

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

ESCOLA POLITÈCNICA SUPERIOR DE GANDIA

MÁSTER EN INGENIERÍA ACÚSTICA

---



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCOLA POLITÈCNICA  
SUPERIOR DE GANDIA

**“Caracterización de un transductor  
paramétrico para emular el patrón acústico  
de neutrinos de energía ultra alta como  
calibrador del telescopio de neutrinos  
KM3NeT”**

*TRABAJO FINAL DE MÁSTER*

Autor:

*Diego i Tortosa, Dídac*

Directores:

*Martínez Mora, Juan Antonio*

*Ardid Ramírez, Miguel*

*Felis Enguix, Ivan*

GANDIA, 2017

# Caracterización de un transductor paramétrico para emular el patrón acústico de neutrinos de energía ultra alta como calibrador del telescopio de neutrinos KM3NeT

*Autor: Diego i Tortosa, Dídac*

*Director 1: Martínez Mora, Juan Antonio*

*Director 2: Ardid Ramírez, Miguel*

*Director 3: Felis Enguix, Ivan*

*Resumen* — El grupo de investigación en *Acústica Aplicada a la Detección de Astropartículas* de la UPV colabora en el desarrollo del Telescopio de neutrinos KM3NeT. Actualmente, se desarrolla un calibrador en forma de array para emular el pulso acústico del neutrino cuando este interactúa en el agua y calibrar así los hidrófonos del telescopio. Dicho pulso, tiene la característica que siendo de baja frecuencia entre los 20 a 50 kHz, presenta un patrón de directividad bastante estrecho. En este trabajo se realiza un estudio previo con señales paramétricas que permiten entender la generación del efecto paramétrico empleando un transductor plano. Para posteriormente, caracterizar un elemento del array calibrador estudiando las magnitudes lineales y no lineales de directividad, atenuación y variación de voltaje, y presentando un valor de ajuste que evidencia la generación del efecto paramétrico, especialmente apreciable con la señales sweep paramétricas de larga duración (1000  $\mu$ s). Finalmente, se realiza una simulación del comportamiento en directividad del array de 5 elementos, esperando que a partir de los 100 m todo el array se comporte como un único elemento.

Palabras claves: Neutrino, efecto paramétrico; caracterización; transductor; array.

*Abstract* — The research group on Acoustics Applied to the Detection of Astroparticles of the UPV collaborates in the development of the KM3NeT neutrino telescope. Currently, an array calibrator is developed to emulate the acoustic pulse of the neutrino when it interacts with the water and calibrates the hydrophones of the telescope. Said pulse has the characteristic that being of a low frequency between 20 to 50 kHz, has a very narrow directivity pattern. In this work, a previous study with parametric signals is made that allows us to understand the generation of the parametric effect using a flat transducer. To characterise an element of the array calibrator by studying the linear and nonlinear magnitudes of directivity, attenuation and voltage variation, and presenting an adjustment value that shows the generation of the parametric effect, especially appreciable with the parametric sweep signals of long duration (1000  $\mu$ s). Finally, a simulation of the behavior in directivity of the array of 5 elements is performed, hoping that from 100m the entire array behaves as a single element.

Keys words: Neutrino, parametric effect, carachterization, transductor, array.

Nota 1: Toda figura, tabla o ilustración en que no se indique la fuente de procedencia, se debe entender como elaboración propia.

Nota 2: La definición de variables usadas en las distintas ecuaciones aparecerán indicadas una sola vez a en toda la tesina.

Autor: Diego i Tortosa, Dídac

e-mail: didieit@upv.es

Fecha de entrega: Septiembre 2017



Para ver una copia de esta licencia, visite:  
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>

# ÍNDICE

<b>I. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....</b>	<b>3</b>
<b>II. TELESCOPIO DE NEUTRINOS Y EFECTO PARAMÉTRICO.....</b>	<b>5</b>
<b>II.1. Telescopio de neutrinos KM3NeT y aplicación del efecto paramétrico .....</b>	<b>5</b>
<b>II.2. Definición y generación del efecto paramétrico .....</b>	<b>6</b>
<b>II.3. Elección del modelo paramétrico teórico.....</b>	<b>7</b>
<b>III. MÉTODOS DE CARACTERIZACIÓN .....</b>	<b>9</b>
<b>III.1. Generación y estudio de señales paramétricas .....</b>	<b>9</b>
III.1.1. Seno paramétrico .....	10
III.1.2. Sweep paramétrico.....	11
<b>III.2. Magnitudes a caracterizar.....</b>	<b>12</b>
III.2.1. Admitancia eléctrica.....	12
III.2.2. Sensibilidad acústica de transmisión (TVR) .....	12
III.2.3. Directividad .....	13
III.2.4. Atenuación.....	14
III.2.5. Variación de voltaje eléctrico .....	14
<b>III.3. Montaje del sistema .....</b>	<b>14</b>
III.3.1. Método experimental del estudio.....	14
III.3.2. Instrumentación utilizada.....	15
<b>III.4. Consideración de distancias características.....</b>	<b>17</b>
III.4.1. Distancia en relación al emisor .....	17
III.4.2. Distancia de absorción no lineal .....	17
III.4.3. Distancia en relación al montaje experimental.....	18
III.4.4. Aplicación de distancias características .....	18
<b>III.5. Análisis de señales registradas .....</b>	<b>19</b>
<b>IV. AJUSTE EN LAS MEDIDAS .....</b>	<b>22</b>
<b>IV.1. Ajuste en el estudio de la directividad .....</b>	<b>22</b>
<b>IV.2. Ajuste en el estudio de la atenuación .....</b>	<b>24</b>
<b>IV.3. Ajuste en el estudio de la variación de voltaje .....</b>	<b>25</b>
<b>V. RESULTADOS .....</b>	<b>26</b>
<b>V.1. Emisor AIRMAR-P319 .....</b>	<b>26</b>
<b>V.2. Emisor UCE-534541 .....</b>	<b>30</b>
<b>V.3. Discusión de resultados experimentales .....</b>	<b>32</b>
<b>V.4. Simulación del calibrador para el Telescopio KM3NeT.....</b>	<b>33</b>
<b>VI. CONCLUSIONES.....</b>	<b>34</b>
<b>FUTUROS ESTUDIOS Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.....</b>	<b>35</b>
<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>36</b>
<b>ANEXOS.....</b>	<b>38</b>

# I. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

---

Por el espacio interestelar se encuentran viajando partículas de diferente naturaleza (rayos cósmicos, fotones, neutrinos, etc.), todas ellas son de especial interés para la Astrofísica, que es la aplicación de las leyes físicas a la Astronomía para el estudio de la estructura, composición y evolución de los astros en el Universo. Se pretenden detectar con cierta precisión para extraer información relevante de sus fuentes donde se han generado, de su trayectoria, etc. El neutrino es una astropartícula, y una de sus características es que es capaz de atravesar La Tierra dado que su probabilidad de interacción con la materia es muy baja. Algunos de estos neutrinos pueden llegar a tener energías extremadamente altas (del orden del julio), y en caso de producirse una interacción en un medio (como el agua) generaría una cascada de partículas secundarias que depositarían dicha energía de forma casi instantánea en un volumen pequeño (en primera aproximación se podría considerar un cilindro del orden del cm de radio y del m de longitud), produciendo así un sobrecalentamiento rápido en el medio y creando una onda acústica muy característica: un pulso bipolar muy directivo ( $\pm 1^\circ$ ), propagándose de forma transversal al cilindro, y de frecuencia comprendida entre los 2 y los 50 kHz [1,2]. El telescopio submarino KM3NeT [3], que se está construyendo en el Mediterráneo, usa módulos ópticos y acústicos para detectar neutrinos. El grupo de investigación de Acústica para la Detección de Astropartículas de la UPV (Universitat Politècnica de València) colabora en KM3NeT y está desarrollando un calibrador en forma de array para emular el pulso acústico tras la interacción de un neutrino ultraenergético y así calibrar los hidrófonos del telescopio para dicho fin [4]. Dicho calibrador está en proceso de caracterización y el presente estudio tiene como objetivo caracterizar un elemento del mismo.

Como la finalidad del array calibrador es emular la interacción de un neutrino en el agua, se pretende conseguir generar una señal directiva de baja frecuencia, y esto se puede conseguir de forma conveniente con el llamado efecto paramétrico, el cual al transmitir dos frecuencias distintas, se genera en un medio no lineal, armónicos múltiples de dichas frecuencias, incluyendo la frecuencia suma y diferencia. Así, mediante la frecuencia diferencia secundaria se puede generar una baja frecuencia con una alta directividad heredada de los haces primarios a alta frecuencia.

Para conseguir generar el efecto paramétrico se hace uso de señales paramétricas, las cuales son producto de una combinación entre una señal moduladora y otra portadora (modulación). Al realizar la modulación, en el dominio frecuencial, se consiguen dos haces de frecuencia moduladora sumada y restada a la frecuencia de la portadora. La diferencia entre ambas será la que genere el efecto paramétrico, y para el caso, el medio generará una señal con dicha frecuencia diferencia (haz secundario) pero con la directividad de la señal portadora (haz primario).

Ya que el **objetivo principal** es **caracterizar un elemento de un array**, debe quedar claro que esto significa estudiar el comportamiento del elemento del calibrador (*UCE-534541*), se hace necesario aprender a generar y controlar el efecto paramétrico para el cual está pensado su diseño. Como no es sencillo generar, y mucho menos controlar el efecto paramétrico en un medio no lineal, es conveniente realizar estudios previos para demostrar poder generar y analizar el efecto paramétrico y las posibles técnicas de análisis. Todos los estudios previos, se realizarán con el transductor *AIRMAR P-319* como emisor, un transductor con una cerámica piezoeléctrica plana, ya que el primer estudio sobre la generación de este tipo de señales se hizo con un transductor plano [5]. Posteriormente existen estudios con transductores cilíndricos [6,7,8] como los elementos que componen el array.

Como objetivos secundarios, en beneficio del alumno, se encuentra aprender el manejo de la instrumentación de medida y de los distintos programas que se manejan para la realización del presente trabajo, así como poder aplicar los conocimientos aprendidos durante el Máster Universitario en Ingeniería Acústica, ampliándolos en la parte de acústica no lineal y el manejo de transductores piezoeléctricos, siendo capaz de llevar a cabo una investigación como esta. Además, el alumno aprenderá a aplicar muchos métodos teóricos (explicados en el TFM –Trabajo Final de Máster-) y corroborarlos con mediciones y cálculos experimentales, también dándose cuenta de la posibilidad de extrapolar lo aprendido a otras aplicaciones.

El trabajo lo componen 6 capítulos en total:

- El capítulo *I* (el presente) consiste en una introducción al tema de estudio, nombrando todo aquello que contiene la tesina y clarificando los objetivos (y en consecuencia justificando) el estudio a realizar.
- El capítulo *II* contextualiza la finalidad del trabajo. Se presenta el neutrino y sus características en su paso por La Tierra, se explica el Telescopio detector para el que se ha desarrollado el array a caracterizar y se presenta exhaustivamente el llamado efecto paramétrico.
- El capítulo *III* explica la generación del efecto paramétrico en los experimentos. Presenta también cada una de las distintas magnitudes que se van a calcular y su proceso de obtención. Expone el montaje del sistema que se va a usar y los instrumentos que lo componen. Para finalizar, hace explicación de unas distancias características que se deben tener presentes durante el estudio.
- El capítulo *IV* explica los ajustes que se harán sobre las medidas para identificar el efecto paramétrico.
- El capítulo *V* expone las magnitudes obtenidas con cada emisor usado y se lleva a cabo una simulación de directividad con el array completo (5 elementos). Todos los resultados son comentados en el último apartado del capítulo.
- El capítulo *VI* enumera las conclusiones alcanzadas fruto del trabajo.

Para finalizar, el TFM se cierra con un listado de futuros estudios y líneas de investigación, y otro apartado de referencias.

## II. TELESCOPIO DE NEUTRINOS Y EFECTO PARAMÉTRICO

### II.1. Telescopio de neutrinos KM3NeT y aplicación del efecto paramétrico

El estudio de las partículas elementales de origen astrofísico que viajan por el espacio interestelar es de gran interés, pues de ellas se puede extraer información relevante sobre la estructura, composición y evolución de los astros, para entender el origen del propio Universo [1,2]. Por ello, la detección y el estudio de estos elementos es de gran utilidad para la Física de Astropartículas.

De entre las astropartículas conocidas, el neutrino ( $\nu$ ), con una masa muy baja, sin carga eléctrica y de interacción muy débil, viaja por el espacio sin apenas variar su trayectoria desde zonas del Universo muy lejanas (ver *Figura 1*).

Para la detección en la Tierra del neutrino se han instalado algunos telescopios especiales. Actualmente se encuentra en desarrollo el segundo telescopio de neutrinos localizado en las profundidades del Mar Mediterraneo, con el nombre de KM3NeT (el primero fue ANTARES [9]).

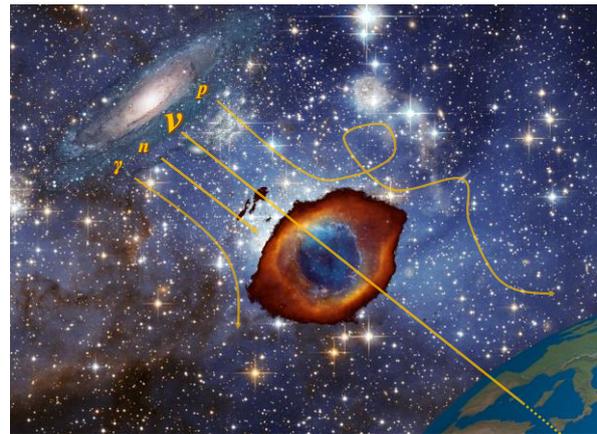


Figura 1: Representación de la trayectoria de partículas gamma ( $\gamma$ ), neutrones ( $n$ ), neutrinos ( $\nu$ ) y protones ( $p$ ) en el espacio.

KM3NeT pretende, entre otros estudios, detectar de forma indirecta la materia oscura. Hace uso de tecnología óptica y acústica para la detección de los neutrinos.

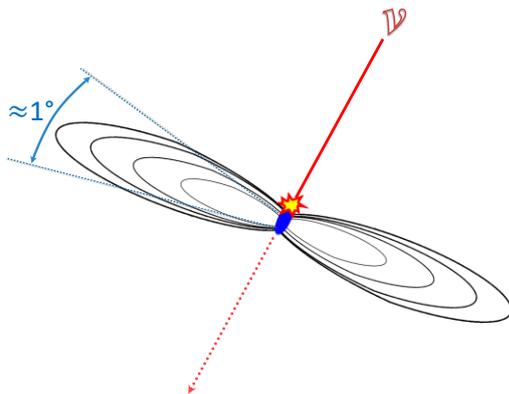


Figura 2: Representación de la cascada producida por la interacción de un neutrino en el fluido acuático y la directividad de presión producida por el pulso generado.

La propuesta de la detección acústica de neutrinos se basa en que el neutrino ultraenergético al interactuar con un núcleo del agua, deposita aproximadamente el 25% de su energía en una minúscula cavidad cuasi-cilíndrica (ver *Figura 2*). Tanta energía en tan poco volumen y tiempo sobrecalienta el medio de tal manera que produce una onda de choque en el plano perpendicular a su dirección muy directiva ( $\approx 1^\circ$ ).

Con el tiempo, la onda presenta un perfil de pulso bipolar. El pulso bipolar creado está comprendido entre el rango de los 2 y 50 kHz en el dominio de la frecuencia [2].

Como en el presente estudio se pretende caracterizar el transductor que se usaría como calibrador de los sensores acústicos para la detección de neutrinos en KM3NeT, se debe llegar a emular dicho pulso bipolar y determinar sus principales características. Para ello se considera la generación del efecto paramétrico, consiguiendo un haz de baja frecuencia ultrasónica con un alto grado de directividad.

A continuación se presenta y se describe el llamado efecto paramétrico y su generación en el estudio.

## II.2. Definición y generación del efecto paramétrico

El efecto paramétrico es un efecto acústico no lineal que aparece a amplitudes grandes y lleva asociado la aparición de nuevas frecuencias de una onda durante su propagación. En concreto, la propagación de una onda que es combinación lineal de dos señales de frecuencias distintas produce la aparición en el medio de frecuencias que son combinaciones de esta, tales como la frecuencia suma, diferencia, etc [10] (ver *Figura 3*).

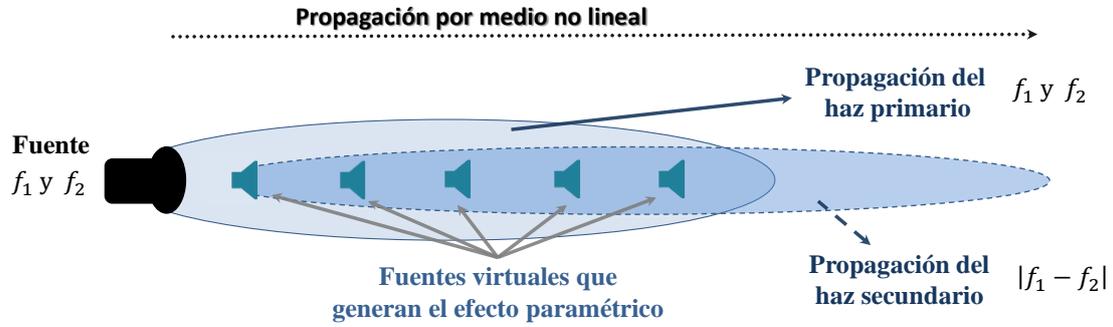


Figura 3: Esquema de la aparición del efecto paramétrico de frecuencia diferencia en un medio no lineal.

El esquema de la *Figura 3* hace referencia a la aparición de frecuencias que no estaban presentes en la señal emitida por la fuente. Se diferencia entre el llamado haz primario (o haz principal), referido al contenido espectral transmitido por el emisor, y el haz secundario (o haz paramétrico), referido al contenido espectral creado por la no linealidad del medio de transmisión (aparición del efecto paramétrico), en concreto, hace referencia a la aparición de la frecuencia diferencia ( $f_d = |f_1 - f_2|$ ) en la señal recibida, la cual es inexistente en la señal enviada (así como otras frecuencias que quedan fuera de este trabajo). En este estudio la  $f_d$  será la frecuencia de interés en la generación del efecto paramétrico para conseguir frecuencias bajas pero directivas, que imiten las características del pulso bipolar generado por el paso del neutrino en el agua; por ello, durante todo el trabajo se referirá únicamente a la aparición de la frecuencia diferencia, obviando la aparición de otros armónicos. La mayor atenuación que sufren las altas frecuencias (para el caso, el haz primario) permite que a grandes distancias el haz secundario sea predominante.

Otra característica del efecto paramétrico es la de no aumentar la intensidad del haz secundario linealmente con el aumento de la intensidad de la señal emitida (haz primario) [2,4], por tratarse de un fenómeno no lineal.

Se puede predecir teóricamente el haz secundario, que está relacionado con la segunda derivada en tiempo de la envolvente al cuadrado del haz primario, como muestra la siguiente ecuación (ver *ecuación 1*) [11].

$$p(x, t) = \left(1 + \frac{B}{2A}\right) \frac{P^2 S}{16\pi\rho c^4 \alpha x} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left[ E \left( t - \frac{x}{c} \right) \right]^2 \quad (1)$$

Siendo:

$p(x, t)$ : Presión del haz secundario en la posición  $x$  e instante  $t$  [Pa].

$\frac{B}{A}$ : Parámetro de no linealidad del medio de propagación de la onda.

$P$ : Amplitud de presión del haz primario [Pa].

$S$ : Superficie del transductor emisor [ $m^2$ ].

$\rho$ : Densidad del medio de propagación [ $kg/m^3$ ].

$c$ : Velocidad de propagación de la onda por el medio [m/s].

$\alpha$ : Coeficiente de absorción del medio [Np/m].

$E \left( t - \frac{x}{c} \right)$ : Función de la envolvente del haz primario.

Como el haz primario tiene contenido de mayor frecuencia que el haz secundario la amplitud decae más rápidamente durante su propagación, llegando a tener únicamente contenido de baja frecuencia directivo. Como en este estudio únicamente se van a realizar mediciones en laboratorio, no se han ensayado a grandes distancias de separación entre transductores, así que la señal recibida estará compuesta por la mezcla de ambos haces, siendo necesario un estudio diferenciador (este estudio queda explicado en el capítulo IV).

### II.3. Elección del modelo paramétrico teórico

Existen distintos modelos teóricos que muestran el comportamiento esperado del haz secundario, bajo distintos niveles de aplicación [12,13,14] (ver Figura 5). Aquí se exponen las bases de la formulación del efecto paramétrico para centrarse en aquellos modelos que se ajusten a las características de los estudios presentes.

Para implementar un modelo de efecto paramétrico, se asume que un transductor plano se coloca en el plano  $Y-Z$  con su eje acústico coincidente con el eje  $X$ . La geometría se muestra en la Figura 4.

La presión en el campo lejano de un transductor de este tipo, emite ondas de frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ , pudiéndose representar en la forma

$$p_{1,2} = (P_{1,2}/r)D_{1,2}(\gamma, \Phi) \exp[-(\alpha_{1,2} + jk_{1,2})r] \quad (2)$$

Donde  $D_{1,2}(\gamma, \Phi)$  es la función de directividad normalizada en las respectivas frecuencias.

Despreciando cualquier interacción del campo cercano del transductor y cualquier orden superior de interacciones, el punto de presión de la frecuencia diferencia  $(R, \theta, \eta)$  puede ser escrito en forma de una integral de dispersión

$$p_d(R, \theta, \eta) = -\frac{\omega_d^2 P_1 P_2 \beta}{4\pi \rho_o c_o^4} \iiint \frac{D_1(\gamma, \Phi) D_2(\gamma, \Phi)}{r^2 s} \times \exp[-(\alpha_1 + \alpha_2 + jk_d)r - (\alpha_d + jk_d)S] dV \quad (3)$$

considerando que  $s=R-r$ . Los efectos de interacción en el campo lejano pueden tenerse en cuenta tomando el límite inferior de  $r$  en la integral como cero, si bien el observador está en el campo lejano del volumen de interacción, y si las señales de haz primario y de frecuencia diferencia son altamente direccionales.

$$p_d(R, \theta, \eta) = -\frac{2\pi f_d P_1 P_2 \left(1 + \frac{B}{2A}\right)}{4\pi \rho_o c_o^4 r} \exp[-(\alpha_d + jk_d)r] \times \int_{-\frac{1}{2}\pi}^{\frac{1}{2}\pi} \int \frac{D_1(\gamma, \Phi) D_2(\gamma, \Phi) \cos(\gamma)}{\alpha_T + jk_d(1-u)} \quad (4)$$

Esta expresión puede usarse para calcular resultados normalizados [15].

A continuación se presenta el glosario de las variables (no definidas) usadas en el apartado II.2.

<b>R</b>	Distancia de Rayleigh [m] (explicada a continuación).	<b>Subíndices:</b>	
<b>r</b>	Distancia entre el emisor y el punto de cálculo [m].	$1$	Del haz primario 1.
<b>D</b>	Directividad de la onda.	$2$	Del haz primario 2.
<b>k</b>	Número de onda [ $m^{-1}$ ].	$o$	Del medio no lineal.
<b><math>\omega</math></b>	Frecuencia angular de la onda [rad/s].	$d$	De la frecuencia diferencia.

A partir de aquí, se pueden encontrar distintas soluciones concretas en función de las características de los haces primarios que interfieren y distintas condiciones del medio de interacción. Los ámbitos de aplicación de los distintos modelos se pueden representar en función de los valores que toman tres distancias características:

- Distancia de Rayleigh  $L_R$ , a partir de la cual comienza el campo lejano del transductor.
- Distancia de choque  $L_S$ , la cual indica el fin de la deformación de la señal que se vuelve abrupta en forma de dientes de sierra por las distintas velocidades de propagación de sus presiones por el medio.
- Distancia de absorción  $L_A$ , la cual limita la total atenuación del haz primario, permitiendo la propagación única del efecto paramétrico.

A pesar de que en el apartado 4 del capítulo III se indicará como se calcula cada una de las distancias explicadas anteriormente, así como el valor que toman en las medidas tomadas, se muestra en la Figura 5 los distintos modelos de aplicación en función de dichos valores.

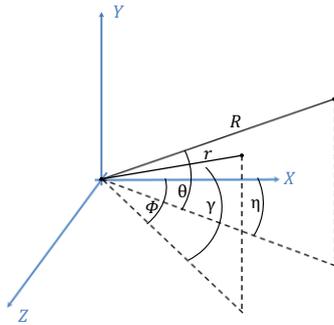


Figura 4: Geometría usada en [15].

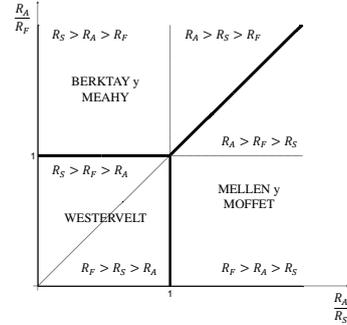


Figura 5: Selección de modelo para estudiar el haz secundario.

En base a estas distancias, se puede resolver la ecuación 4 distinguiendo dos casos:

- **Caso I:**  $D_1(\gamma, \Phi) = D_2(\gamma, \Phi)$  y haces primario extremadamente parecidos.  $\left(\frac{R_A}{R_F} < 1; \frac{R_A}{R_S} < 1\right)$

$$D_d(\theta, \eta) = [1 + j(k_d/\alpha_T)(1 - \cos \theta \cos \eta)]^{-1} \quad (5)$$

- **Caso II:** Cuando  $\theta_d \rightarrow 0$ ,  $D_R(\theta, \eta)$  se convierte en una función de impulso.  $\left(\frac{R_A}{R_F} > 1; \frac{R_A}{R_S} < 1\right)$

$$p_d(R, \theta, \eta) \cong p_w(R, 0)D_1(\theta, \eta)D_2(\theta, \eta) \times \left(\frac{1}{2}k_0R_0\theta_d^2\right) \left[\frac{1}{2}\pi - j \ln(\pi/\theta_d^2)\right] \quad (6)$$

$$D_d(\theta, \eta) = D_1(\gamma, \Phi)D_2(\gamma, \Phi) \quad (7)$$

Este resultado indica que a medida que  $\theta_d$  se haga pequeño, el patrón del haz de frecuencia diferencia se convierte en el producto de las funciones de directividad en las dos frecuencias primarias. Este resultado es aplicable solo cuando  $2\theta_d$  es mucho menor que ancho del haz asociado al producto  $D_1(\gamma, \Phi)D_2(\gamma, \Phi)$ .

Como se verá más adelante, para el caso del presente trabajo, el modelo apropiado a aplicar será el de Berkta y Meahy [13], no el de Westervelt [12], ni el de Moffet i Mellen [14].

### III. MÉTODOS DE CARACTERIZACIÓN

#### III.1. Generación y estudio de señales paramétricas

La señales que se van a usar en el presente estudio vienen definidas según la frecuencia que se desea producir paraméricamente en el medio, es decir, partiendo de una frecuencia esperada en recepción se va a generar las correspondientes señales de emisión. En este estudio se usan dos tipos de señales distintas, ambas usadas en estos experimentos: un *seno paramétrico* y un *sweep paramétrico* [2,4].

En el caso de ambas señales, existe una combinación entre una **señal moduladora** (la de menor frecuencia), que corresponderá al *seno* o al *sweep* en sí, y una **señal portadora** (la de mayor frecuencia), correspondiente a un seno de muy alta frecuencia (definida según el pico de sensibilidad de emisión, TVR<sup>1</sup>, que presente el transductor usado) para ser emitidas por los transductores de forma óptima.

Una señal sinusoidal, en dominio frecuencial supone una frecuencia concreta; en cambio un señal de tipo sweep corresponde a un barrido frecuencial definido por una frecuencia inicial y una final en un tiempo determinado.

La combinación de dos señales (modulación de amplitud DBL<sup>2</sup>) supone, en el dominio frecuencial, un efecto espejo de la señal moduladora ( $f_m$ ) en torno a la frecuencia de la señal portadora ( $f_p$ ), creando una **señal resultante**. Así se genera la señal a emitir correspondiente al haz primario en recepción y la aparición de la denominada *frecuencia diferencia* ( $f_d$ ) correspondiente al haz secundario de la señal creado por el efecto paramétrico (ver *Figura 6*) durante su propagación por un medio no lineal.

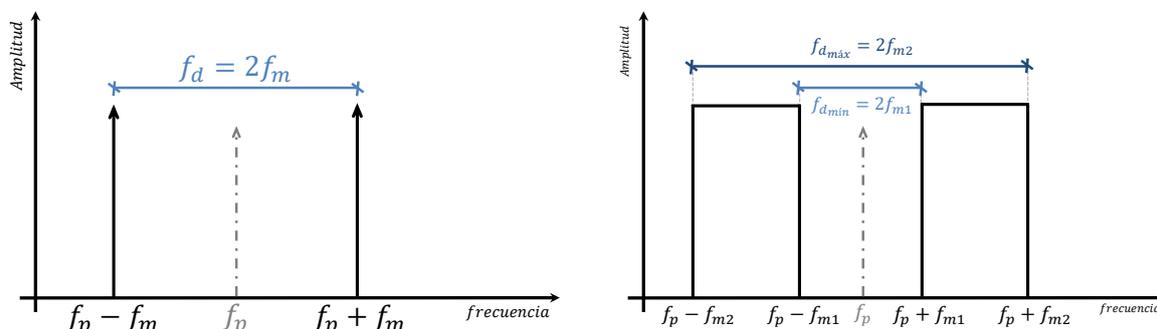


Figura 6: Esquemización del espectro frecuencial en modulación de señales.

La *Figura 6 (izquierda)* corresponde a la representación de una señal resultante de la modulación entre dos señales sinusoidales, una como señal portadora (de frecuencia  $f_p$ ) y otra con la señal moduladora (de frecuencia  $f_m$ ). La propagación de dicha señal resultante por un medio no lineal supondrá la aparición de la frecuencia diferencia ( $f_d$ ) que coincidirá con el doble de la frecuencia moduladora. La *Figura 6 (derecha)* corresponde al caso en que la moduladora sea una señal tipo sweep, la cual su propagación por el medio no lineal originará un barrido frecuencial desde la frecuencia correspondiente al doble de la frecuencia moduladora inicial ( $f_{m_1}$ ) hasta el doble de la frecuencia moduladora final ( $f_{m_2}$ ).

<sup>1</sup> La definición de TVR se encuentra en el apartado 2.2 del capítulo III.

<sup>2</sup> DBL: Doble Banda Lateral (tipo de modulación).

### III.1.1. Seno paramétrico

El uso de este tipo de señales para estudios paramétricos viene dada por su facilidad de generación provocando un efecto paramétrico muy bien definido (haz frecuencial estrecho). La desventaja que presentan tales señales es la dificultad de detección, ya que al ser un haz frecuencial tan estrecho el generado por el efecto paramétrico se ve fácilmente enmascarado por otros ruidos del medio.

Para el presente estudio se generarán 3 señales paramétricas de tipo seno diferentes entre sí, donde se diferencia en la frecuencia moduladora correspondiente a los valores de 10, 15 y 20 kHz buscando unas frecuencias diferencia de 20, 30 y 40 kHz (todas dentro del rango frecuencial de la señal bipolar creada por el paso del neutrino en el medio acuático). Cada señal tendrá una duración adecuada para que contengan 5 periodos del seno modulador y se generan con una frecuencia de muestreo de 20 MHz (lo máximo que permite el equipo de registro del experimento<sup>3</sup>).

El efecto paramétrico que se espera generar en el medio de propagación a partir de la señal enviada, como se ha explicado, es predecible a partir de la *ecuación 1*. Así pues, a partir de la envolvente de un seno paramétrico ( $E$ ) se calcula analíticamente su contenido de haz secundario que se espera generar durante la propagación por el medio no lineal ( $p_d$ ):

$$p_d \sim \frac{\partial^2}{\partial t^2} E^2 = 8\pi^2 f_m^2 \cdot \sin\left(2\pi(2f_m)t + \frac{\pi}{2}\right)$$

Como se observa en la solución anterior, se espera un haz secundario sinusoidal de frecuencia doble de la señal envolvente ( $2f_m$ ), desfasada  $\frac{\pi}{2}$  radianes y de amplitud dependiente de la frecuencia moduladora.

En la *Figura 7* se representa, a modo de ejemplo, la señal paramétrica de tipo seno con frecuencia moduladora 20 kHz en la parte superior izquierda; en la parte inferior izquierda, se comprueba que la solución analítica del haz secundario esperado coincide con el análisis que realiza el software matemático *MatLab*, el cual realizará esta operación en el experimento (se normalizan amplitudes para compararlas visualmente). A la derecha, en la figura, se presenta el análisis frecuencial de ambas, comprobando la aparición de un pulso de frecuencia diferencia.

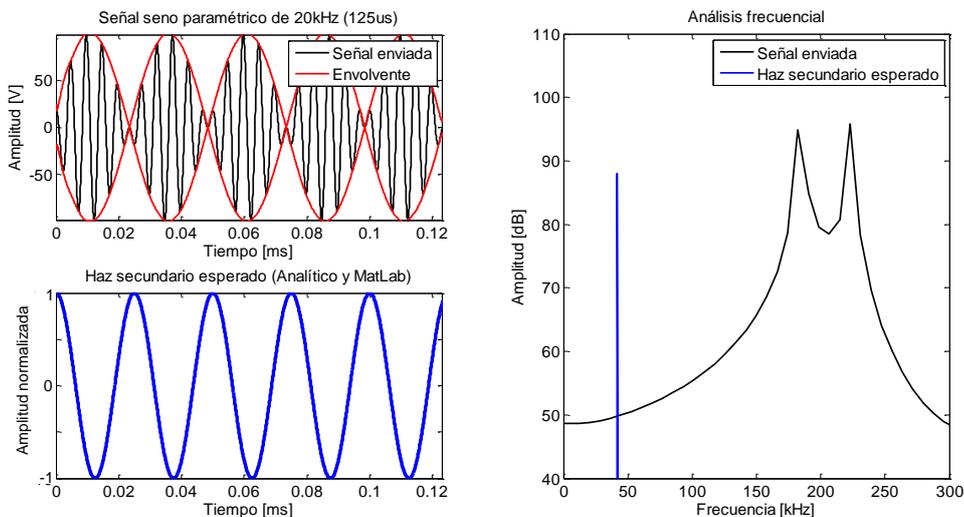


Figura 7: Formas de onda y su espectro frecuencial del seno paramétrico de 20 kHz usado en el estudio.

<sup>3</sup> Ver apartado 3.2 del capítulo III.

### III.1.2. Sweep paramétrico

El uso de este tipo de señales para estudios paramétricos es adecuado por la facilidad de detección del provocado efecto paramétrico de amplio contenido frecuencial por el método de correlación cruzada. La dificultad que presentan tales señales reside en su generación, ya que al ser un haz frecuencial muy amplio el desplazamiento que sufren las frecuencias por la modulación es mucho más notable que en el caso de los senos.

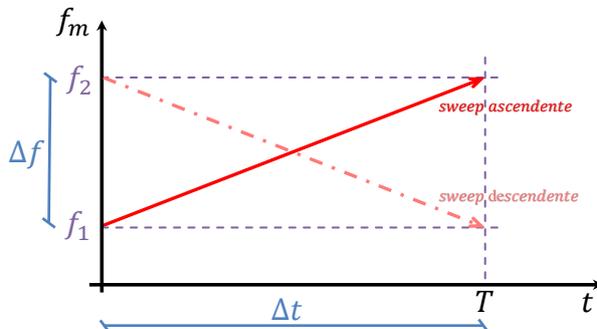


Figura 8: Esquema de la generación de la señal sweep

La generación del sweep (señal moduladora) se realiza de forma manual siguiendo el esquema de la Figura 8 para definirlo en un intervalo de tiempo (duración de la señal,  $T$ ) y un intervalo de frecuencias (frecuencia moduladora variable,  $\Delta f$ ).

Por ello la señal moduladora ( $E$ ) queda definida en la siguiente ecuación (ver ecuación 8).

$$E = \sin \left[ 2\pi \left( \frac{|f_2 - f_1|}{T} \cdot t + f_1 \right) t \right] \quad (8)$$

Siendo:

$E$ : Señal de tipo sweep que corresponderá a la señal moduladora para crear el sweep paramétrico [Pa].

$f_1$ : Frecuencia inicial del sweep [Hz].

$T$ : Duración total del sweep [s].

$f_2$ : Frecuencia final del sweep [Hz].

$t$ : Instante de tiempo [s].

Para el presente estudio se van a generar 4 señales distintas de tipo sweep. Se va a crear un tipo de sweep paramétrico de rango frecuencial modulador entre 2 kHz y 20 kHz buscando el rango frecuencial diferencia entre 4 kHz y 40 kHz (amplio rango frecuencial contenido en la señal bipolar creada por el paso del neutrino en el medio acuático), tanto en frecuencia ascendente ( $f_1 = 2$  kHz y  $f_2 = 20$  kHz) como descendente ( $f_1 = 20$  kHz y  $f_2 = 2$  kHz) y se generará la señal con dos duraciones distintas, una de corta duración (250  $\mu$ s) y otra de mayor duración (1 ms).

Igual que se ha estudiado la detección del haz secundario analíticamente en la señal sinusoidal, se repite el estudio en la señal de tipo sweep. A partir de la envolvente de un sweep paramétrico ( $E$ ) se calcula analíticamente su contenido de haz secundario que se espera generar durante la propagación por el medio no lineal ( $p_d$ ):

$$p_d \sim \frac{\partial^2}{\partial t^2} E^2 = 4\pi \left\{ \frac{|f_2 - f_1|}{T} \cdot \sin \left[ 4\pi \cdot t \left( \frac{|f_2 - f_1|}{T} \cdot t + f_1 \right) \right] + 2\pi \left( 2 \frac{|f_2 - f_1|}{T} \cdot t + f_1 \right)^2 \cdot \sin \left[ 4\pi \cdot t \left( \frac{|f_2 - f_1|}{T} \cdot t + f_1 \right) + \frac{\pi}{2} \right] \right\}$$

Como se observa en la solución anterior, se espera un haz secundario combinación de dos señales sinusoidales de frecuencia variable y amplitud creciente en función de la frecuencia moduladora ( $\Delta f$ ).

En la Figura 9 se representa, a modo de ejemplo, la señal paramétrica tipo sweep con frecuencia moduladora inicial de 2 kHz y final en 20 kHz se representa en la parte superior izquierda; en la parte inferior izquierda, igual que en el caso del seno paramétrico, se comprueba que la solución analítica del haz secundario esperado coincide con el análisis que realiza el software matemático *MatLab* (igualmente se normalizan amplitudes). A la derecha, en la figura, se presenta el análisis frecuencial de ambas, comprobando lo anteriormente comentado sobre el efecto paramétrico usando sweeps.

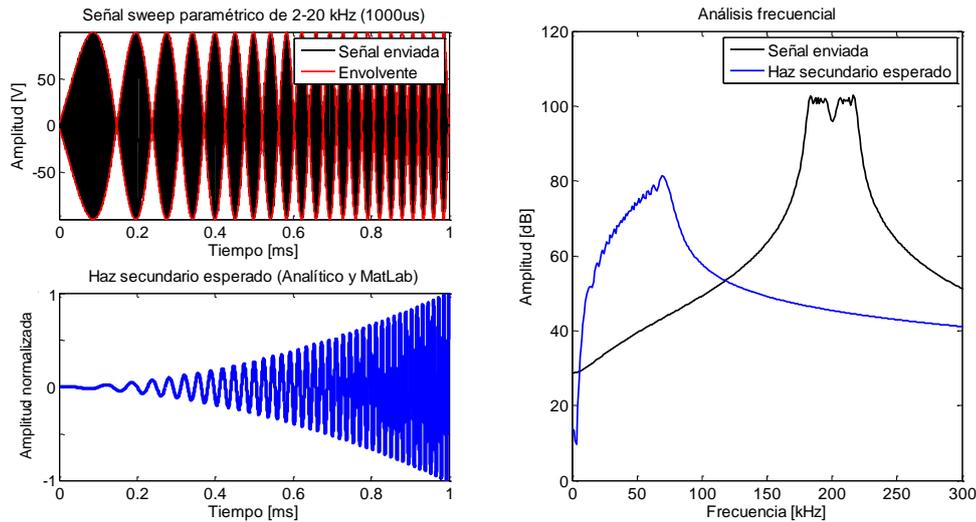


Figura 9: Formas de onda y su espectro frecuencial del sweep paramétrico de 2-20 kHz usado en el estudio.

En la generación de señales paramétricas, para una misma amplitud temporal, se obtiene mayor nivel en un ancho de banda frecuencial mayor en el caso de ser un seno que un sweep paramétricos porque la energía se reparte en un rango frecuencial y no en una única frecuencia puntual.

### III.2. Magnitudes a caracterizar

A continuación se procede a exponer la metodología usada en cada experimento realizado para obtener las diferentes magnitudes de caracterización de los transductores. La *admitancia eléctrica* y la *sensibilidad acústica de transmisión (TVR)* corresponden a magnitudes que contemplan únicamente un régimen lineal, es decir, únicamente tienen en cuenta el haz primario de las señales, por lo que no se usarán señales paramétricas para medirlos, por el contrario, la *directividad*, la *atenuación* y la *variación de voltaje* sí contemplan la contribución del haz secundario (ver Figura 10), por ello se caracterizaran con las señales paramétricas anteriormente explicadas en el apartado 1 de este mismo capítulo.

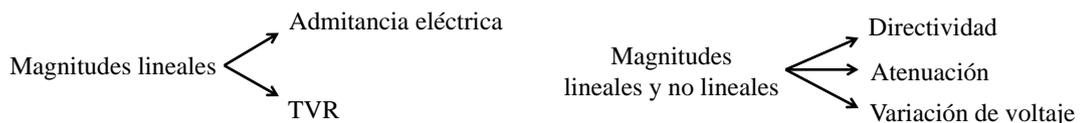


Figura 10: Clasificación de magnitudes lineales y no lineales.

#### III.2.1. Admitancia eléctrica

La admitancia eléctrica ( $Y$ ) corresponde a la inversa de la impedancia eléctrica ( $Z$ ), es decir que indica la facilidad de paso de los electrones por el circuito eléctrico y su unidad son los *Siemens* ( $S$  o  $\Omega^{-1}$ ). Presenta un máximo de amplitud en las *frecuencias de resonancia* que acompaña a los modos de vibración de la cerámica piezoeléctrica que compone el transductor [16]. El valor de la frecuencia de resonancia debe ser contrastado con el máximo valor de amplitud de TVR, y que se va a explicar a continuación.

#### III.2.2. Sensibilidad acústica de transmisión (TVR)

La sensibilidad en emisión de un transductor (TVR) expresa la presión que es capaz de generar a 1 metro de distancia en condiciones de campo libre a partir de la tensión de entrada. [17].

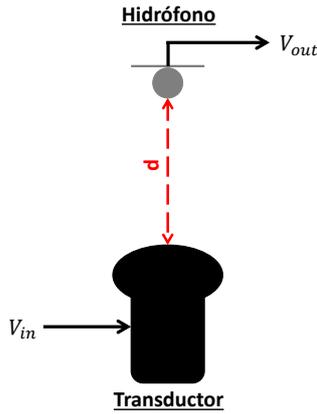


Figura 11: Esquema experimental para la medida de TVR del transductor emisor.

Ya que para este estudio no será posible medir a 1 metro de distancia ente transductores debido a las dimensiones del tanque de medición, el TVR de los transductores será determinado por el método de comparación directa deduciendo la presión equivalente a 1 metro ( $P_{1m}$ ), consistente en enviar un barrido en frecuencia de señales sinusoidales de tensión eléctrica conocida a cierta distancia del receptor (hidrófono de referencia) y de una duración de 5 periodos. Como indica la Figura 11 se registran las tensiones recibidas, y conocido el valor de sensibilidad en recepción del receptor (RVR, dato ofrecido por el fabricante), se calcula el valor de TVR para cada frecuencia (ver ecuación 9) despreciando la atenuación del medio por la pequeña distancia entre transductores [18]:

$$TVR(f) = 20 \log \left( \frac{P_{1m}}{V_{in}} \right) = 20 \log \left( \frac{d \cdot V_{out} \cdot 10^{\frac{RVR}{20}}}{V_{in}} \right) \quad (9)$$

Siendo:

$TVR(f)$ : Sensibilidad en emisión del transductor para cada frecuencia  $f$  [ $dB$  re  $\frac{\mu Pa}{V}$ ].

$d$ : Distancia entre el transductor emisor y el receptor [m].

$V_{out}$ : Amplitud de la tensión eléctrica de la señal recibida por el transductor receptor de referencia [V].

$RVR$ : Sensibilidad en recepción del transductor de referencia [ $dB$  re  $\frac{\mu Pa}{V}$ ].

$V_{in}$ : Amplitud de la tensión eléctrica de la señal que alimenta el transductor emisor [V].

Los valores de TVR siempre van a ser positivos y cuanto mayor sean, más presión producirá el transductor con la misma tensión eléctrica aplicada. El valor de amplitud de TVR debe coincidir con las frecuencias de resonancia mostradas por la medida experimental de la admitancia eléctrica.

### III.2.3. Directividad

En este trabajo se pretende estudiar la generación del efecto paramétrico para emular un haz de baja frecuencia ultrasónica muy directivo, es por eso que se determinará la directividad del haz primario y secundario; fruto del efecto paramétrico provocado en el agua para caracterizar la eficacia del método empleado para comprobar la directividad de baja frecuencia conseguida.

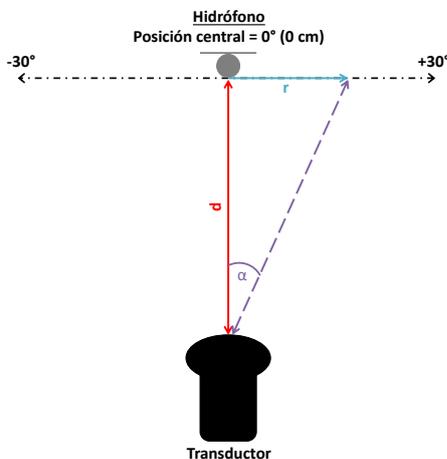


Figura 12: Esquema experimental para la medida de directividad del transductor emisor.

De los estudios realizados con anterioridad cabe esperar una directividad del haz de baja frecuencia ultrasónica (haz secundario) comprendido entre  $\pm 10^\circ$  para una amplitud del primer lóbulo entre su máximo y la mitad de su valor [4], por ello se decide estudiar la directividad con una cobertura angular de  $\pm 30^\circ$ .

Teniendo en cuenta la cobertura angular que se desea medir para determinar la directividad del transductor en la frecuencia baja ultrasónica del efecto paramétrico. Se parte de la distancia entre emisor-receptor (ver Figura 12), y por la fórmula trigonométrica  $r [m] = tg(\alpha[^\circ]) \cdot d[m]$ , se tiene el desplazamiento lateral máximo del hidrófono a partir de su posición central para cubrir los  $30^\circ$ .

### III.2.4. Atenuación

Se va a estudiar también la atenuación del efecto paramétrico generado para medir su comportamiento de propagación por el medio. Se procederá a hacerlo partiendo de una distancia emisor-receptor cercana al inicio del campo lejano del transductor emisor, y se irá separando el receptor en pasos de 4 cm hasta obtener 10 muestras. Igual que la directividad se procederá a realizar un desglose en el pos procesado de las señales recibidas para distinguir el estudio entre haz primario y haz secundario, comprobando la no linealidad de la atenuación del efecto paramétrico en el medio durante su propagación y la evidencia de su aparición.

### III.2.5. Variación de voltaje eléctrico

Como ya se ha comentado, una característica del efecto paramétrico es la de no aumentar la intensidad del haz secundario linealmente con el aumento de la intensidad de la señal emitida (haz primario), por ello se debe valorar esta peculiaridad. Así pues, se pretende realizar un experimento con el cual apreciar esta no linealidad del efecto paramétrico a cierta distancia entre transductores, emitiendo señales paramétricas con distintas amplitudes. Se valorará la amplitud, del haz primario y del haz secundario, en la señal recibida para intentar distinguir un umbral aproximado en la creación del efecto paramétrico. El voltaje a analizar vendrá delimitado por la instrumentación usada en el experimento, según la puedan soportar y/o generar, pero se sabe que cuanto mayor es la tensión eléctrica de la señal emitida, mejor se podrá visualizar el efecto no lineal.

---

Tanto la *directividad*, como la *atenuación* y la *variación de voltaje* se tienen que ver como estudios complementarios entre sí, estudiados por separado pueden llevar a conclusiones erróneas sobre el efecto paramétrico ya que éste no tiene un umbral de aparición claro y definido en distancias cortas (el haz primario sigue teniendo una amplitud mayor a la del haz secundario). Así pues, se comprende que la señal recibida tendrá una composición del haz primario y del haz secundario, en menor o mayor proporción. Esta mezcla evidencia el estudio de los ajustes lineales y no-lineales que se aplicarán en los resultados y serán explicados en el capítulo IV.

Se estudiarán las tres características a partir de las siete señales creadas con el transductor de cerámica piezoeléctrica plana a modo de estudio previo, consecuentemente se decidirá qué señales usar para el estudio de directividad con el elemento del calibrador para el KM3NeT, según los resultados que propicie cada análisis.

## III.3. Montaje del sistema

### III.3.1. Método experimental del estudio

El montaje experimental del sistema se basará teniendo como principal objetivo en enviar señales acústicas paramétricas por un transductor emisor y recibirlas con un transductor receptor registrando todo el proceso. Todo el sistema será monitorizado y controlado desde un mismo PC que permite la sincronización de los elementos que lo componen. El montaje del sistema se muestra en la *Figura 13* y únicamente se realizarán puntuales modificaciones como la posición del emisor en el plano coronal del montaje y medir la directividad del transductor emisor o la distancia entre emisor-receptor para medir la atenuación de la señal emitida.

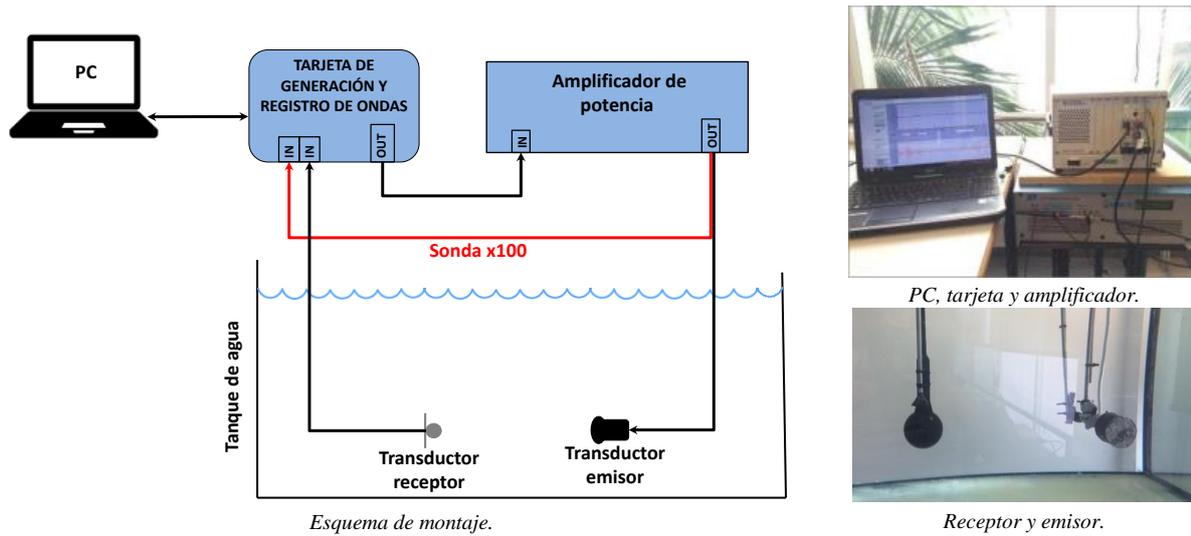


Figura 13: Montaje experimental del sistema de medida (esquema y registro fotográfico).

Primeramente, la señal que se desee propagar por el medio acuático, se cargará desde el PC en una tarjeta de registro y generación de ondas, la cual la generará y será amplificada por el amplificador de potencia, siendo enviada por el transductor emisor en forma de ondas acústicas.

Una vez emitida la señal, el sistema estará programado para grabar la señal recibida por el transductor receptor durante un periodo de tiempo. Este periodo de tiempo vendrá predeterminado según la duración de la señal enviada garantizando su completa detección con el tiempo de vuelo pre calculado.

La misma tarjeta de registro y generación de ondas grabará la señal recibida en el hidrófono receptor y la emitida, a la salida del amplificador la cual será atenuada por una sonda de 100x por superar la tensión máxima que podrá soportar la tarjeta.

Así pues en el proceso de medición se registraran tres señales, la **señal creada**, la **enviada** y la **recibida**. Este proceso se repite hasta 5 veces seguidas en cada medición para poder promediar el resultado y obtener la desviación de las medidas realizadas. Será en el pos procesado con un software matemático donde se trataran los datos para obtener las magnitudes anteriormente explicadas.

### III.3.2. Instrumentación utilizada



Emisión (1): Transductor AIRMAR P-319 piezoeléctrico cerámico plano de doble frecuencia 80 kHz y 200 kHz. Usado en el estudio de resultados previos de caracterización paramétrica también presentados en el trabajo realizado.

Emisión (2): Transductor con cerámica piezoeléctrica cilíndrica UCE-534541. Elemento a caracterizar que forma parte del array calibrador paramétrico para el Telescopio KM3NeT. El array calibrador está compuesto por 5 elementos como este. En el texto posterior se hará referencia simplemente como UCE-534541.





Recepción (1): Hidrófono *ITC-1032* de *International Transducer Corporation (ITC)* omnidireccional con una frecuencia de resonancia de 33 kHz. Usado para mediciones de magnitudes lineales y no lineales.

Recepción (2): Hidrófono *TC4013* de *Teledyne RESON* omnidireccional con alta sensibilidad en el ancho de banda frecuencial está comprendido entre 1 Hz y 480 kHz. Usado en las medidas de TVR para cada emisor.



Amplificación: Amplificador *2100L RF* de *E&I*. Será usado para generar señales amplificadas que se emitirán en forma de ondas acústicas por el transductor y que permiten generar la señal paramétrica.

Generación y registro: Plataforma *NI PXI-1031 DC* de *NATIONAL INSTRUMENTS* de 4-7 ranuras. Se controla a través de una tarjeta *NI PXI-ExpressCard360*. Genera señales por un canal de emisión y registra señales por dos canales de adquisición, hasta con 20 MHz.



Medidor de impedancias: *Wayne Kerr 6500P 20 Hz – 5 MHz High Frequency Digital LCR Meter*. Será usado para medir las impedancias eléctricas de los dos transductores emisores usados en su caracterización.

Motor: *EvoDrive ST-23 FW-A201 48VDC 3.1A* de *EVA ROBOTICS*, el cual permite pasos de precisión milimétrica. Se usará para controlar el barrido en las mediciones que precisen desplazamientos de emisor.

Sonda: Sonda atenuadora x100 utilizada para poder grabar la señal amplificadas (enviada al transductor) en la plataforma *PXI*.

Medio: Tanque de dimensiones 1.10 m x 0.80 m x 0.60 m llenado con 440 L de agua dulce.

Software matemático: *MatLab R2013b* para crear las señales de emisión, procesar las señales grabadas y recibidas, graficar los datos del estudio, realizar un modelo analítico de directividad del haz primario y simular la directividad del array paramétrico completo.

Software de simulación por elementos finitos: *COMSOL Multiphysics 4.4* para realizar un modelo numérico de directividad del haz primario emitido.

Software de programación: *LabVIEW* para controlar y sincronizar el uso de los instrumentos que componen el sistema.

### III.4. Consideración de distancias características

#### III.4.1. Distancia en relación al emisor

La presión teórica en el eje de cada emisor se determina a estas distancias, evidenciando el comportamiento de la onda en los distintos campos [17].

- Distancia al último máximo del patrón de interferencias: 
$$L_{r_1} = \frac{\pi a^2}{\lambda} \quad (10)$$

- Distancia de Rayleigh: 
$$L_R = \frac{a^2}{\lambda} - \frac{\lambda}{4} \quad (11)$$

Siendo:

$a$ : Radio de la cerámica del transductor [m].

$\lambda$ : Longitud de onda [m].

Para el caso del elemento del calibrador paramétrico del KM3NeT, con cerámica cilíndrica, se usa una variante simplificada de las ecuaciones anteriores, sustituyendo el valor del radio de la cerámica  $a$  por la mitad de la altura del elemento. Esta aproximación es válida ya que el modo de radiación del elemento y de un pistón plano son similares.

Así pues, si se mide en una distancia menor a la distancia del último máximo del patrón de interferencias ( $L_{r_1}$ ), se estará midiendo en campo cercano del transductor, si se mide entre esta y la distancia de Rayleigh ( $L_R$ ) se considerará estar midiendo en campo intermedio, y si se mide en distancias superiores a la distancia de Rayleigh, se estará midiendo en campo lejano.

Ambas distancias se representan en la *Figura 14* mostrando la posición del último máximo del patrón de interferencias y la distancia de Rayleigh.

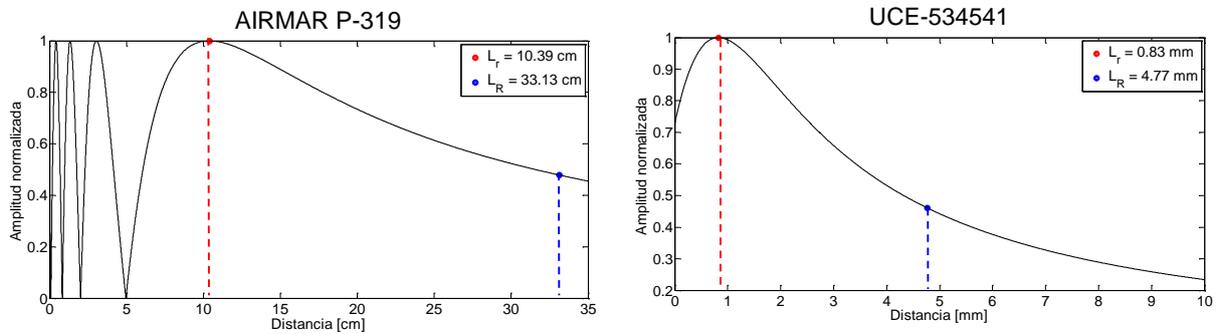


Figura 14: Campo acústico a lo largo del eje de radiación de cada emisor indicando fin de campo cercano e inicio de campo lejano.

#### III.4.2. Distancia de absorción no lineal

Estas distancias proporcionan las distintas formas de comportamiento no lineal de la onda, según hemos visto en el apartado 2 del capítulo II [15].

- Distancia de absorción: 
$$L_A = \alpha_p^{-1} \quad (12)$$

- Distancia de choque: 
$$L_S = \frac{1}{\left(1 + \frac{B}{2A}\right) k_p M} \quad (13)$$

Siendo:

$\alpha_p$ : Coeficiente de absorción del medio en la propagación de la señal portadora [Np/m].

$k_p$ : Número de onda de la señal portadora [ $m^{-1}$ ].

$M$ : Número de Mach.

### III.4.3. Distancia en relación al montaje experimental

La distancia entre los transductores es importante ya que en este estudio se medirá en régimen de campo lejano. Por las dimensiones del tanque en que se realizarán los experimentos, la distancia más alejada que se permite entre transductores centrados será 35 cm. La localización de los transductores para este experimento sitúa el objeto más cercano a 21 cm de cualquiera de ellos, el cual corresponde al fondo del tanque (ver *Figura 15*).

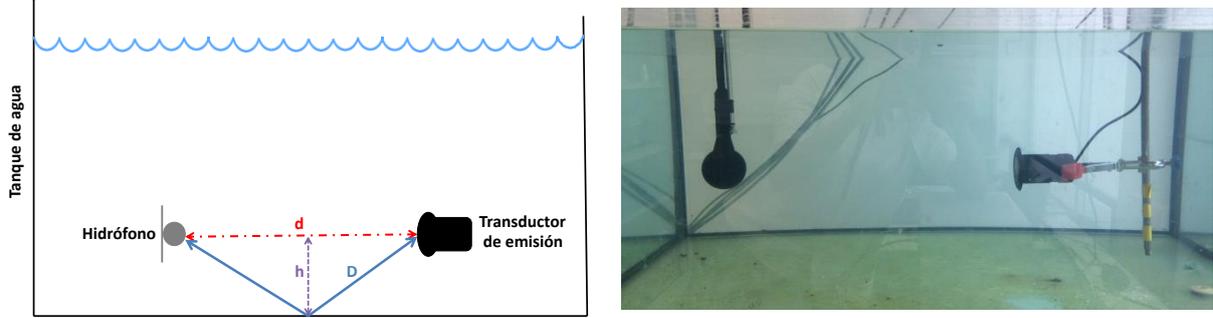


Figura 15: Posicionamiento del emisor y receptor en montaje (esquema y registro fotográfico).

- Tiempo que tarda la señal en recorrer la distancia entre emisor y receptor:  $t_{vuelo} = \frac{d}{c}$  (14)

- Tiempo de vuelo de la primera reflexión por la distancia  $2D$ :  $t_{refl} = \frac{2D}{c} = \frac{2\sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + h^2}}{c}$  (15)

Siendo:

$D$ : Distancia recorrida por la señal en dirección al fondo del tanque que produce la reflexión más temprana [m].

$h$ : Distancia entre los transductores y el fondo del tanque [m].

Es importante tener presente en todo momento el tiempo de vuelo de las señales emitidas (directa y reflejada) para poder demostrar que se registra la señal directa, es decir, sin ninguna reflexión que contribuya en la medida, por eso se dispone a estudiar el tiempo máximo de vuelo de la primera reflexión del montaje y así delimitar el tiempo de información fiable para utilizar de la señal recibida.

### III.4.4. Aplicación de distancias características

La frecuencia más alta que se va a usar en el *AIRMAR P-319* es 240 kHz (frecuencia más crítica para el cálculo de campo lejano ya que será la que más aumente dicho valor). La frecuencia más alta que se va a usar en el elemento del calibrador *UCE-534541* es 535 kHz. El diámetro del pistón plano del *AIRMAR P-319* es de 51 mm, mientras que la altura del pistón cilíndrico del *UCE-534541* son 41 mm. En ambos casos se medirá con una distancia entre emisor y receptor ( $d$ ) en una posición centrada de 35 cm y a una distancia del fondo del tanque ( $h$ ) de 21 cm.

EMISOR	$f_{m\acute{a}x}$ [kHz]	$L_r$ [cm]	$L_R$ [cm]	$L_A$ [m]	$L_S$ [m]	$t_{vuelo}$ [μs]	$t_{refl}$ [μs]	$\Delta t_{rec}$ [μs]
<i>AIRMAR P-319</i>	240	10.39	33.13	171.05	506.60	236.49 <sup>4</sup>	369.40 <sup>4</sup>	< 132.91
<i>UCE-534541</i>	535	0.08	0.48	63.44	204.69	236.49 <sup>4</sup>	369.40 <sup>4</sup>	< 132.91

Tabla 1: Distancias características de los transductores de emisión.

<sup>4</sup> Para los cálculos de los tiempo de vuelo de la señal se aproxima la velocidad de propagación en el agua a 1480m/s independiente de la frecuencia de la onda, por eso el valor en ambos transductores coincide.

En la *Tabla 1* se indica que en este estudio se encuentra presente el caso de que  $L_S > L_A > L_R$ , lo que permite saber que el modelo de efecto paramétrico que se debería tener en cuenta es el de Berkta y Meahy, y no el de Westervelt (ver *Figura 5*).

Como ya se ha mencionado anteriormente, se medirá a una distancia entre transductores centrados de 35 cm ya que es la mayor distancia que el tanque de medición permite teniendo en cuenta reflexiones, por lo que se estará midiendo en campo lejano para ambos transductores y dentro del rango de absorción ( $L_A$ ) y de choque ( $L_S$ ).

Posición elemento del array calibrador UCE-534541:



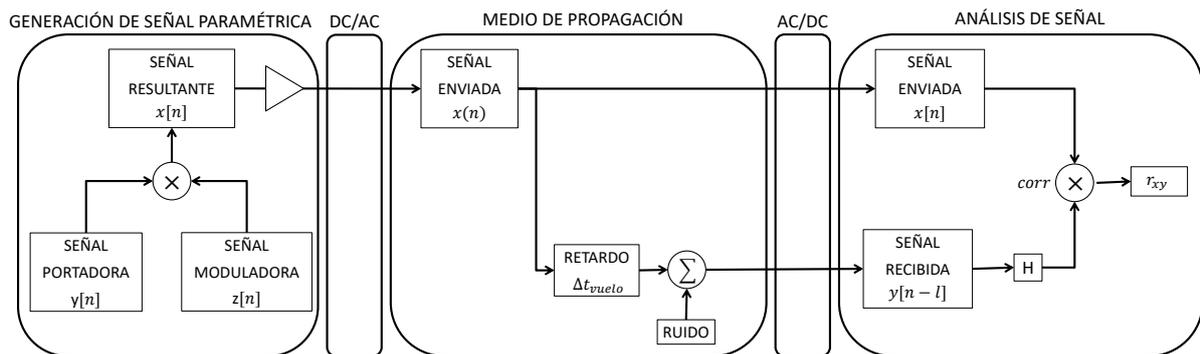
*Figura 16: Registro fotográfico de la posición en el experimento del elemento UCE-534541.*

En los experimentos realizados se colocó el transductor en posición horizontal simulando estar instalado en el array calibrador (ver *Figura 16*).

Una vez caracterizado dicho elemento, se realizará una simulación del array original de 5 elementos, y se diferenciará la directividad de un único elemento con la del array completo (ver apartado 4 del capítulo V).

### III.5. Análisis de señales registradas

La *Figura 17* muestra el proceso de análisis de señales registradas en los experimentos, desde la creación de la señales hasta su procesado, pasando por su envío y registro. Una vez se ha emitido la señal resultante (modulada en amplitud), se registra tanto la señal enviada como la recibida (discretizándola), la cual difiere con la enviada original por sufrir el retardo del tiempo de vuelo y haber acumulado ruido durante la propagación. Analizando ambas señales, se correlan (apartado 5.2 de éste mismo capítulo), no sin antes haber filtrado la recibida (apartado 5.2 de éste mismo capítulo).



*Figura 17: Esquema del proceso de análisis de la señal.*

#### III.5.1. Correlación para el procesado y la detección en la señal recibida:

La correlación se usa para determinar la similitud entre dos señales [19]. La función  $r_{xy}$  de la *ecuación 16* indica la similitud entre las ondas correladas y se aplican en tiempo continuo o discreto [20].

$$r_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau)y^*(t)dt \rightarrow r_{xy}[l] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n]y[n - l] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n + l]y[n] \quad (16)$$

En el presente estudio su uso tiene interés para detectar con cierta precisión la presencia de la señal enviada en la señal recibida la cual se compondrá de ruido de fondo, ruido electromagnético del sistema y múltiples reflexiones, a parte de la señal de interés con un retardo definido por el tiempo de vuelo, la amplitud de la correlación indicará el grado de parecido entre señales. Los picos de amplitud de correlación entre la señal registrada y la enviada siempre será mayor en el instante en que empiezan a coincidir dichas señales, por lo que proporciona la cantidad de señal presente en otra señal y el instante exacto en que empieza a tener presencia. Si la señal discreta a correlar es sinusoidal ( $x_{rec}$ ), la amplitud de pico se puede calcular con la *ecuación 17* [20].

$$V_p(x_{rec}) = \frac{2 \max\{r_{xy}\}}{N} \tag{17}$$

Siendo:

$V_p$ : Valor de pico en correlación.

$N$ : Número de muestras.

Así pues para aplicar el método de la correlación en este experimento, se parte de una señal recibida, la cual el sistema ha iniciado su grabación en el instante en que el transductor emisor transmitía la señal enviada. En la señal recibida se pretende detectar la contribución de haz primario (señal enviada por el transductor emisor) y de haz secundario (señal producida por la no linealidad del medio acuático) para más tarde, poder representar las magnitudes no lineales explicadas en el apartado *II* de este mismo capítulo. Por tanto, a mayor amplitud de correlación, mayor presencia de la señal buscada en la recibida. La dificultad de aplicación del método viene dado en la elección de la señal con la que se va a correlar la señal recibida, es decir, ¿qué señal se espera detectar?

Sobre todo en la detección del haz secundario en la señal recibida residirá la dificultad del problema, ya que se va a intentar buscar una señal de la que no se tiene registros anteriores. Así que se realizarán hasta 3 correlaciones distintas en el estudio (ver *Tabla 2*).

Tipo de correlación	En busca del...	Señales correladas	
(1) <i>Enviada-Teórica</i>	Haz primario	<i>Enviada teórica</i>	} <i>Señal recibida</i>
	Haz secundario	<i>2ª derivada de la envolvente al cuadrado</i>	
(2) <i>Enviada-Grabada</i>	Haz primario	<i>Enviada grabada</i>	
	Haz secundario	<i>2ª derivada de la envolvente al cuadrado</i>	
(3) <i>Enviada-Esperada</i>	Haz primario	<i>Enviada esperada</i>	
	Haz secundario	<i>Señal paramétrica esperada</i>	

*Tabla 2: Correlaciones realizadas.*

La correlación (1) *Enviada-Teórica*, será la señal enviada al sistema para generar (previa a la amplificación) para la detección del haz primario y la segunda derivada de su envolvente al cuadrado para la detección del haz secundario. La correlación (2) *Enviada-Grabada* será la señal enviada grabada a la salida del amplificador (la emitida por el transductor) para la detección del haz primario y la segunda derivada de su envolvente al cuadrado para la detección del haz secundario. La correlación (3) *Enviada-Esperada* será la señal creada teóricamente (explicadas en el apartado *I* del capítulo *III*) para la detección del haz primario y su envolvente al doble de frecuencia (emulando la frecuencia diferencia) para la detección del haz secundario.

III.5.2. Filtrado previo en la señal recibida:

Una de las dificultades de realizar mediciones en laboratorio es asegurar que otros efectos no lineales no compliquen o invaliden la muestra medida [21]. A pesar de no ser habitual modificar mediante

filtros ninguna de las señales expuestas al método de correlación cruzada por su alta eficiencia, cuando se analizó la directividad del efecto paramétrico por primera vez se observó algunas irregularidades las cuales se resolvieron aplicando un sutil filtro en la señal recibida. Ocurría que en las posiciones de medida donde el transductor emisor aparecía más alejado del hidrófono, la correlación no detectaba correctamente el pico máximo entre los tiempos seleccionados. En la *Figura 18* se puede observar cómo actúa el filtro previo aplicado en la señal recibida limpiándola de ruido de fondo y electromagnético del sistema, tanto en la posición de medida donde los transductores se encuentran centrados (Pos = 0), cómo cuando se encuentran más alejados (Pos = -180).

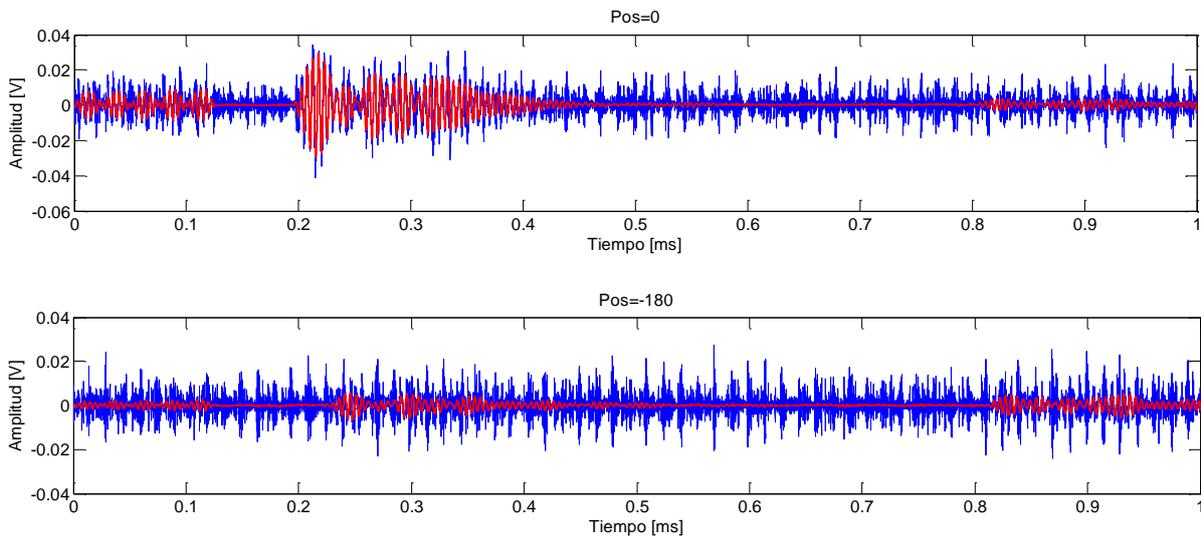


Figura 18: Aplicación del filtro en la señal recibida con un seno paramétrico de 20 kHz en la posición más cercana y alejada del sistema.

El filtro aplicado, es un filtro paso banda de orden 20 (un orden mínimo para modificar lo menos posible el contenido de la señal recibida). El filtro, en el caso de señales sinusoidales, se aplica desde la mitad de la frecuencia moduladora de la señal hasta la mitad superior de la frecuencia portadora, dando un margen amplio de aplicación. En el caso de señales tipo sweep, detecta la señal moduladora menor e inicia el filtrado a la mitad de ésta, finalizándola a la mitad superior de la frecuencia moduladora máxima.

### III.5.3. Filtrado para mejorar la detección del haz secundario:

A causa de la débil detección del haz secundario en la señal recibida se decide probar a filtrar la señal recibida alrededor de la frecuencia diferencia antes de correlarla. Por ello se repite el experimento anterior de correlación filtrando la señal recibida alrededor de la frecuencia diferencia esperada pero los resultados no mejoran considerablemente la detección del haz secundario, por lo que se concluye que la detección de haz secundario en la señal recibida por correlación no es mejorable con este método y se determina no aplicarlo.

## IV. AJUSTE EN LAS MEDIDAS

Como ya se ha explicado, el haz esperado en la señal recibida nunca va a ser el haz secundario puro, sino que se verá mezclado con parte del haz primario emitido, es por eso que en todos los resultados que se van a presentar en este trabajo se realizará un ajuste experimental con tal de poder cuantificar y diferenciar la contribución de cada haz en la señal recibida, o al menos detectar el efecto paramétrico.

### IV.1. Ajuste en el estudio de la directividad

En caso de la directividad, previamente se simula analíticamente la directividad de la frecuencia de resonancia (simulando la directividad del haz primario) y de la frecuencia máxima del haz secundario con la ecuación 18 [17]. Una vez calculada la directividad de la señal recibida obtenida, se realizará un ajuste a las dos anteriores directividades simuladas para calcular la proporción estimada de haz primario y secundario que componen la señal recibida.

$$D(f, \theta) = \frac{2 J_1(ka \sin(\theta))}{ka \sin(\theta)} = \frac{2 J_1\left(\frac{2\pi f}{c} a \sin(\theta)\right)}{\frac{2\pi f}{c} a \sin(\theta)} \quad (18)$$

Siendo:

$D(f, \theta)$ : Función de directividad para frecuencia  $f$  [Hz] en una posición de  $\theta^\circ$  del eje normal del emisor.

$J_1$ : Función de Bessel de primera especie y orden 1.

$\theta$ : Ángulo sobre el eje normal del transductor emisor para el cual calcular la presión [°].

Dicha directividad analítica se ha corroborado simulándola numéricamente por elementos finitos con el software *COMSOL Multiphysics 4.4*.<sup>5</sup> Ambas simulaciones se representan en la *Figura 19* la directividad de la frecuencia portadora (haz primario, alta frecuencia) y de la frecuencia moduladora más alta que se va a emitir (haz secundario, baja frecuencia) con cada emisor.

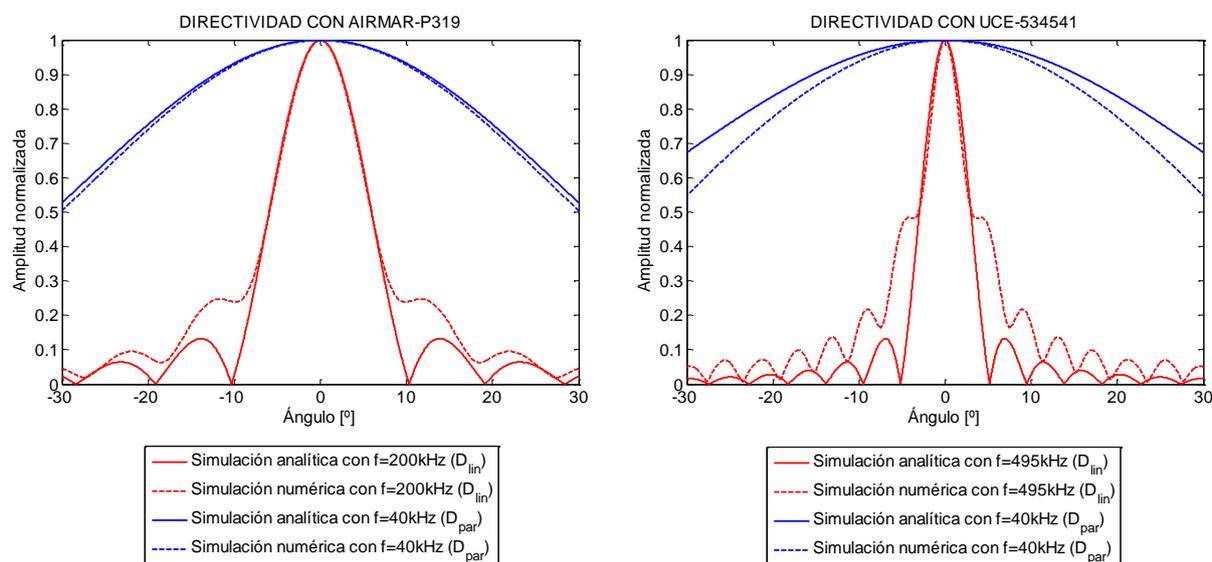


Figura 19: Directividad analítica y numérica de la frecuencia de resonancia y máxima frecuencia diferencia para cada transductor emisor.

Observando la *Figura 19* se comprueba que la directividad más pronunciada se detecta en las frecuencias más altas. La diferencia entre simulaciones analítica y numérica sobretodo reside en la formación de lóbulos secundarios (a partir de  $\pm 5^\circ$  del eje centrado, para el caso numérico, frente los

<sup>5</sup> Ver Anexo IV: Simulación en COMSOL de la directividad del AIRMAR P-319 y del UCE-534541.

$\pm 10^\circ$  para el caso analítico); se observa también como la simulación numérica no contempla mínimos nulos, mientras que la aparición de lóbulos secundarios en la simulación analítica se distingue por nulos totales en la señal simulada. Esta diferencia puede deberse a que el software con que se ha simulado la directividad numérica proporciona un módulo de piezoelectricidad que tiene en cuenta comportamientos reales de ésta y no se contemplan en la ecuación 18 de directividad analítica. Si únicamente se estudia la directividad comprendida entre los  $-10^\circ$  y  $10^\circ$  (lóbulos principales de interés para el estudio, ya que la señal habrá decaído más de su mitad de energía) se puede apreciar alto grado de similitud. Aun así se realizará un ajuste para cada una de las simulaciones y se estudiará la diferencia experimentalmente.

El ajuste que se realizará para cuantificar como se parece la directividad analizada a cada una de las directividades simuladas (baja y alta frecuencia), será con la ecuación 19, la cual indicará el porcentaje de haz primario y secundario, respecto las simulaciones, de la señal analizada. Es decir, si nos dirá el porcentaje de parecido que tendrá una directividad respecto la de haz primario o secundario simulado.

$$Ajuste_{dir} = A \cdot D_{alta} + B \cdot D_{baja} \quad (19)$$

Siendo:

$Ajuste_{dir}$ : Ecuación de ajuste en directividad.

$A$ : Contribución de comportamiento ajustado a la directividad del haz primario esperado (alta frecuencia) [%].

$B$ : Contribución de comportamiento ajustado a la directividad del haz secundario esperado (baja frecuencia) [%].

A continuación se observa un ejemplo de aplicación del ajuste en directividad. La Figura 20 presenta una señal, la cual el ajuste nos indica, que su directividad tiene semejanza en un 50% con la directividad de baja frecuencia y 50% con la de alta.

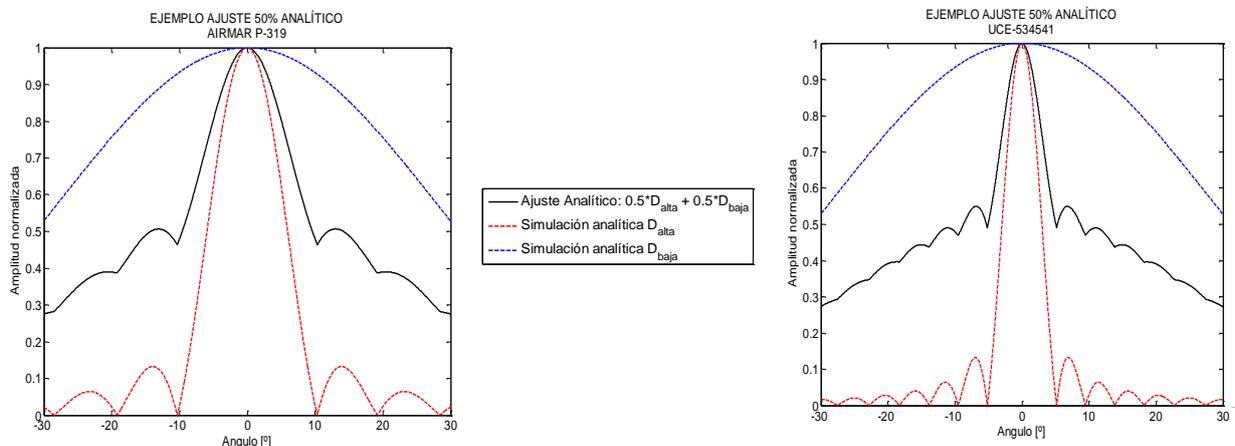


Figura 20: Proyección de una señal que presenta el 50% de directividad de alta frecuencia y 50% de baja frecuencia para cada transductor.

El ajuste aplicado a la directividad de un haz secundario medido en distancias cortas evidencia que en un amplio rango angular, como el que se va a medir ( $\pm 30^\circ$ ), es normal que en ángulos superiores a  $\pm 10^\circ$  se espera que el efecto paramétrico no aparezca (ya que éste es muy directivo). Esto se cumple cuando la intensidad de señal decae a la mitad, que la directividad tiende a un efecto lineal, coincidiendo entonces con la directividad de baja frecuencia (su correspondiente). En cambio, si se estudia el haz secundario en el rango central de los  $\pm 10^\circ$ , se observará una directividad acorde a la directividad de alta frecuencia, a pesar de corresponder a baja frecuencia, así se evidenciará la aparición de un efecto paramétrico (baja frecuencia con alta directividad). Por eso no se debe pensar que el valor de  $A$  o de  $B$  corresponde al porcentaje de efecto paramétrico o no, sino al que compone la señal, porque en dos tercios del rango de ángulos estudiados la directividad sea lineal [22].

Teniendo en cuenta que siempre se va a analizar el haz primario y secundario por separado, cabe esperar que la directividad del haz primario tenga mucho parecido a la simulación de alta frecuencia (A), pero se espera que el haz secundario cumpla lo explicado en el párrafo anterior, que en un estrecho margen angular consiga un haz directivo (como el de la alta frecuencia), pero conforme se ensanche el ángulo, se parecerá más a la directividad de baja frecuencia, la que le correspondería en régimen lineal.

En los resultados del haz primario se graficarán ambas simulaciones junto al haz experimental, en el caso de resultados del haz secundario se graficaran los datos experimentales ajustados. Se hará así para mejorar la visualización de la directividad del haz y sus parecidos a las simulaciones.

Todas las directividades analizadas en el presente trabajo se pueden consultar ordenadas en fichas técnicas del Anexo I: Fichas técnicas de directividades analizadas con el AIRMAR P-319, de donde se elegirá la mejor directividad para ser presentada en este documento (según tipo de correlación, claridad y resultado de ajustes).

#### IV.2. Ajuste en el estudio de la atenuación

Si la atenuación de una señal acústica durante su propagación se realizase de forma lineal (por divergencia esférica) perfectamente, se estaría hablando de un medio de propagación lineal, pero se sabe que el agua no lo es, aunque sí es un buen medio de propagación para las ondas acústicas debido a la alta velocidad de propagación que permite. Ya que la parte de detección acústica de neutrinos por el KM3NeT se realiza gracias a la no linealidad que presenta el medio, se pretende evidenciar dicha característica estudiando, junto al resto de magnitudes, su atenuación. Se espera evidenciar la no linealidad del medio y del efecto paramétrico que produce analizando la atenuación de señales paramétricas.

Para evidenciar la no linealidad del efecto paramétrico se realizará aplicando un ajuste (ver ecuación 20) tanto para el haz primario como para el secundario, esperando que para el caso del haz secundario (efecto paramétrico) se diferencie notablemente del haz primario. Además se añadirá en cada representación de atenuación una recta ajustada a los valores de atenuación medidos para visualizar la diferencia con lo que sería un efecto lineal ideal.

$$Ajuste_{ate} = ax^{-b} \tag{20}$$

La ecuación 20 representa un ajuste, el parámetro  $a$  es un ajuste de amplitud, mientras que el parámetro  $b$  será el más importante en este estudio.

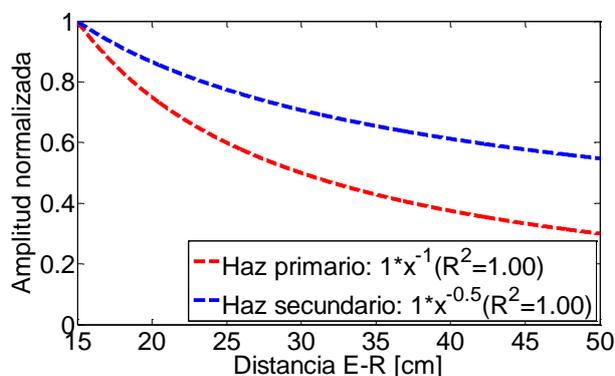


Figura 21: Ejemplo de atenuación de haz primario y secundario.

Si la atenuación siguiera la tendencia normal de un pistón plano (atenuación por divergencia esférica, inversamente proporcional a la distancia) el parámetro  $b$  será próximo a 1 (haz primario), pero si el parámetro  $b$  disminuye, evidencia la generación del haz secundario.

La Figura 21 muestra un ejemplo de atenuación de haz primario y secundario, el cual se le aplica el ajuste de la ecuación 20 evidenciando que no se espera que sigan la misma tendencia.

A pesar de desdoblarse los resultados en haz primario y secundario (normalizados), como la señal pertenece a la emisión de la misma fuente en distancias cortas, el efecto por absorción del medio y de propagación frecuencial (dispersión) es despreciable, entendiéndose que si se tratase de un medio lineal (ideal) ambos haces presentarían la misma atenuación de onda esférica.

Todas las atenuaciones analizadas durante el presente estudio residen ordenadas en fichas técnicas en el Anexo II: Fichas técnicas de atenuaciones analizadas con AIRMAR P-319, de donde se extraerá la mejor atenuación para ser presentada en este documento (según tipo de correlación, claridad y resultado de ajustes).

### IV.3. Ajuste en el estudio de la variación de voltaje

Siendo la variación de voltaje un aporte al estudio del efecto paramétrico, se realizan dichos experimentos, con el fin de corroborar la contribución no lineal en el experimento. La dificultad de este estudio radica en no poder sobrepasar las amplitudes máximas de voltaje eléctrico que no puedan soportar los instrumentos utilizados en las medidas, para así no dañarlos, ya que en distancias tan cercanas no se sabe si se conseguirá apreciar el efecto no lineal en relación a la amplitud de las señales emitidas.

A causa de esta inestabilidad e inexactitud que se espera en los resultados, el ajuste no será tan robusto como en los casos anteriores, sino que se ajustará más a los datos experimentales, por eso se decide usar una ecuación de segundo grado para el ajuste de variación de voltaje con la distancia (ver ecuación 21).

$$Ajuste_{volt} = Ax^2 + Bx + C \tag{21}$$

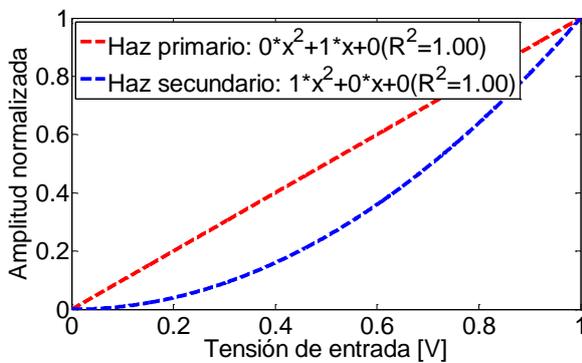


Figura 22: Ejemplo de variación de voltaje lineal y no lineal.

La ecuación 21 indica con el parámetro  $A$  la proporción de efecto no lineal, y con el  $B$ , la proporción de efecto lineal que hay en el ajuste a la variación de voltaje experimental. El parámetro  $C$  simplemente corresponde a un *offset*.

La Figura 22 grafica un ejemplo de lo que sería una variación de voltaje con la distancia, de haz primario y secundario.

Todas las atenuaciones analizadas durante el presente estudio residen ordenadas en fichas técnicas en el Anexo III: Fichas técnicas de variaciones de voltaje analizadas con AIRMAR P-319, de donde se extraerá la mejor atenuación para ser presentada en este documento (según tipo de correlación, claridad y resultado de ajustes).

## V. RESULTADOS

### V.1. Emisor AIRMAR-P319

#### V.1.1. Admitancia eléctrica

Con el analizador de impedancias se realiza un barrido de frecuencias desde los 10 Hz hasta los 300 kHz para detectar las frecuencias de resonancia del transductor *AIRMAR P-319*, a pesar que aparecen modos de resonancia a frecuencias más altas, únicamente interesan detectar el modo de vibración radial, producido en bajas frecuencia [17]. A continuación se presenta el resultado en la *Figura 23* el valor absoluto de la admitancia experimental medida.

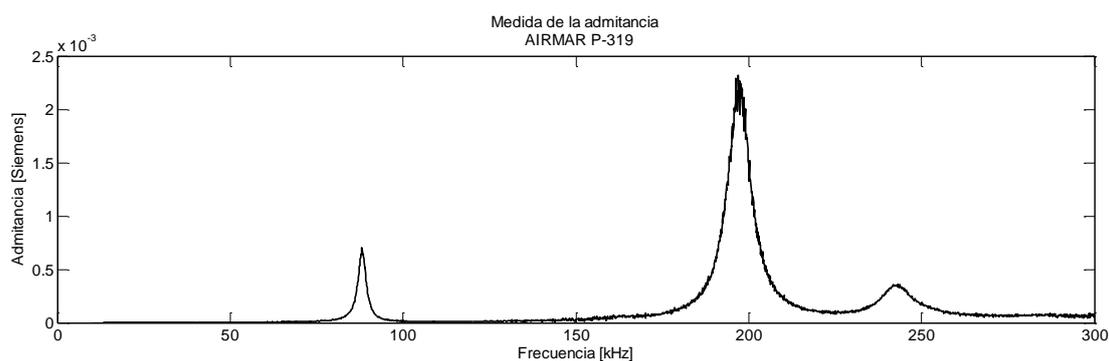


Figura 23: Admitancia experimental en valor absoluto del transductor AIRMAR P-319.

Se observa que la mayor frecuencia de resonancia del *AIRMAR P-319* entre los 0 y 220 kHz, corresponde a una frecuencia alrededor de los 200 kHz, tal y como anuncia el fabricante en la ficha técnica.

#### V.1.2. Sensibilidad acústica de transmisión (TVR)

Se determina el TVR haciendo un barrido frecuencial en emisión con el transductor *AIRMAR-P319* entre la frecuencia de 30 Hz y los 400 kHz. Se recibe la señal con el hidrófono *TC4013* por tener mayor rango frecuencial de sensibilidad acústica de recepción (RVR). Se grafica a continuación el resultado (ver *Figura 24*) donde se observa que el mayor pico de TVR se concentra alrededor de los 200 kHz.

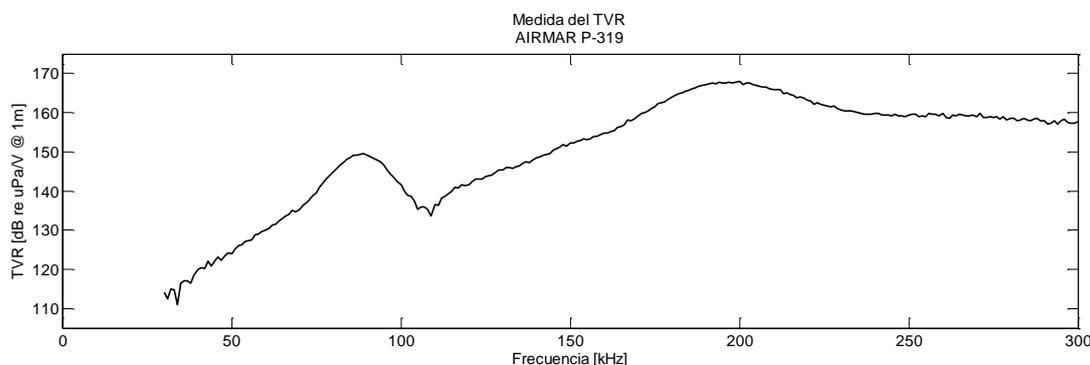


Figura 24: TVR AIRMAR P-319

Para representar el TVR se ha empleado el método de correlación entre la señal enviada y la recibida, una vez contrastado el mayor pico presentado de TVR con el de admitancia, se modelaron las señales paramétricas con la frecuencia de resonancia detectada para utilizar el transductor en su uso óptimo de emisión, 200 kHz.

V.1.3. Directividad, Atenuación y Variación de Voltaje

ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ PRIMARIO: CORRELACIÓN (3)

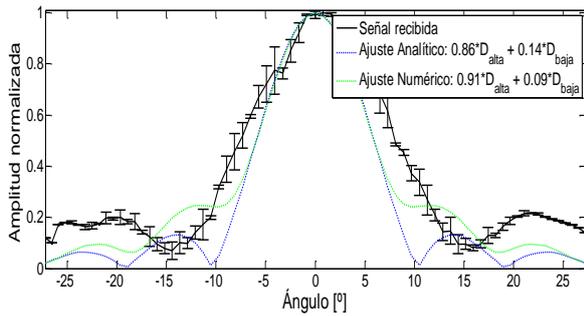


Figura 25: Directividad haz primario de seno paramétrico de 10 kHz en AIRMAR P-319.

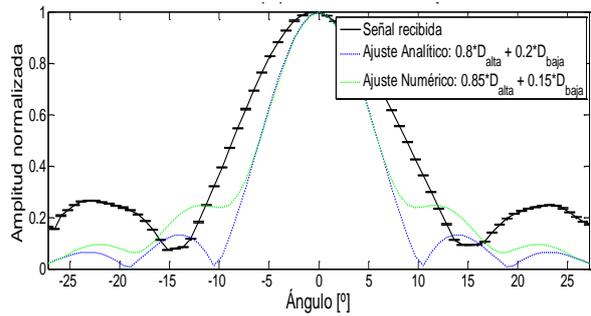


Figura 26: Directividad haz primario de seno paramétrico de 15 kHz en AIRMAR P-319.

ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ SECUNDARIO: CORRELACIÓN (3)

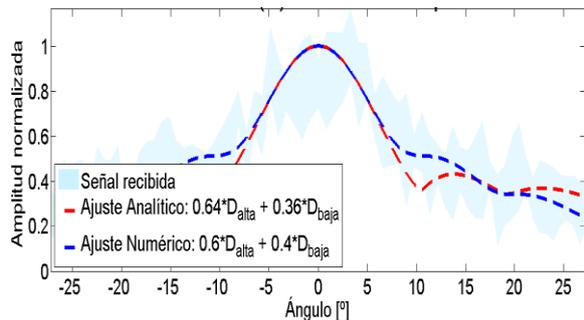


Figura 27: Directividad haz secundario de seno paramétrico de 10 kHz en AIRMAR P-319.

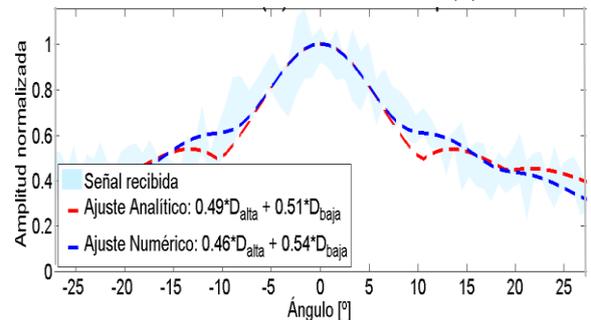


Figura 28: Directividad haz secundario de seno paramétrico de 15 kHz en AIRMAR P-319.

ANÁLISIS DE ATENUACIÓN: CORRELACIÓN (3)

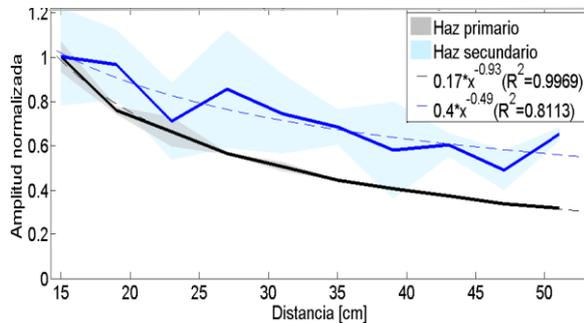


Figura 29: Atenuación del seno paramétrico de 10 kHz en AIRMAR P-319.

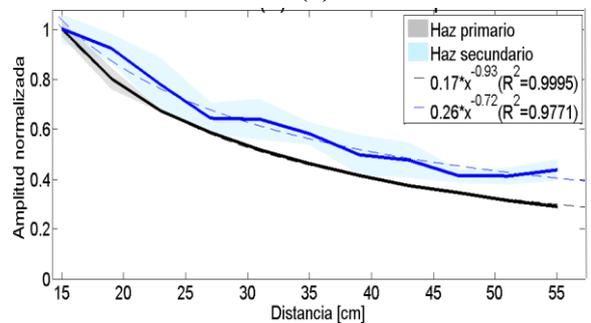


Figura 30: Atenuación del seno paramétrico de 15 kHz en AIRMAR P-319.

ANÁLISIS DE VARIACIÓN DE VOLTAJE: CORRELACIÓN (1)

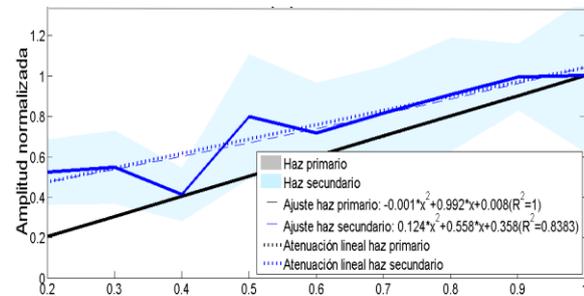


Figura 31: Variación de voltaje del seno paramétrico de 10 kHz en AIRMAR P-319.

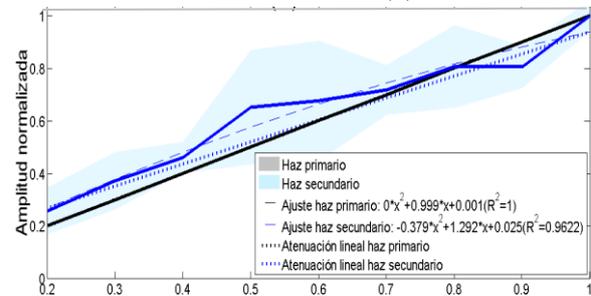


Figura 32: Variación de voltaje del seno paramétrico de 15 kHz en AIRMAR P-319.

**ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ PRIMARIO: CORRELACIÓN (3)**

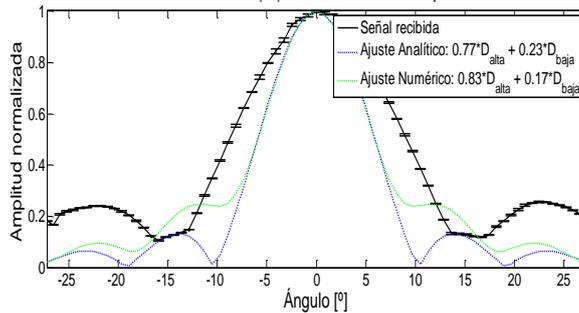


Figura 33: Directividad haz primario de seno paramétrico de 20 kHz en AIRMAR P-319.

**ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ SECUNDARIO: CORRELACIÓN (3)**

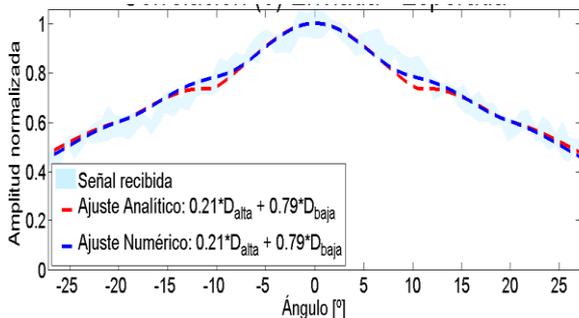


Figura 34: Directividad haz secundario de seno paramétrico de 20 kHz en AIRMAR P-319.

**ANÁLISIS DE ATENUACIÓN: CORRELACIÓN (3)**

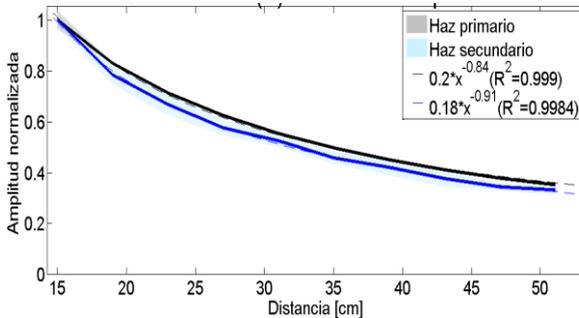


Figura 35: Atenuación del seno paramétrico de 20 kHz en AIRMAR P-319.

**ANÁLISIS DE VARIACIÓN DE VOLTAJE: CORRELACIÓN (1)**

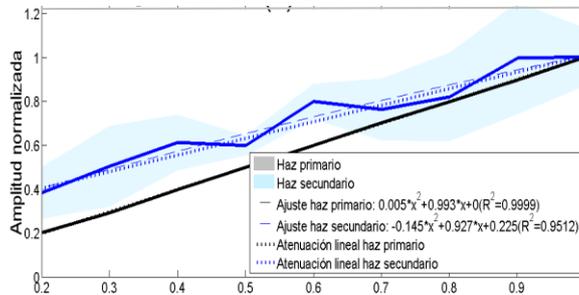


Figura 36: Variación de voltaje del seno paramétrico de 20 kHz en AIRMAR P-319

**ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ PRIMARIO: CORRELACIÓN (3)**

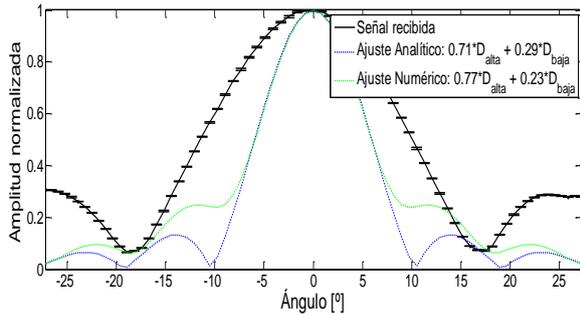


Figura 37: Directividad haz primario de sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en AIRMAR P-319.

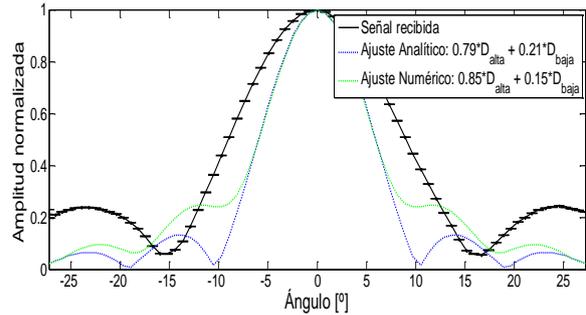


Figura 38: Directividad haz primario de sweep paramétrico de 2-20 (largo) kHz en AIRMAR P-319.

**ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ SECUNDARIO: CORRELACIÓN (3)**

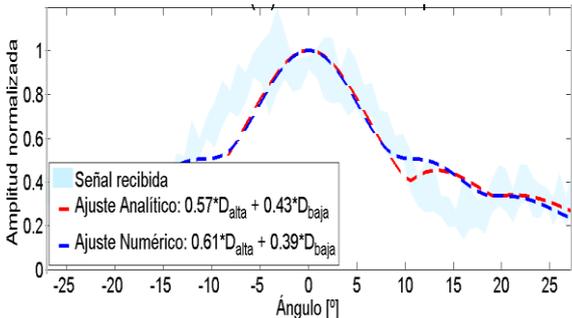


Figura 39: Directividad haz secundario de sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en AIRMAR P-319.

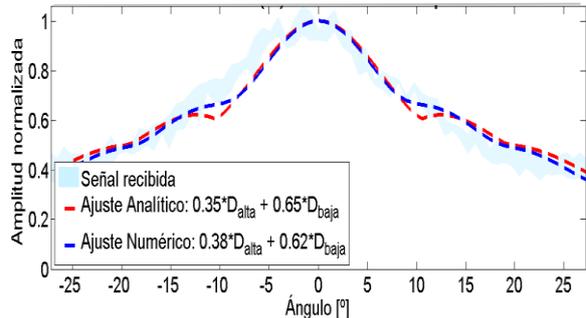


Figura 40: Directividad haz secundario de sweep paramétrico de 2-20 kHz (largo) en AIRMAR P-319.

**ANÁLISIS DE ATENUACIÓN: CORRELACIÓN (3)**

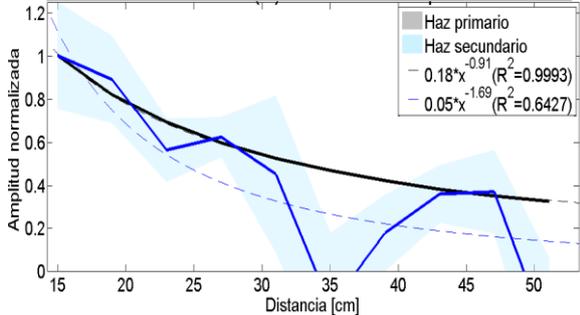


Figura 41: Atenuación del sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en AIRMAR P-319

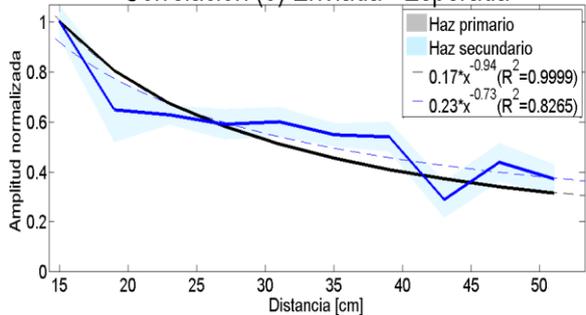


Figura 42: Atenuación del sweep paramétrico de 2-20 kHz (largo) en AIRMAR P-319

**ANÁLISIS DE VARIACIÓN DE VOLTAJE: CORRELACIÓN (1)**

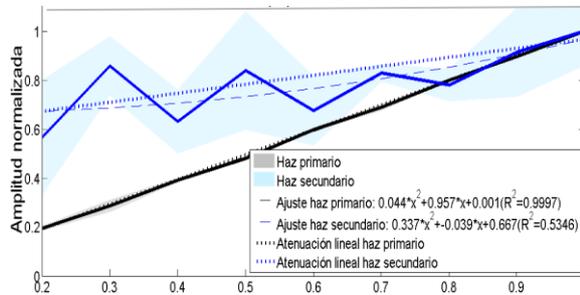


Figura 43: Variación de voltaje del sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en AIRMAR P-319.

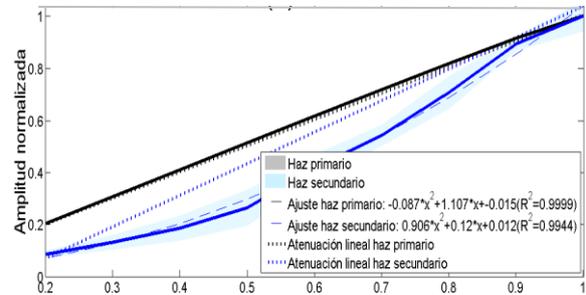


Figura 44: Variación de voltaje del sweep paramétrico de 2-20 kHz (largo) en AIRMAR P-319.

Se decide no presentar los resultados de directividad, atenuación y variación de voltaje del sweep descendente, por ser muy parecidos a los obtenidos con el ascendente, sí se encuentran en el anexo.

## V.2. Emisor UCE-534541

### V.2.1. Admitancia eléctrica

Con el analizador de impedancias se realiza un barrido de frecuencias desde los 30 Hz hasta 1 MHz para detectar las frecuencias de resonancia del elemento del calibrador *UCE-534541*. A continuación se muestra el resultado en la *Figura 45* representando la admitancia eléctrica entre los 300 kHz y los 600 kHz, la cual presenta un máximo alrededor de los 495 kHz.

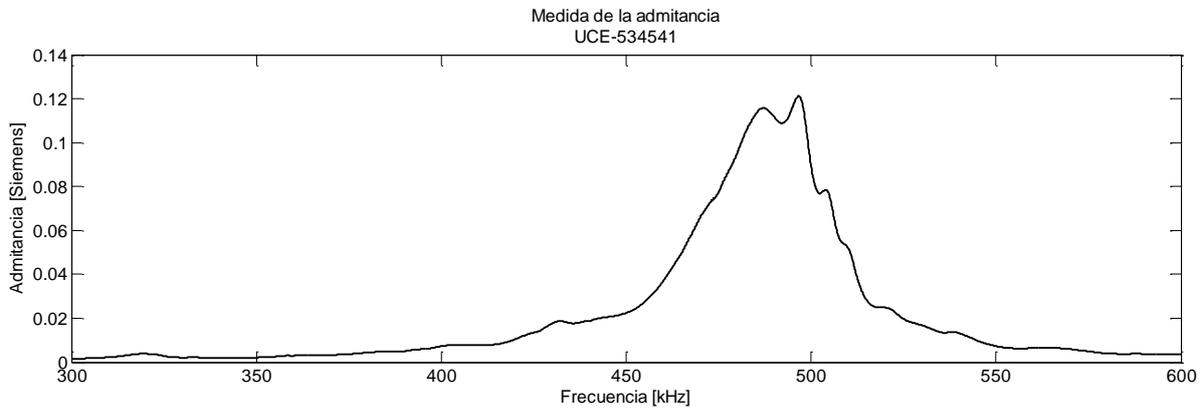


Figura 45: Admitancia experimental en valor absoluto del UCE-534541

Se observa que la mayor frecuencia de resonancia del *UCE-534541* entre los 300 y 600 kHz, corresponde a una frecuencia alrededor de los 495 kHz.

### V.2.2. Sensibilidad acústica de transmisión (TVR)

Se calcula el TVR haciendo un barrido frecuencial en la emisión con el transductor *UCE-534541* con frecuencia desde los 100 Hz a los 600 kHz. Se recibe la señal con el hidrófono *TC4013*. Se grafica a continuación el resultado (ver *Figura 46*) donde se observa que el mayor pico de TVR se concentra alrededor de los 495 kHz.

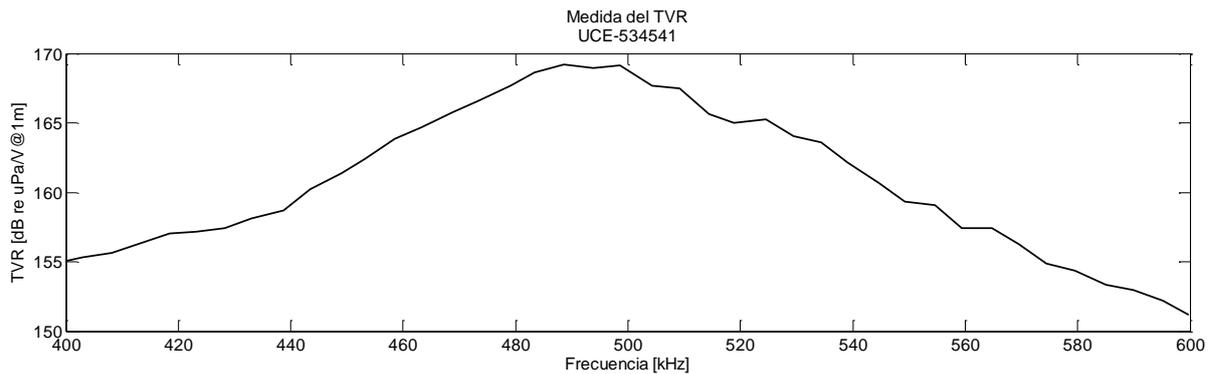


Figura 46: TVR UCE-534541

Para representar el TVR se ha usado el método de correlación entre la señal enviada y la recibida, una vez contrastado el mayor pico presentado de TVR con el de admitancia, se modelaron las señales paramétricas con la frecuencia de resonancia detectada para utilizar el transductor en su uso óptimo de emisión, a la frecuencia de 495 kHz.

V.2.3. Directividad, Atenuación y Variación de Voltaje

ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ PRIMARIO: CORRELACIÓN (3)

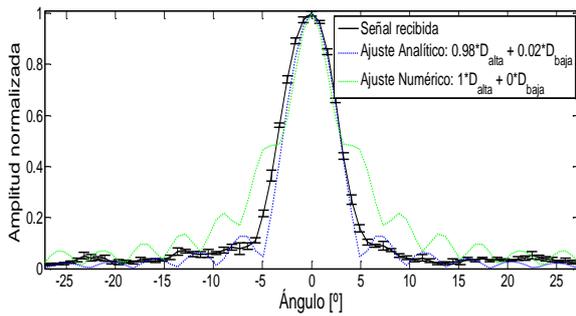


Figura 47: Directividad haz primario de sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en UCE-534541.

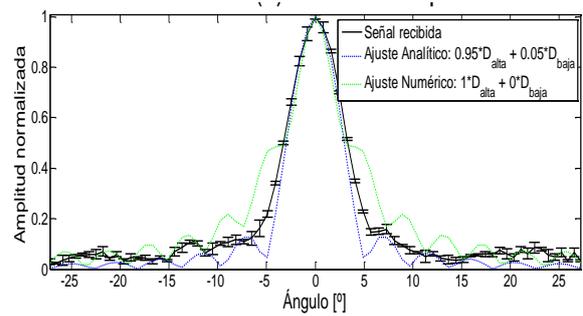


Figura 48: Directividad haz primario de sweep paramétrico de 2-20 (largo) kHz en UCE-534541.

ANÁLISIS DE DIRECTIVIDAD HAZ SECUNDARIO: CORRELACIÓN (3)

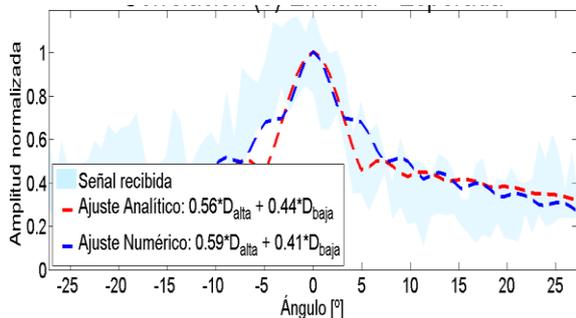


Figura 49: Directividad haz secundario de sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en UCE-534541.

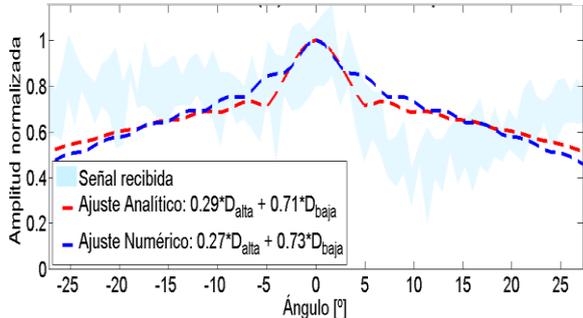


Figura 50: Directividad haz secundario de sweep paramétrico de 2-20 kHz (largo) en UCE-534541.

ANÁLISIS DE ATENUACIÓN: CORRELACIÓN (1)

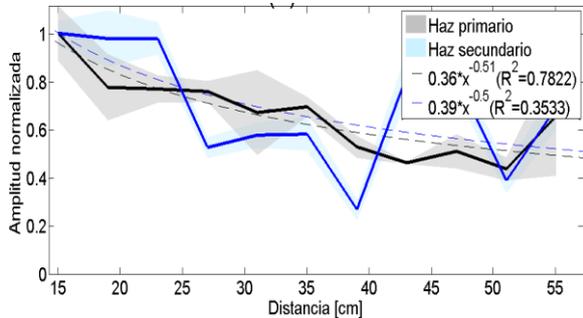


Figura 51: Atenuación del sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en UCE-534541

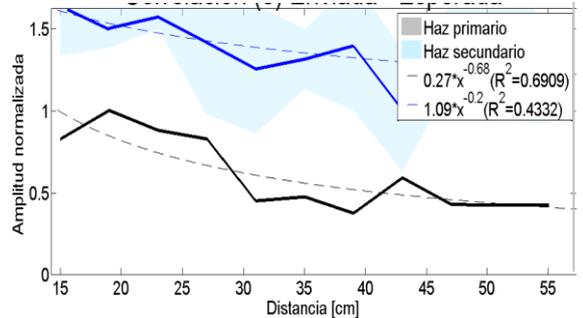


Figura 52: Atenuación del sweep paramétrico de 2-20 kHz (largo) en UCE-534541

ANÁLISIS DE VARIACIÓN DE VOLTAJE: CORRELACIÓN (1)

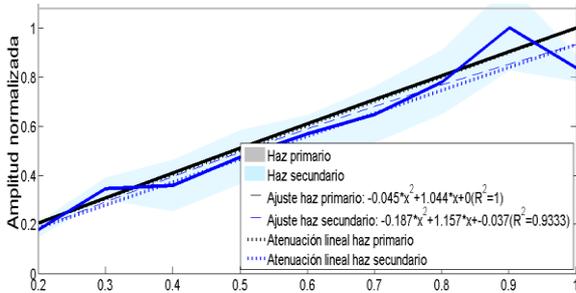


Figura 53: Variación de voltaje del sweep paramétrico de 2-20 kHz (corto) en AIRMAR P-319.

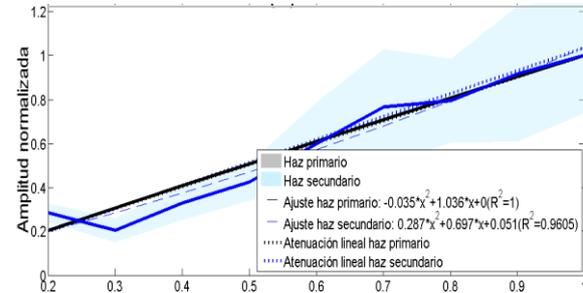


Figura 54: Variación de voltaje del sweep paramétrico de 2-20 kHz (largo) en AIRMAR P-319.

### V.3. Discusión de resultados experimentales

DIRECTIVIDAD						
Transductor emisor	Tipo de señal		Haz primario		Haz secundario	
			Analítico $D_{alta}$ (%)		Analítico $D_{alta}$ (%)	
AIRMAR P-319	Seno paramétrico	10 Hz	0.86		0.64	
		15 Hz	0.80		0.49	
		20 Hz	0.77		0.21	
	Sweep paramétrico	Corto	0.71		0.79	
		largo	0.79		0.36	
UCE-534541	Sweep paramétrico	Corto	0.98		0.56	
		largo	0.95		0.29	

Tabla 3: Resultados de directividad obtenidos.

En el análisis del haz primario, debido a que hay mucha más señal que ruido de alta frecuencia (alta señal a ruido) en todo el rango angular estudiado, se recibe una alta componente de directividad de alta frecuencia ( $D_{alta}$ ), más cercana al 100% por dicho ruido en ángulos más abiertos que  $\pm 10^\circ$ . Como en el haz secundario hay mucho menos señal a ruido, así como una componente lineal de baja frecuencia, esto provoca una menor componente de directividad de alta frecuencia. Aun así, como se observa en la Figura 34, 40 i 50 en el rango angular de  $\pm 5^\circ$  la directividad del haz secundario es mucho más similar a la del primario, evidenciando el fenómeno paramétrico.

ATENUACIÓN						
Transductor emisor	Tipo de señal		Haz Primario		Haz secundario	
			a	b	a	b
AIRMAR P-319	Seno paramétrico	10 Hz	0.17	0.93	0.40	0.49
		15 Hz	0.17	0.93	0.26	0.72
		20 Hz	0.20	0.84	0.18	0.91
	Sweep paramétrico	Corto	0.18	0.91	0.05	1.69
		largo	0.27	0.94	0.23	0.73
UCE-534541	Sweep paramétrico	Corto	0.36	0.51	0.39	0.50
		largo	0.27	0.68	1.09	0.2

Tabla 4: Resultados de atenuación obtenidos.

En el caso del AIRMAR P-319 (pistón plano), el haz primario tiende a una atenuación más bien esférica (parámetro  $b$  próximo a 1), mientras que el haz secundario disminuye el valor del parámetro  $b$  evidenciando el proceso de generación de un efecto paramétrico. En el caso del UCE-534541 (transductor cilíndrico), el parámetro  $b$  vale entre 0.5 y 1 (propagación cilíndrica y esférica) para el haz primario, se ve fuera del rango en el caso del haz secundario, evidenciando el proceso de generación del efecto paramétrico.

VARIACIÓN DE VOLTAJE								
Transductor emisor	Tipo de señal		Haz primario			Haz secundario		
			A	B	C	A	B	C
AIRMAR P-319	Seno paramétrico	10 Hz	-0.001	0.992	0.008	0.124	0.558	0.358
		15 Hz	0.000	0.999	0.001	-0.379	1.292	0.025
		20 Hz	0.005	0.993	0.000	-0.145	0.927	0.225
	Sweep paramétrico	Corto	0.044	0.957	0.001	0.347	-0.039	0.667
		largo	-0.087	1.107	-0.015	0.906	0.120	0.012
UCE-534541	Sweep paramétrico	Corto	-0.045	1.044	0.000	-0.187	1.157	-0.037
		largo	-0.035	1.036	0.000	0.287	0.697	0.051

Tabla 5: Resultados de variación de voltaje.

Sobre los ajustes de variación de voltaje, a pesar de no estar muy bien definidos, se puede observar que el haz primario, tiene el parámetro  $A$  próxima a 0, lo que significa que no tiene componente de no linealidad, pero en el haz secundario dicho valor aumenta por lo general, cuando el  $B$ , por su parte, disminuye, lo que evidencia la aparición del efecto paramétrico.

#### V.4. Simulación del calibrador para el Telescopio KM3NeT

Como se ha dicho, se procede a simular la directividad del array calibrador completo. Partiendo de los resultados experimentales de la directividad de un elemento (UCE-534541), se consigue simular la directividad del array completo.

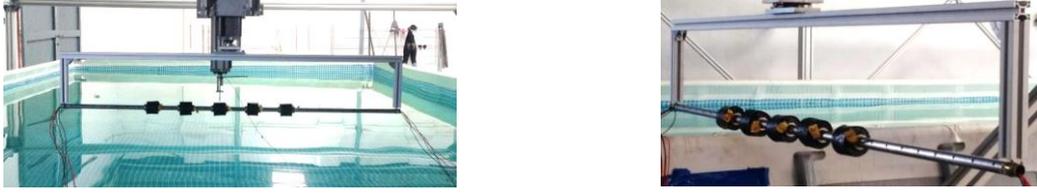


Figura 55: Registro fotográfico del calibrador del telescopio KM3NeT. Fuente: [4].

El proceso seguido por el programa simulador que se ha desarrollado en *MatLab* ha sido el siguiente:

- 1) Se parte de la directividad del elemento experimental obtenido  $p(\theta, d_o) \rightarrow p(\theta \in [-30,30], 0.35)$ .
- 2) Se calcula la presión en un punto a una distancia  $r$  y un ángulo  $\theta$  del emisor [17]:

$$p(r) = \frac{p_o}{r} \quad (22)$$

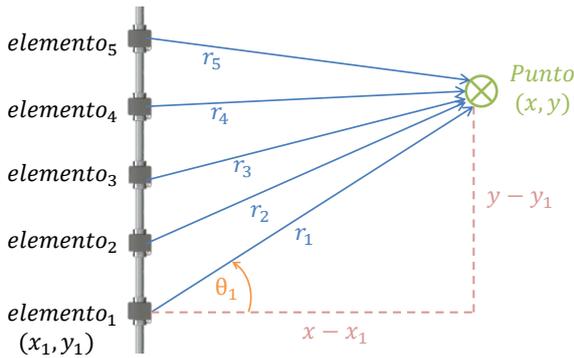


Figura 56: Esquema para la simulación del array calibrador.

- 3) Se aplica la ecuación 22 al caso del punto receptor ( $\theta \in [-30,30]; d_o=0.35\text{m}$ ) para el elemento medido, donde se conoce la presión:

$$p(d_o, \theta) = \frac{p_o}{d_o} \rightarrow p_o = p(d_o, \theta) \cdot d_o \quad (23)$$

- 4) Se combinan las ecuaciones 22 i 23 al caso de un punto cualquiera (*Punto*) para cada elemento emisor (haciendo referencia a la Figura 56):

$$p(\theta_i, r_i) = \frac{p_o}{r_i} = \frac{p(d_o, \theta) \cdot d_o}{r_i} \quad (24)$$

- 5) De la geometría de la Figura 56, se tiene:

$$\theta_i = \arctg\left(\frac{y-y_i}{x-x_i}\right) \quad ; \quad r_i = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} \quad (25 \text{ y } 26)$$

- 6) La presión total en el punto de medida será la superposición de las presiones de los 5 elementos:

$$p_T = \sum_{i=1}^5 p_i(\theta_i, r_i) e^{-k_i r_i + \omega t} \quad (27)$$

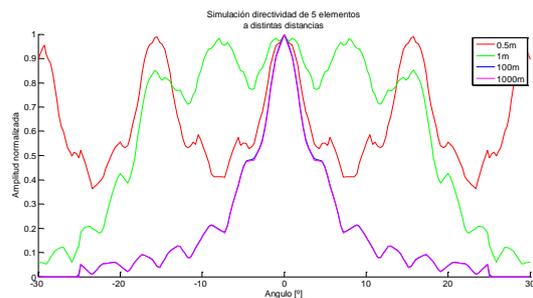
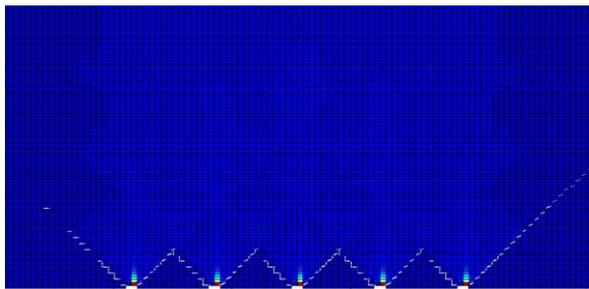


Figura 57: Simulación de la directividad del calibrador del telescopio KM3NeT.

## VI. CONCLUSIONES

---

### Para la generación y estudio de señales paramétricas.

- Se generan señales sinusoidales del tipo seno y sweep, y al analizar el haz secundario esperado se comprueba que en el dominio de la frecuencia cumplen la frecuencia diferencia (haz secundario). Para el caso del sweep paramétrico el ancho de banda es aproximado (desplazado en frecuencia).
- No se aprecia diferencia relevante con el uso de un sweep paramétrico ascendente y descendente.
- Se comprueba analíticamente la aplicación de la *ecuación 1* para estimar el efecto paramétrico (2ª derivada de la envolvente al cuadrado) que debe generar una señal en su propagación por un medio no lineal, coincidiendo en forma a la calculada con la función *Hilbert* de *MatLab*.

### Para la elección del modelo paramétrico teórico.

- Se calculan las distintas distancias características. Ambos emisores se encuentran en el caso en que  $L_S > L_A > L_R$ , lo que significa que el modelo analítico que predice la directividad del haz secundario para el caso es el de Berklay y Meahy.
- Se simula el campo acústico a lo largo del eje de cada emisor, comprobando la localización de las distancias de Rayleigh y del último máximo del patrón de interferencias.

### Respecto a las medidas experimentales y ajustes.

- Se realizan hasta 3 tipos de correlación distintas en busca de la señal esperada (y enviada) entre la recibida con el uso de un filtro previo para eliminar ruido a la señal recibida. Se comprueba la dificultad y sensibilidad en la detección del haz secundario de señales paramétricas.
- Se simula analíticamente y numéricamente la directividad de ambos emisores usados, comprobando que sobretodo difieren en la formación de lóbulos secundarios.
- Se calcula la frecuencia de resonancia de ambos transductores, contrastando las medidas de admitancia eléctrica y TVR.
- En la directividad calculada con senos paramétricos, se concluye que a menor frecuencia diferencia, mayor será la aparición del efecto paramétrico.
- En la directividad calculada con sweeps paramétricos, se concluye que con la señal de corta duración (250  $\mu$ s) se genera antes el efecto paramétrico que con el sweep paramétrico de larga duración (1000  $\mu$ s).
- La atenuación y variación de voltaje del elemento *UCE-534541* se estiman **inclocuyentes**, ya que no se ha podido diferenciar el haz primario del secundario. Puede haber sido porque el transductor cilíndrico propaga más omnidireccionalmente que el plano, lo que puede provocar reflexiones laterales que no se han tenido en cuenta, invalidándose así las medidas
- Se ha conseguido de forma sistemática tener un valor de ajuste en cada gráfica (directividad, atenuación y variación de voltaje) que parece presentar cierta tendencia sobre el efecto paramétrico, especialmente apreciable con la señales sweep paramétricas.

### Respecto a la simulación del calibrador.

- La simulación de directividad del array calibrador muestra que a la 0.5 m se distingue la presión de cada elemento por separado, a 1 m ya se aprecia la tendencia de las presiones a ir unificándose y a los 100 m simulados se observa la misma directividad que se tenía en un solo elemento. Esto concluye la eficacia del calibrador, para conseguir un alto grado de directividad a largas distancias.

## FUTUROS ESTUDIOS Y LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

---

**Como trabajos futuros en relación y aplicación directa a los estudios realizados en este TFM, se señalan.**

- Medir la directividad, atenuación y variación de voltaje del *array completo*, con distintos elementos y distintas separaciones, a una mayor distancia entre calibrador e hidrófono (por ejemplo, a 4 metros de distancia, donde la directividad del conjunto de emisores sea más prominente).
- Medir en distancias mucho mayores, por ejemplo a 100 y 1000 metros entre calibrador e hidrófono, y comprobar una directividad experimental con la simulada en este trabajo a dichas distancias. Esto requeriría una previa *amplificación individual* en cada uno de los elementos, por lo que se debería investigar y diseñar una nueva electrónica adecuada de amplificación que permita emisiones kilométricas.
- Medir una señal de tipo *pulso bipolar*, emulando la interacción de un neutrino con el agua. Si esto se hace con la previa instalación en desarrollo, de la electrónica de amplificación, y el calibrador completo se podría cuantificar su eficacia y eficiencia.

**En relación con algunos aspectos particulares del estudio del efecto paramétrico.**

- Medir el efecto paramétrico a mayores distancias, para contrastar experimentalmente la eficiencia del haz secundario con respecto al esperado de los distintos modelos analíticos vistos anteriormente.
- Estudiar el umbral de generación del efecto paramétrico para cada magnitud caracterizada en este trabajo, como es la influencia del ruido en las medidas y la de los lóbulos laterales del transductor emisor.

**Como futuras líneas de investigación que surgen de los estudios realizados para este TFM, se destacan.**

- Estudio de un mayor conjunto de señales, con modulaciones más específicas, que las utilizadas habitualmente (senos y sweeps), para optimizar la señal acústica paramétrica esperada.
- Aplicar los estudios de las distintas señales estudiadas al ámbito de las comunicaciones acústicas submarinas, como transferencia tecnológica de los estudios básicos realizados.

## REFERENCIAS

---

- [1] IVAN FELIS ENGUIX. (2017) *Tecnologías Acústicas para la Detección de Materia Oscura*. Tesis Doctoral. Gandia: Escola Politècnica Superior de Gandia.
- [2] SILVIA ADRIÁN MARTÍNEZ. (2015) *Design and Development of an Acoustic Calibrator for Deep-Sea Neutrino Telescopes and First Search for Secluded Dark Matter with ANTARES*. Tesis Doctoral. Gandia: Escola Politècnica Superior de Gandia.
- [3] LAHMANN, R. (2012) “*The Neutrino Telescope of the KM3NeT Deep-Sea Research Infrastructure*” en *Physics Procedia*, 37, p. 1209-1216.
- [4] MARÍA SALDAÑA COSCOLLAR. (2017) *Acoustic System Development for Neutrino Underwater Detectors*. Tesis Doctoral. Gandia: Escola Politècnica Superior de Gandia.
- [5] ARDID, M.; BOU-CABO, M.; CAMARENA, F.; ESPINOSA, V.; LAROSA, G.; MARTÍNEZ-MORA, J.A.; FERRI, M. (2009) “*Use of parametric acoustic sources to generate neutrino-like signals.*” en *Nucl. Instr. Meth.*, 604, p. S208-S211.
- [6] ARDID, M.; ADRIÁN, S.; BOU-CABO, M.; LAROSA, G.; MARTÍNEZ-MORA, J.A.; ESPINOSA, V.; CAMARENA, F.; FERRI, M. (2012) “*R&D studies for the development of a compact transmitter able to mimic the acoustic signature of a UHE neutrino interaction.*” en *Nucl. Instr. Meth.*, 662, p. S206-S209.
- [7] ARDID, M.; MARTÍNEZ-MORA, J.A.; BOU-CABO, M.; LAROSA, G.; ADRIÁN-MARTÍNEZ, S.; LLORRENS, C.D.; (2012) “*Acoustic transmitters for underwater neutrino telescopes.*” en *Sensors*, 12, p. 4113-4132.
- [8] SALDAÑA, M.; LLORRENS, C.D.; FELIS, I.; MARTÍNEZ-MORA, J.A.; ARDID, M.; (2016) “*Transducer development and characterization for underwater acoustic neutrino detection calibration.*” en *Sensors*, 16, p. 1210-1221.
- [9] AGERON, M. (2011) “*ANTARES: The first undersea neutrino telescope*” en *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 656, p. 11-38.
- [10] IVAN FELIS ENGUIX. (2012) *Estudio y análisis del efecto paramétrico en aire y de los efectos de interponer una capa de material tras el transductor*. Trabajo Final de Máster. Gandia: Escola Politècnica Superior de Gandia.
- [11] MOFFETT, M.B ; MELO, P. (1979) “*Parametric acoustic sources of transient signals*” en *J. Acoust. Soc. Am.*, 66, p. 1182-1187.
- [12] WESTERVELT, PETER J.; (1963) “*Parametric Acoustic Array.*” en *J. Acoust. Soc. Am.*, 35 (4), p. 535-537.
- [13] BERKTAY, H.O.; LEAHY, D.J.; (1974) “*Farfield performance of parametric transmitters.*” en *J. Acoust. Soc. Am.*, 55 (3), p. 539-546.
- [14] MOFFETT, MARK B.; MELLEN, ROBERT H.; (1977) “*Model for acoustic sources.*” en *J. Acoust. Soc. Am.*, 61 (2), p. 325-337.
- [15] KOPP, LAURENT; CANO, DANIEL; DUBOIS, EVELYN; WANG, LIANSHENG; SMITH, BRIAN; F.W. COATES, RODNEY; (2000) “*Potencial performance of parametric communications.*” en *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25 (3), p. 232-295.
- [16] MARÍA MERCEDES CAMPO VALERA. (2016) *Diseño y construcción de un sensor acústico piezoeléctrico para detección de partículas*. Trabajo Final de Máster. Gandia: Escola Politècnica Superior de Gandia.
- [17] KINSLER, L. E. (2000) *Fundamentals of Acoustics, 4th ed.* EEUU: Publication Services, Inc.

- [18] PABLO GÓMEZ MAGENTI. (2016) *Estudio de la calibración de sensores acústicos por el método de reciprocidad para diferentes geometrías. Aplicación a la evolución temporal de la sensibilidad de los hidrófonos en instalaciones in situ*. Trabajo Final de Grado. Gandía: Escola Politècnica Superior de Gandia.
- [19] PROAKIS, J.G.; MANOLAKIS, D.G.; (1996) *Digital Signal Processing*. EEUU: Prentice Hall.
- [20] S. ADRIÁN, M. ARDID, M. BOU, I. FELIS, C. D. LLORENS, J. A. MARTÍNEZ, M. SALDAÑA. (2015) “Acoustic signal detection through the cross-correlation method in experiments with different signal to noise ratio and reverberation conditions.” en *Ad-hoc Networks and Wireless*, p. 66-79.
- [21] HUMPHREY, VICTOR F.; ROBINSON, STEPHEN P.; SMITH, JOHN D.; MARTIN, MICHAEL J.; BEAMISS, GRAHAM A.; HAYMAN, GARY; CARROLL, NICHOLAS L.; (2008) “Acoustic characterization of panel materials under simulated ocean conditions using a parametric array source.” en *J. Acoust. Soc. Am.*, 124 (2), p. 803-814.
- [22] CAMPO VALERA, MARÍA MERCEDES; ARDID RAMÍREZ, MIGUEL; D. TORTOSA, DÍDAC; FELIS ENGUIX, IVAN; MARTÍNEZ MORA, JUAN ANTONIO; (2017) “Estudio del efecto paramétrico en agua con aplicación a un calibrador acústico para detección de neutrinos.” en 48º Congreso Español de Acústica. A Coruña.