambridge University Press; 1998.503p. [6](#), [7](#)
- [15] Razumovsky I. Interference-optical Methods of Solid Mechanics. 1st ed. Russia:Springer 2011. [7](#), [8](#)
- [16] Hariharan P. Basics of interferometry. 2nd ed. California: Academic Press; 2007. [7](#)
- [17] Creath K. Phase-shifting speckle interferometry. Applied Optic. 1985; 24(18):3053–58. [7](#)
- [18] Soldano L, Pennings E. Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications. Journal of Lightwave Technology. 1995; 13(4):615–27. [7](#), [8](#)
- [19] Mehta A, Mohammed W, Johnson E. Multimode interference based fiber optic displacement sensor. IEEE Photonics Technology Letters. 2003; 15(8):1129–31. [7](#), [8](#)
- [20] García A, Tabib M. Fiber-optic force and displacement sensor based on speckle detection with 0.1 nm and 0.1 angstrom resolution. Sensors and Actuators: A. Physical. 1993; (36):199–208. [8](#)
- [21] Gauthier R, Ross C. Theoretical and experimental considerations for a single-mode fiber-optic bend-type sensor. Applied Optics. 1997; 36(25):6264–73. [9](#)
- [22] Efendioglu H, Yildirim T, Fidanboylu K. Prediction of Force Measurements of a Micro-bend Sensor Based on an Artificial Neural Network. Sensors. 2009; (9):7167–76. [9](#)
- [23] Benesty J, Cohen I, Chen J. Array Beamforming with Linear Difference Equations. Switzerland: Springer; 2021. [9](#), [10](#), [11](#), [12](#), [13](#)
- [24] Benesty J, Chen J, Huang Y. Microphone Array Signal Processing. Germany: Springer; 2008. [9](#), [10](#), [11](#), [12](#), [13](#)
- [25] Monzingo R, Haupt R, Miller T. Introduction to adaptive arrays. 2nd ed. California: Scitech; 2011. [9](#), [10](#), [11](#), [12](#), [13](#)
- [26] Dougherty R, Gerges S, Fonseca W. State of the art beamforming software and hardware for applications. 16 International Congress on Sound and Vibration. 2009 jul 5-9; Krakow, Poland. [10](#), [11](#), [12](#), [13](#)
- [27] Bhagyajyothi I, Bhaskar P, Parvathi C. Design and Development of Advanced Lock-in Amplifier and its Application. Sensors & Transducers. 2013; 153(6):22-28. [13](#), [14](#), [15](#)
- [28] Kloos G. Applications of Lock-in Amplifiers in Optics. Washington: SPIE PRESS; 2018. [13](#), [14](#), [15](#)
- [29] Blair D, Sydenham P. Phase sensitive detection as a means to recover signals buried in noise. Journal of Physics E: Scientific Instruments. 1975; 8(8):621–27. [13](#)

- [30] Wang H, Wang R, Qiao Y, Lv T, Yang L. Mathematical Derivation and Parameter Analysis of Phase-sensitive Detection Principle. 2020 12th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC); 2020 Aug 22-23; Hangzhou,China: IEEE; 2020.p.7-11 [14](#), [15](#)
- [31] Möser M. Engineering Acoustics. 2nd ed. Germany: Springer; 2009. [43](#), [46](#)
- [32] Layton M, Bucaro J. Optical fiber acoustic sensor utilizing mode-mode interference. Applied Optics. 1979; 18(5):666–70. [41](#)
- [33] Liang T, Lin Y. A fiber-optic sensor for the ground vibration detection. Optics Communications. 2013; 306: 190-97. [41](#)