

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Evaluación experimental de las técnicas de
predistorsión utilizadas en altavoces
direccionales ultrasónicos



Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Pablo Tello Santacana

Directores: Ricardo San Martín y Asier Marzo

Pamplona, 6 de Junio de 2019



“En agradecimiento al laboratorio de acústica de la Universidad Pública de Navarra por su ayuda prestada durante la realización de este trabajo tanto profesional como personalmente.”

Resumen

Para generar audio de baja frecuencia y alta directividad es necesario explotar la interacción no lineal de ondas ultrasónicas. Este fenómeno puede explicarse con la propiedad de autodemodulación en el aire de ondas ultrasónicas moduladas en amplitud.

Para entrar en la zona de acústica no lineal el nivel de la onda ultrasónica primaria, la onda portadora que se modula con la señal audible, tiene que ser alto. Debido a efectos de propagación no lineales en el aire, esta onda primaria se demodula de forma natural. Las ondas sonoras secundarias así generadas pueden escucharse, habiendo adquirido la directividad del haz primario ultrasónico.

Sin embargo, también aparece distorsión en la señal de audio demodulada. Mediante técnicas de preprocesado de señal puede reducirse esa distorsión. El objetivo del proyecto es evaluar diferentes técnicas de predistorsión para mejorar la calidad sonora de estos altavoces.

Palabras clave

altavoz direccional ultrasónico, predistorsión, ultrasonidos, alta directividad, evaluación experimental, THD, IMD, distorsión, altavoz paramétrico, transductores ultrasónicos

Índice de contenidos

1. Introducción	7
2. Contexto histórico.....	8
3. Caracterización del altavoz direccional	10
3.1 Selección del micrófono para realizar las medidas:	11
3.2 Respuesta del altavoz	14
3.3 Directividad del altavoz direccional:.....	14
3.4 Niveles frente distancia	16
4. Técnicas de predistorsión:	17
4.1 DSBAM	17
4.2 SSB (LSP y USB).....	18
4.3 SRAM.....	18
4.4 MAM	19
4.4.1 MAM1	19
4.4.2 MAM2	19
4.5 FM	20
5. Función de transferencia del altavoz con predistorsión	21
5.1 Método utilizado para medir la función de transferencia.....	21
5.2 Resultados obtenidos	25
5.2.1 Función de transferencia respecto a la modulación	25
5.2.2 Función de transferencia respecto al índice de modulación.....	27
6. Evaluación de la distorsión	28
6.a Distorsión armónica (Harmonic Distortion – HD).....	29
6.b Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion – THD)	30
6.c Distorsión de Intermodulación: dos tonos (Two-tone Distortion - IMD)	30
7. Medida distorsión armónica	31
7.1 Método utilizado para medirla distorsión armónica	31
7.2 Resultados obtenidos	34
7.2.1 Respecto a la modulación	34
7.2.2 Respecto al índice de modulación	35

8. Medida distorsión de intermodulación	37
8.1 Método utilizado para medir distorsión de intermodulación	37
8.2 Resultados obtenidos	38
8.2.1 Respecto a la modulación	38
8.2.2 Respecto al índice de modulación	40
Conclusiones	42
Líneas futuras de investigación.....	43
Referencias	44

1. Introducción

Al comienzo de curso, en una de las primeras clases de la asignatura “Acústica arquitectónica” nos presentaron tres propuestas de trabajo de fin de grado con la posibilidad de realizar una beca de colaboración mientras se trabajaba en ellas. Personalmente, la que mas me llamó la atención fue la relacionada con los altavoces direccionales ya que se nos hizo una demostración del funcionamiento de uno de ellos y me sorprendió bastante al no haber visto nada parecido anteriormente. Así como con ondas electromagnéticas ya había visto dispositivos de alta directividad, como por ejemplo los láseres, con ondas acústicas no había visto nada parecido y me sorprendió especialmente cuando se apuntó con el altavoz de un lado a otro de la pared del aula ya que el punto de origen del sonido parecía moverse por dicha superficie. Interesado y asombrado por el funcionamiento de este dispositivo decidí involucrarme en ese proyecto.

Durante la realización de la beca de colaboración, fui entendiendo poco a poco el funcionamiento de estos dispositivos mientras realizábamos diferentes circuitos electrónicos basados en Arduino que acondicionaban una señal de entrada, en tiempo real, para su reproducción con una matriz de transductores ultrasónicos. En este periodo nos dimos cuenta de que la señal de audio demodulada aparecía distorsionada y que existía bibliografía en la cual se proponían distintas técnicas de predistorsión para mitigar este efecto. Estos descubrimientos fueron los que dieron pie a la realización de este trabajo.

2. Contexto histórico

Los altavoces paramétricos utilizan la interacción no lineal de los ultrasonidos en el medio para la reproducción de audio, consiguiendo crear una fuente de sonido de alta directividad y con una significativamente pequeña apertura en comparación con los altavoces convencionales. Este fenómeno se consigue gracias a la propiedad de autodemodulación de los ultrasonidos.

En 1963, Westervelt [1] describió cómo se generan señales de una frecuencia diferencia a partir de dos haces de sonido de alta frecuencia colimados. A estos haces, de frecuencia f_1 y f_2 , se les denomina ondas primarias y generan una señal de frecuencia diferencia $f_2 - f_1$. La interacción no lineal de las ondas primarias con el medio de propagación equivale a la creación de una matriz longitudinal de fuentes virtuales de sonido, denominada matriz paramétrica, *Fig.1*. La alta directividad del altavoz es atribuida a la creación de la matriz paramétrica.

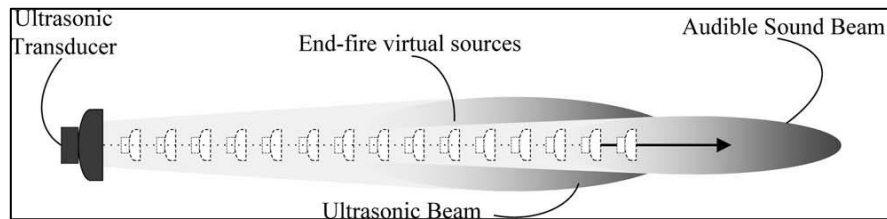


Fig.1. Representación de las fuentes virtuales. Fuente: [11]

En 1965, Berktaf [2] publica una explicación mas completa de este proceso al no limitar su análisis a solo dos ondas primarias. Suponiendo que la onda primaria es de la forma $p_1 = P_0 E(t) \sin \omega_c t$ Berktaf aproxima el campo lejano con la siguiente expresión:

$$p_2 \propto P_0^2 \partial^2 E^2(t) / \partial t^2$$

Donde t es el tiempo, $E(t)$ es la función de la envolvente, P_0 es el nivel de presión sonora inicial de la portadora y p_2 es la señal demodulada.

Desde el descubrimiento de Westervelt se publicaron cientos de artículos alrededor de este tema, tanto desde un punto de vista teórico cómo experimental, pero la inmensa mayoría de ellos basaban su estudio en aplicaciones subacuáticas, utilizando como medio de propagación el agua. Durante años se utilizó este efecto para aplicaciones de sonar.

Los primeros experimentos de este fenómeno en el aire fueron realizados por Bennet y Blackstock [3] en 1975. Desde entonces, a la combinación de los transductores ultrasónicos junto a la matriz paramétrica se le denomina altavoz paramétrico.

En 1982, Yoneyama [4] demostró la utilización del altavoz paramétrico para emitir audio de banda ancha. En su experimento utilizó 547 transductores piezoeléctricos para emitir audio modulado, utilizando como técnica de modulación una AM convencional. Sus experimentos revelan que la señal demodulada, por el efecto no lineal, posee un diagrama de emisión muy directivo pero sufre una alta distorsión armónica y posee una respuesta en frecuencia bastante pobre.

En 1984, Kamakura [5] demostró que es posible reducir la distorsión preprocesando la señal y utilizando una modulación de doble banda lateral DSBAM. En 1985, Kamakura [6] propone la utilización de una modulación en banda lateral única SSBAM ya que esta modulación utiliza un ancho de banda menor.

En 1998, Kyte [7] propone una modulación que involucra la obtención de la raíz cuadrada de la señal moduladora, normalmente denominada SRAM. La idea de utilizar una modulación de este tipo viene de la aproximación de Berktay, que predice que la señal demodulada es proporcional a la derivada segunda del cuadrado de la envolvente del ultrasonido. Kyte también propone que la distorsión de la señal demodulada se podría eliminar completamente si se consiguen reproducir todos los armónicos que se generan al aplicar la raíz cuadrada a la moduladora, pero comenta que esta acción no es realizable al precisar de un ancho de banda infinito.

Un año después, en 1999, Pompei [8] presenta un dispositivo experimental basado en la modulación propuesta por Kyte y observa en sus experimentos que con la modulación SRAM se obtiene una menor distorsión armónica que con una modulación DSBAM.

En 2008, Tan [9] propone la utilización de una serie de modulaciones en amplitud modificadas MAM que ofrecen una variedad de anchos de banda flexibles para una amplia gama de transductores ultrasónicos.

En 2010, Tan [10] propone la utilización de modulaciones en amplitud modificadas en cuadratura MAMq. Además, calcula teóricamente y simula los distintos valores del THD y IMD que se obtendrían con distintas modulaciones.

3. Caracterización del altavoz direccional

A la hora de realizar este estudio se ha utilizado como altavoz una matriz de transductores ultrasónicos de 5x10 menos uno que es sustituido por una bobina en serie, cómo se observa en la Fig.2.

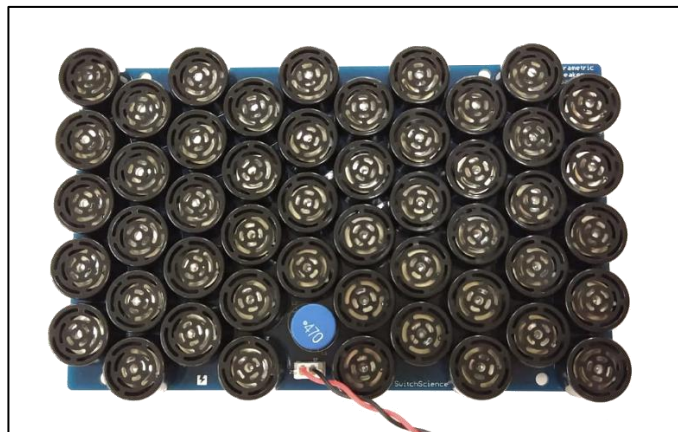


Fig.2. Matriz de transductores ultrasónicos utilizada.

Las señales a emitir se han transmitido desde una tarjeta de sonido, Focusrite Scarlett 18i20, a un amplificador de audio, alimentado a 12v, conectado directamente a la matriz de transductores ultrasónicos. Este proceso queda reflejado en la Fig.3.

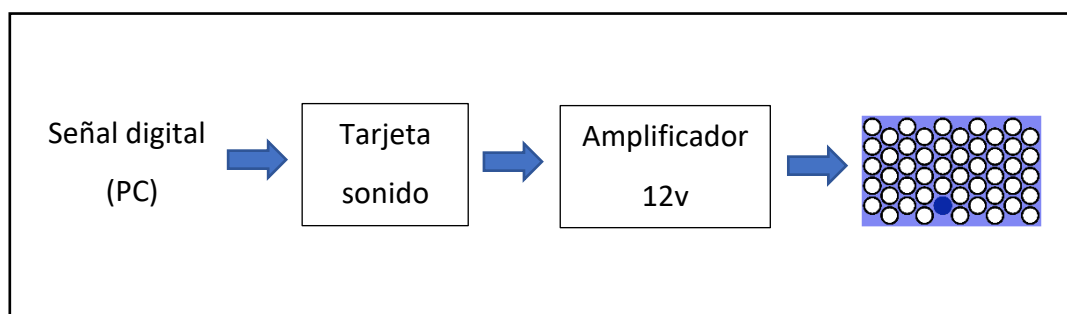


Fig.3. Diagrama de bloques del proceso de emisión.

3.1 Selección del micrófono para realizar las medidas:

Para la realización de las medidas acústicas correctamente se debía seleccionar un micrófono adecuado, ya que al trabajar con grandes niveles de ultrasonidos las medidas acústicas se pueden ver distorsionadas y/o alteradas por ese nivel. Para seleccionar un micrófono adecuado se situó el altavoz a 1,5 metros de un trípode para micrófonos y se fue probando a realizar medidas con nueve micrófonos diferentes. Para cada uno, antes de realizar la medición, se ajustó la ganancia correctamente para que la señal no se saturase y a su vez se maximizara el nivel señal-ruido. Los modelos de micrófonos utilizados junto a su abreviación se encuentran en la siguiente tabla:

Modelo	Abreviación
GRAS 40AC	GRO
Behringuer ECM8000	BHO
Beyerdynamic MM1	BDY
Shure SM58	SH8
Shure PG58	SHP
Shure SM57	SH7
Behringuer XM2000S	BHS
Behringuer XM8500	BHX
BCT DM1	BCT

Los tres primeros modelos se tratan de micrófonos de condensador y los seis últimos son micrófonos electrodinámicos.

Se realizaron también medidas utilizando un film transparente a modo de filtro acústico para tratar de mitigar los efectos del ultrasonido en las medidas tal y como propone Ji [11] pero no se obtenían resultados consistentes mientras se utilizaba dicho filtro, por lo que su utilización quedó descartada.

Se probó con distintas orientaciones de los micrófonos a la hora de realizar las medidas para tratar de mitigar ese efecto, tal y como propone Ju [13] pero no se encontraron ventajas significativas así que se optó por una orientación directa.

Con el fin de comprobar que todos los micrófonos elegidos respondían correctamente en el rango de frecuencias audibles, se emitió y midió un sweep que abarcara esas frecuencias. En la Fig.4 se observa que tanto con los micrófonos de condensador como con los electrodinámicos se obtienen respuestas impulso aceptables al ser planas, pero se observa que en estos últimos micrófonos la respuesta baja considerablemente a partir de los 10 kHz.

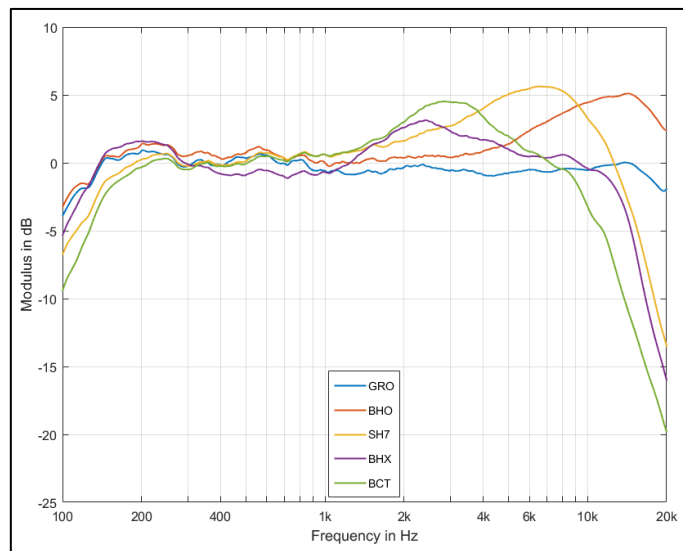


Fig.4. Respuesta en rango audible medida con distintos micrófonos.

Para comprobar como afectaba el alto de nivel de ultrasonidos se emitió y midió un sweep en esas frecuencias. En la Fig.5 se observa que los micrófonos electrodinámicos son menos sensibles a las frecuencias de ultrasonidos por lo que las mediciones que se hagan con ellos van a ser menos afectadas por el alto nivel.

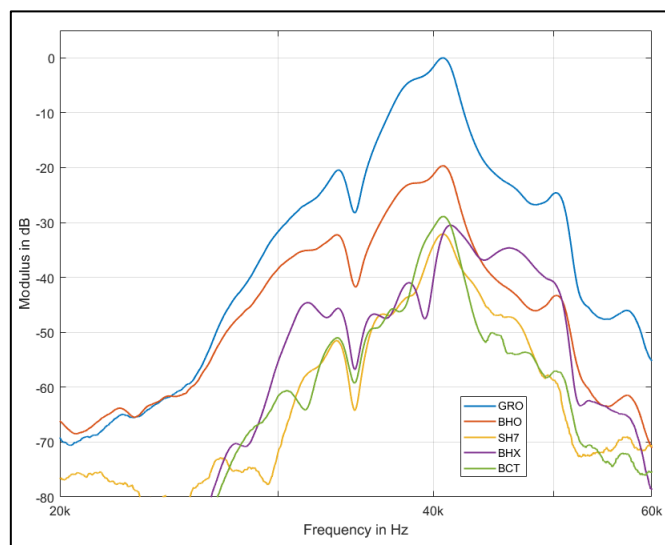


Fig.5. Respuesta en el rango de ultrasonidos medida con distintos micrófonos.

Con el objetivo de encontrar el micrófono adecuado para medir la señal demodulada, se emitió y midió un sweep modulado en DSBAM con índice de modulación igual a la unidad y con una frecuencia de portadora de 40,900 Hz ya que, cómo se observa en la Fig.5, en esa frecuencia se encuentra el máximo de la respuesta del altavoz. Las respuestas obtenidas se encuentran en la Fig.6 y se observa que las obtenidas con micrófonos de condensador presentan una respuesta a bajas frecuencias bastante elevadas debidas a espurios que se generan en el sistema. Se conoce que las respuestas obtenidas con los micrófonos electrodinámicos son más representativas debido a que Yang [11] predice esa subida de aproximadamente 12 dB/octava.

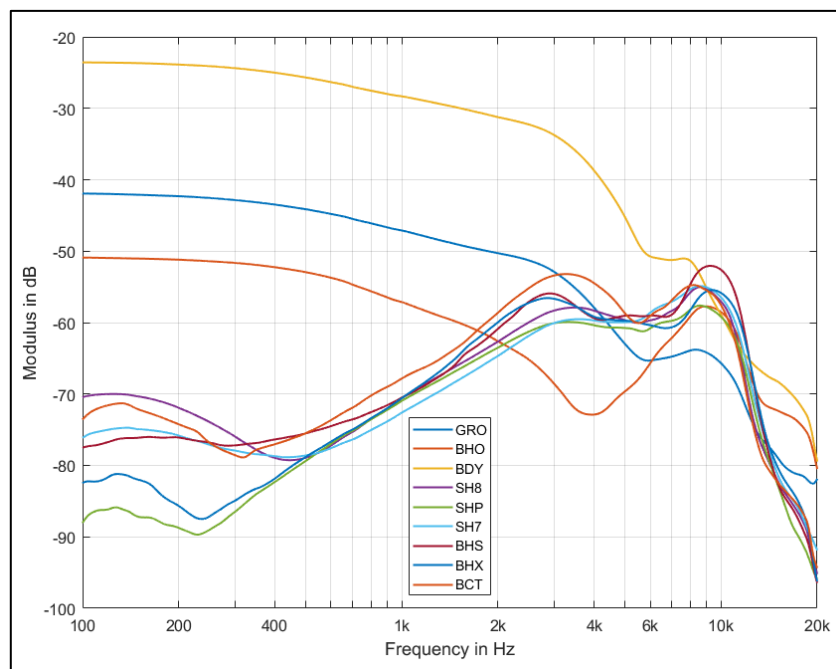


Fig.6. Respuesta del altavoz a un Sweep modulado medido con distintos micrófonos.

A la vista de las medidas realizadas se concluye que de los micrófonos disponibles, el mas adecuado a la hora de realizar mediciones correspondientes a la onda demodulada es el Behringuer XM8500.

3.2 Respuesta del altavoz

Una vez estudiado con que micrófono se debían realizar las mediciones, se obtuvo la respuesta del altavoz en el rango de ultrasonidos. Para ello se situó el micrófono GRAS, ya que es el adecuado para medir en ese rango al poseer la respuesta más plana en esas frecuencias, a 1,5 metros del altavoz y se emitió un sweep logarítmico para medir la respuesta del altavoz. En la Fig.7 se encuentra la respuesta obtenida. Se observa que posee un máximo entorno a la frecuencia 40.900 Hz y aproximadamente 6.500 Hz más abajo se encuentra un mínimo.

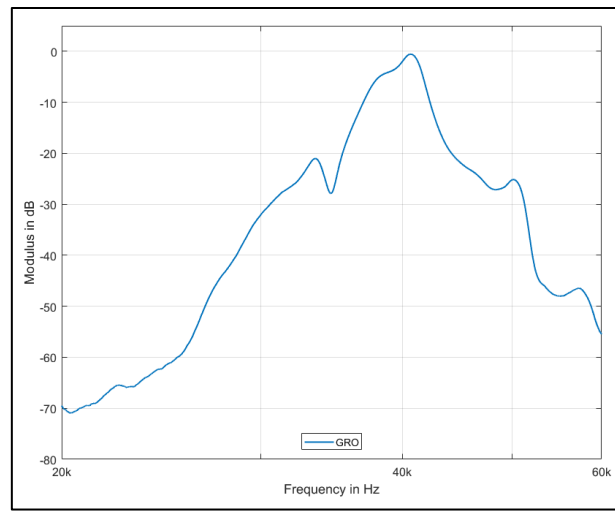


Fig.7. Respuesta del altavoz en el rango de los ultrasonidos.

3.3 Directividad del altavoz direccional:

Para caracterizar el diagrama de radiación del altavoz paramétrico, a la frecuencia de portadora ($f_c=40900$ Hz), el altavoz se situó en una base giratoria, se colocó el micrófono GRAS a 2 metros de distancia, se calibró el micrófono y se realizó la medición del nivel de la portadora de -90° a 90° .

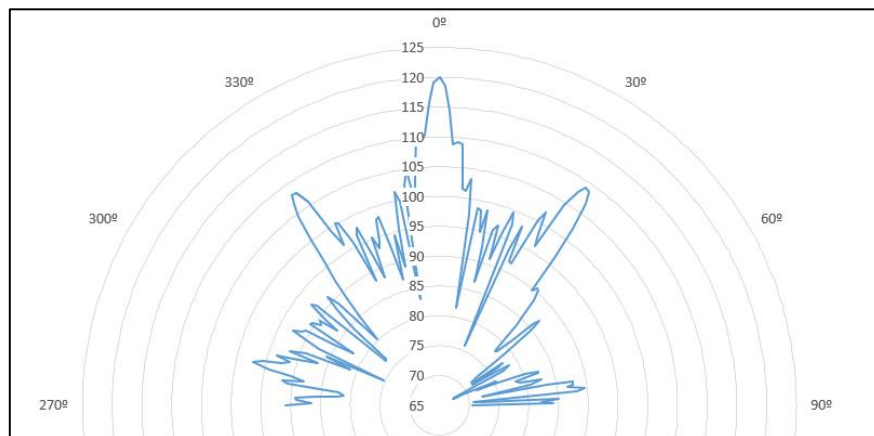


Fig.8. Patrón de emisión en el rango de los ultrasonidos.

En la Fig.8 se observa el diagrama de radiación obtenido para la frecuencia de portadora. Se observa la alta directividad del dispositivo ya que el ancho de haz es menor a 4° , a partir de los cuales la potencia disminuye 3dB respecto a la del máximo en el lóbulo principal. También se aprecia la presencia lóbulos laterales situados a 34° y a 325° con unos niveles frente al lóbulo principal de -10,9 dB y -11,9 dB respectivamente.

Utilizando el micrófono Behringer XM8500 se repitió la medida anterior midiendo el nivel de una señal de 1 kHz modulada en DSBAM (Fig.9) y el nivel de una señal de 4 kHz modulada en DSBAM (Fig.10). En esta primera figura se contempla que el lóbulo principal posee el mismo ancho de haz que en el patrón de emisión en el rango de los ultrasonidos y se detecta la presencia de los mismos lóbulos laterales, situados a 34° y a 325° , pero con una diferencia respecto a la portadora mayor de -20 dB y -23,2 dB respectivamente. En la segunda figura se observa que el ancho de haz sigue siendo menor a 4° pero no posee los lóbulos laterales, al contrario de lo que sucedía con las otras frecuencias.

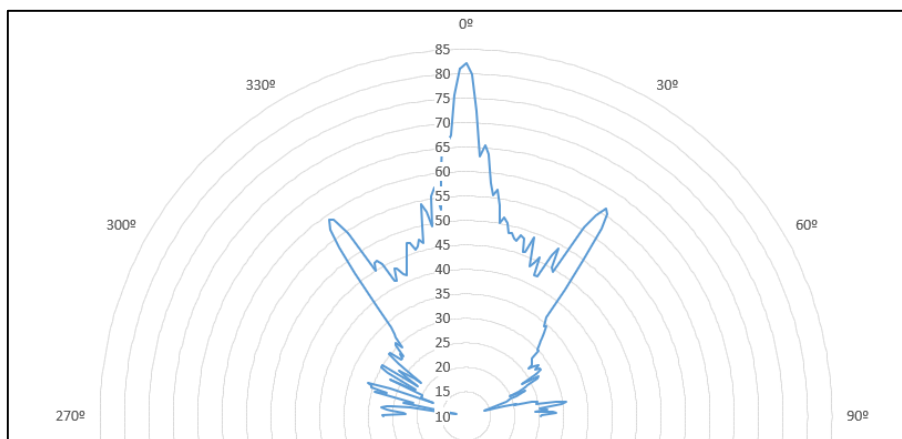


Fig.9. Patrón de emisión a 1 kHz

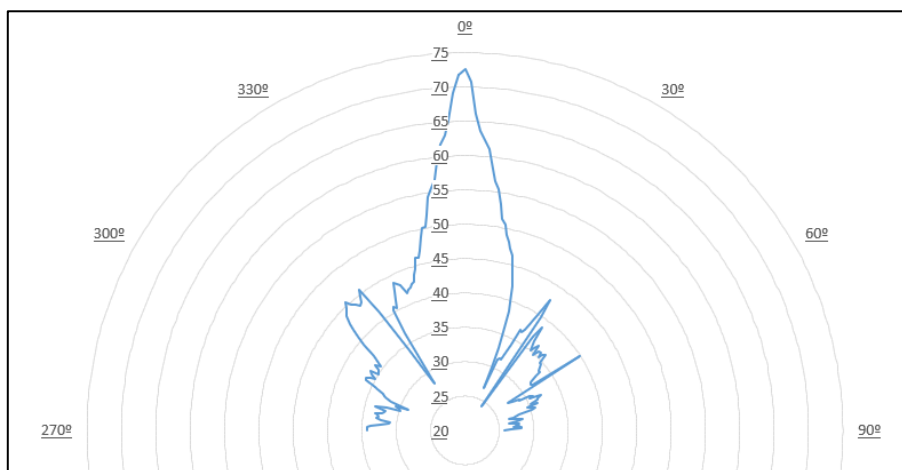


Fig.10. Patrón de emisión a 4kHz.

3.4 Niveles frente distancia

Se ha emitido y medido el nivel en las siguientes frecuencias: 1KHz, 4kHz y 40,9 kHz cada 10 cm para observar la evolución del nivel frente a la distancia. Se ha realizado esta medición tanto con el micrófono de condensador (Fig.11) como con el micrófono electrodinámico (Fig.12). Se aprecia que el GRAS, que posee una respuesta mas representativa a ultrasonidos, detecta un nivel mayor de portadora mientras que el Behringuer, que posee una respuesta mas representativa en frecuencias audibles, detecta un nivel mayor en la señal de 4 kHz que en la de 1 kHz. En la medición del GRAS esto ocurre al revés debido a los modos espurios apreciables en la Fig.6.

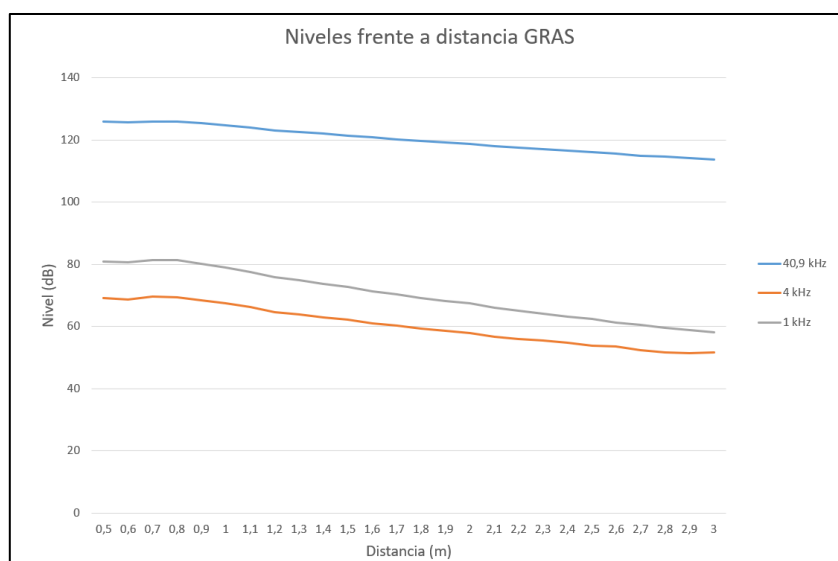


Fig.11. Niveles frente a distancia medido con el micrófono GRAS.

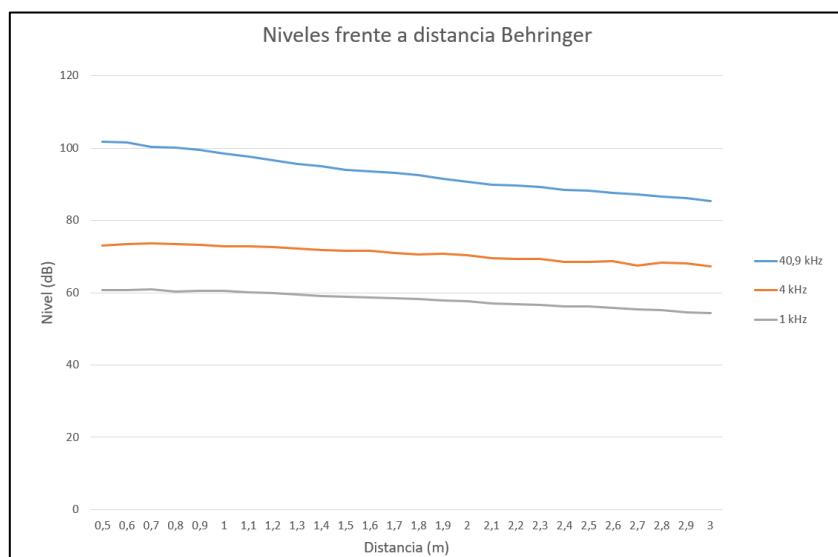


Fig.12. Niveles frente a distancia medido con el micrófono GRAS Behringer.

4. Técnicas de predistorción:

Se han implementado las técnicas de predistorción que se han ido utilizando a lo largo de la historia con los altavoces paramétricos. Estas técnicas se basan en modular la señal a emitir. Para poder aplicarlas y medir parámetros objetivos de la calidad de sonido obtenido con esas modulaciones, se ha generado la señal modulada digitalmente utilizando Matlab. Las modulaciones utilizadas han sido las siguientes:

4.1 DSBAM

Fue la primera técnica de modulación utilizada para emitir audio de banda ancha con un altavoz direccional, este primer experimento fue realizado en 1982 por Yoneyama [4]. Consiste en modular la señal como una doble banda lateral a la que se le añade la portadora, se conoce esta modulación también como AM convencional. Se le añade la portadora a la DSBAM para generar esa diferencia de frecuencias (entre portadora y las bandas laterales) necesaria para generar la señal demodulada en rango frecuencial audible. La expresión de la modulación es la siguiente:

$$P_1(t) = P_0[1 + mg(t)]e^{-\alpha x} \sin \omega_c t$$

Donde $P_1(t)$ es la señal modulada, P_0 es la amplitud de la onda primaria, m es el índice de modulación, $g(t)$ es la señal a modular, α es el coeficiente de absorción y ω_c es la frecuencia de la portadora.

El diagrama de bloques para implementar esta modulación se aprecia en la Fig.13:

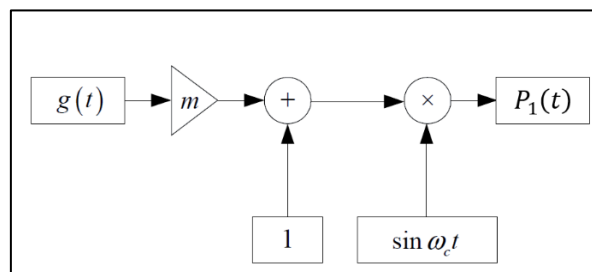


Fig.13. Diagrama bloques modulación DSBAM.

4.2 SSB (LSP y USB)

En 1985, Kamakura [6] propone la utilización de una modulación de banda lateral única junto a la portadora. Esta modulación requiere de menos potencia a la hora de emitir debido a que solo usa una banda lateral y no emite las dos, al contrario que DSBAM. La expresión de la modulación es la siguiente:

$$P_1(t) = P_0 e^{-\alpha x} \{ [1 + mg(t)] \sin \omega_c t \pm m \hat{g}(t) \cos \omega_c t \}$$

Donde $\hat{g}(t)$ es la transformada de Hilbert de $g(t)$. En caso de ser “-” se obtendría LSB donde la banda lateral sería inferior y en el caso de ser “+” se obtendría una modulación USB donde la banda lateral sería superior. Esta modulación posee una alta carga computacional en comparación con el resto de las modulaciones debido al filtro de Hilbert. En la Fig.14 se observa el diagrama de bloques necesario para implementar la modulación:

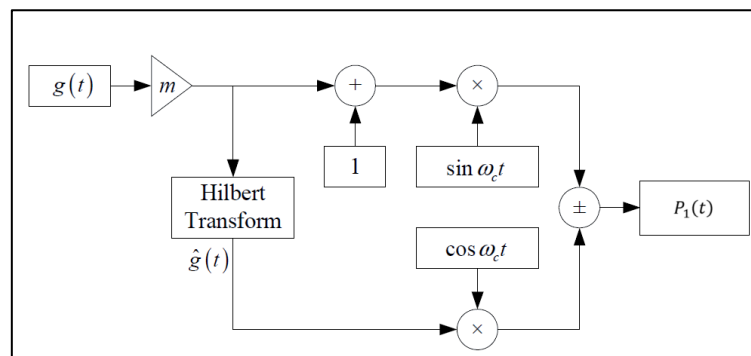


Fig.14. Diagrama bloques modulación SSB.

4.3 SRAM

En 1998, Kyte [7] propone la utilización de la modulación SRAM basándose en la aproximación de Berkta. De precisar de un ancho de banda infinito esta modulación eliminaría completamente la distorsión en la señal demodulada. La expresión de la modulación es la siguiente:

$$P_1(t) = P_0 e^{-\alpha x} \sqrt{[1 + mg(t)]} \sin \omega_c t$$

El diagrama de bloques para la obtención de esta modulación se encuentra en la Fig.15:

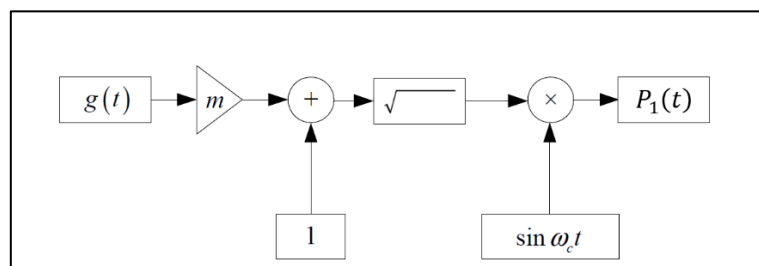


Fig.15. Diagrama bloques modulación SRAM.

4.4 MAM

En 2008 Tan [9] propone la utilización de una serie de modulaciones en amplitud modificadas denominadas MAM que poseen anchos de banda flexibles para que se adapten a una amplia gama de transductores ultrasónicos. Estas modulaciones son una implementación de la modulación SRAM basada en la extensión de la serie de Taylor.

4.4.1 MAM1

La expresión de la modulación es la siguiente:

$$P_1(t) = P_0 e^{-\alpha x} \left\{ [1 + mg(t)] \sin \omega_c t + \left[1 - \frac{1}{2} m^2 g^2(t) \right] \cos \omega_c t \right\}$$

En la Fig.16 se observa el diagrama de bloques necesario para implementar la modulación:

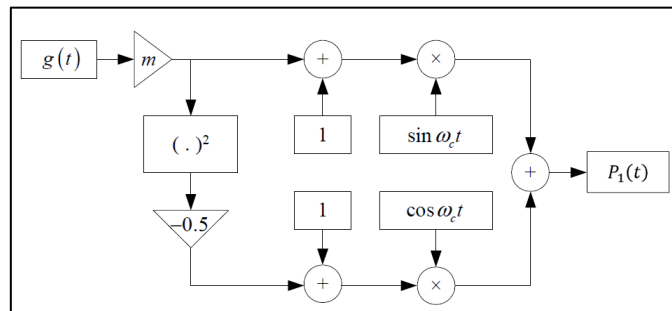


Fig.16. Diagrama bloques modulación MAM1.

4.4.2 MAM2

La expresión de la modulación es la siguiente:

$$P_1(t) = P_0 e^{-\alpha x} \left\{ [1 + mg(t)] \sin \omega_c t + \left[1 - \frac{1}{2} m^2 g^2(t) - \frac{1}{8} m^4 g^4(t) \right] \cos \omega_c t \right\}$$

El diagrama de bloques para la obtención de esta modulación se encuentra en la Fig.17:

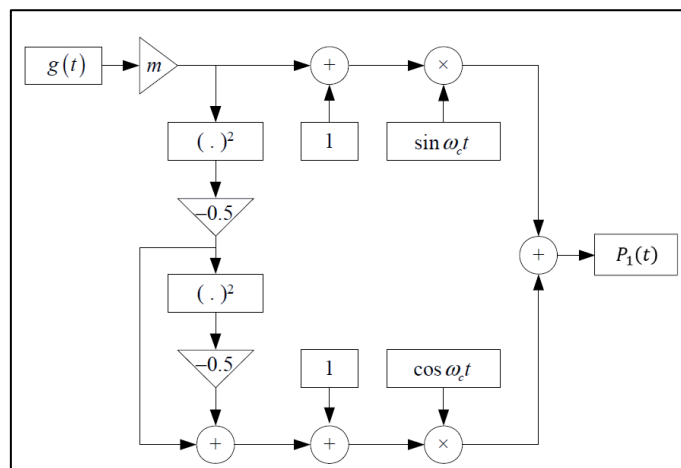


Fig.17. Diagrama bloques modulación MAM2.

4.5 FM

Una señal modulada en frecuencia tiene la siguiente de la forma:

$$s(t) = P_0 \cos \left[\omega_c t + 2\pi\Delta f \int_0^t g(\tau) d\tau \right]$$

Tras pasar un proceso por un proceso derivativo con respecto al tiempo la expresión queda:

$$\dot{s}(t) = P_0 [\omega_c + 2\pi\Delta f g(t)] \sin \left[\omega_c t + 2\pi\Delta f \int_0^t g(\tau) d\tau + \pi \right]$$

Se trata de una señal con una mezcla de una modulación AM y una FM, y cuya amplitud depende linealmente de la moduladora $g(t)$. Como la aproximación de Berkay [2] para campo lejano se trata de un proceso derivativo, se usó también una modulación en frecuencia para modular las señales de audio y medir parámetros de la calidad sonora.

5. Función de transferencia del altavoz con predistorsión

La función de transferencia, $h(t)$, de un proceso o filtro se mide comparando la señal de entrada en él, $x(t)$, con la señal de salida que se obtiene tras pasar por ese proceso o filtro, $y(t)$, donde $y(t) = x(t) * h(t)$. Para poder despejar $h(t)$ se debe trabajar en el dominio frecuencial donde la convolución pasa a ser una multiplicación quedando la función de transferencia:

$$h(t) = \text{ifft} \left(\frac{\text{fft}(y(t))}{\text{fft}(x(t))} \right)$$

5.1 Método utilizado para medir la función de transferencia

Se ha realizado un script en Matlab que realiza el cálculo de la función de transferencia del altavoz de manera automática. El funcionamiento del script queda reflejado en la Fig.18:

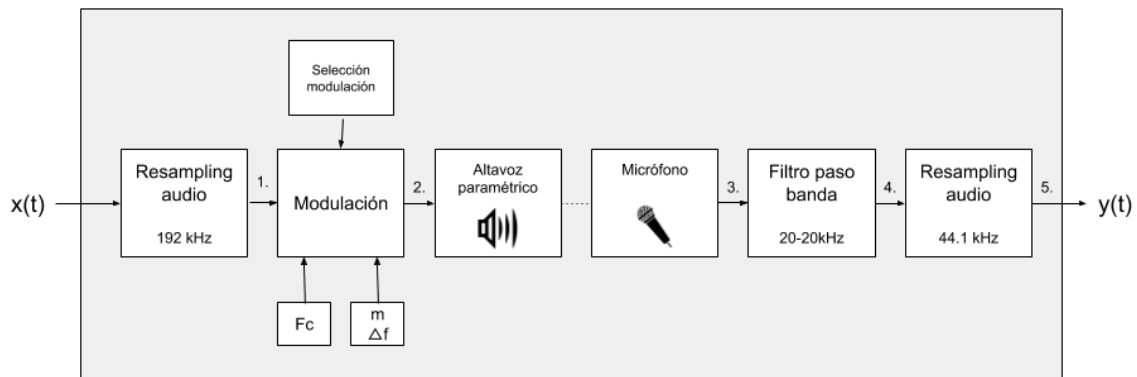


Fig.18. Diagrama bloques del script utilizado para medir la función de transferencia.

El programa posee como argumento de entrada una señal de audio $x(t)$. Para medir la función de transferencia se utilizan sweeps logarítmicos. En nuestro caso hemos generado estas señales en Matlab con ayuda de la toolbox "ITA-Toolbox" [19].

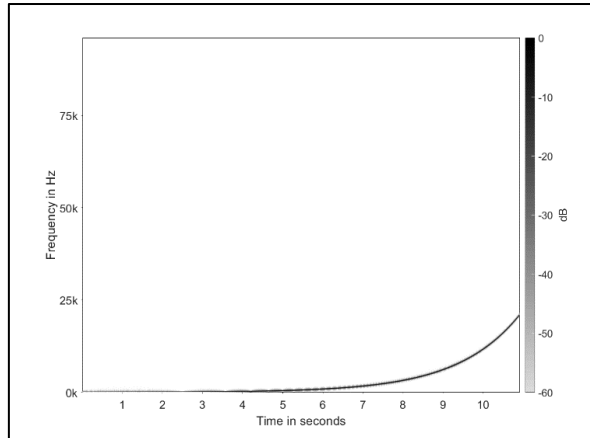


Fig.19. Espectrograma sweep logarítmico tras muestreo a 192 kHz.

Lo primero que hace el script es comprobar la frecuencia de muestro de la señal de entrada, que en nuestro caso era de 44,1 kHz, y si no es igual a 192 kHz muestrea la señal de audio de entrada a esa frecuencia (1.). Este proceso se realiza debido a que posteriormente esta señal se va a emitir modulada con ultrasonidos y para poder emitir en este rango se debe tener en cuenta el Teorema de Nyquist que explica que la frecuencia máxima a emitir será la mitad de la de muestreo. Por este motivo se elige la frecuencia de muestreo de 192 kHz, ya que nos permite reproducir señales de hasta 96kHz, bastante superior a las utilizadas en la modulación. En la Fig.19 se observa el histograma de un sweep logarítmico tras el proceso de muestreo, donde se aprecia cómo va aumentando la frecuencia de una manera logarítmica desde 20 Hz a 20 kHz.

Posteriormente el programa llama a una función encargada de modular la señal de entrada. Esta función tiene como argumentos de entrada que modulación de las descritas en el apartado 4 se quiere utilizar, la frecuencia de la portadora y el valor del índice de modulación, en caso de haber seleccionado una modulación en amplitud, o el valor de Δf , en el caso de haber seleccionado una modulación en frecuencia. En la Fig.20 se observa el espectrograma del sweep logarítmico modulado en DSBAM con $m=0,8$ y con $f_c=40,9\text{kHz}$ obtenido en (2.), donde se puede identificar la portadora de 40 kHz y las dos bandas laterales:

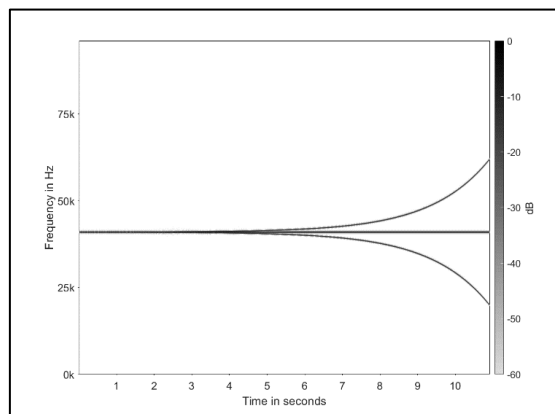


Fig.20. Espectrograma sweep logarítmico modulado DSBAM ($m=0,8$).

A continuación, el script emite la señal utilizando los dispositivos descritos en la Fig.3 y la capta utilizando un micrófono, en nuestro caso el Behringuer XM8500. En la Fig.21 se observa el espectrograma de la señal captado con el micrófono (3.) tras emitir el sweep logarítmico modulado en DSBAM con $m=0,8$. Se observa que se ha recibido tanto la señal emitida, como la señal demodulada debido a la interacción no lineal del aire. Se contempla también la presencia de distorsión armónica al detectarse una señal armónica a la original tanto en el rango de ultrasonidos como en el rango audible.

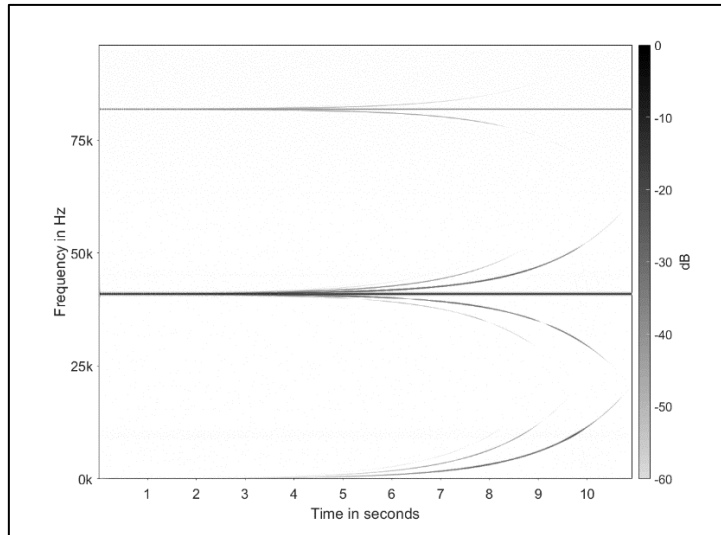


Fig.21. Espectrograma, sweep modulado captado con el micrófono.

Posteriormente el script, con ayuda de la toolbox “ITA-Toolbox” [19] filtra la señal paso banda de 20 Hz a 20 kHz para quedarse únicamente con la señal demodulada debido la interacción no lineal del aire. En la Fig.22 se observa el espectrograma el resultado de aplicar este filtrado al sweep modulado captado por el micrófono en (4.).

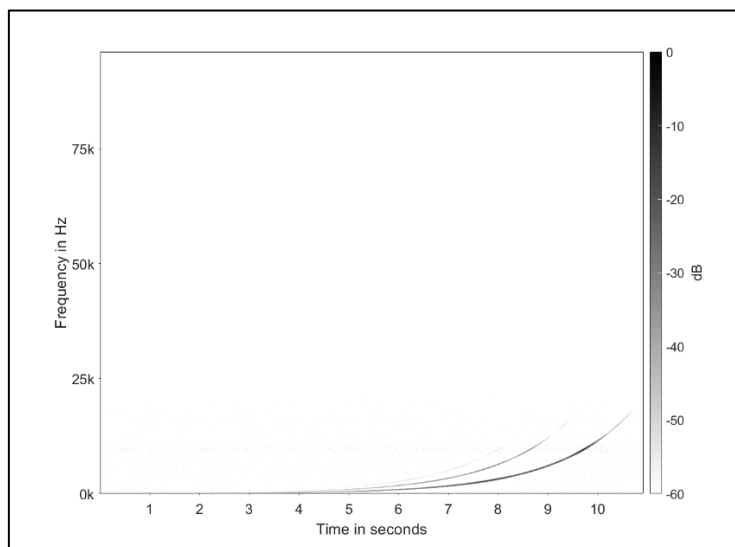


Fig.22. Espectrograma sweep modulado captado con el micrófono tras el filtrado.

A continuación, el programa obtiene $y(t)$ muestreando la señal con una frecuencia de muestreo igual a la del audio original $x(t)$ con el objetivo de que se pueda calcular la $h(t)$ correctamente. En la Fig.23 se aprecia el resultado de este muestreo a la señal anterior en (5.), como el sweep original poseía una frecuencia de muestreo de 44,1 kHz, la frecuencia máxima es de 22,05 kHz.

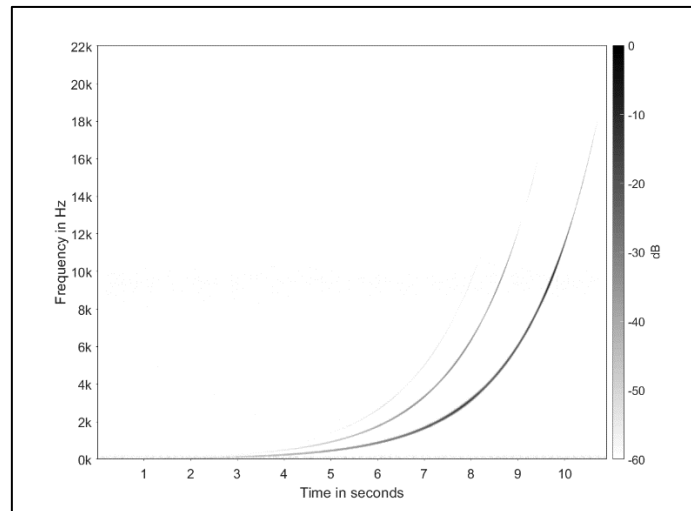


Fig.23. Espectrograma sweep modulado captado con el micrófono tras el filtrado y el muestreo.

Por último, el script calcula $h(t)$, conociendo ya $x(t)$ e $y(t)$ aplicando la fórmula del comienzo del apartado 5. Esta función de transferencia representa a todo el proceso realizado por el script, no únicamente al altavoz. En la Fig.24 se observa la $h(t)$ y la $H(f)$ obtenida con el sweep logarítmico. En la representación en el tiempo se observa cómo se encuentra la mayoría de la señal en $t=0$ pero cerca de los 10 segundos también se contempla valores de la señal distintos de cero, estos últimos valores se deben a la distorsión armónica que aparece en el proceso.

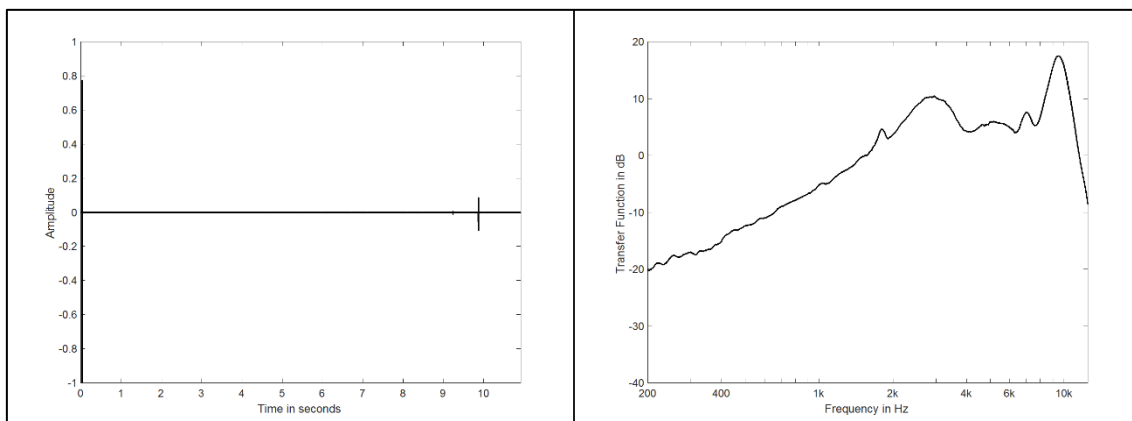


Fig.24. $h(t)$ y $H(f)$ obtenidas con un sweep logarítmico modulado en DSBAM ($m=0,8$)

5.2 Resultados obtenidos

5.2.1 Función de transferencia respecto a la modulación

Con el fin de obtener la función de transferencia con cada modulación, se utilizó el script de Matlab usando como señal de entrada un sweep logarítmico. Se le aplicaron todas las técnicas de modulación descritas en el apartado 4. En las modulaciones en amplitud se utilizó un índice de modulación igual a la unidad y en las modulaciones en frecuencia se utilizó $\Delta f = 1000\text{Hz}$ y $\Delta f = 2000\text{Hz}$. El resultado obtenido se puede observar en la Fig.25:

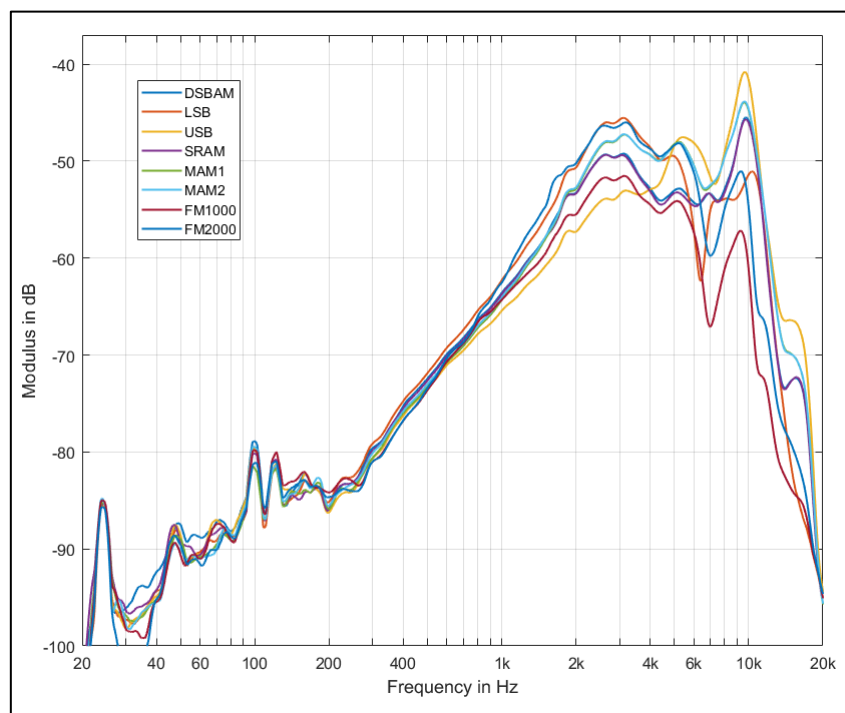


Fig.25. Función de transferencia del altavoz con cada modulación.

En las funciones de transferencia se observa que el altavoz apenas reproduce frecuencias bajas y se vuelve a observar que el incremento de la respuesta es de 12 dB/octava aproximadamente tal y como predice Yang [11].

También se observa que existe una estrecha relación entre la respuesta del altavoz en el rango de los ultrasonidos con las funciones de transferencia obtenidas. Donde mejor queda reflejada esta relación es las funciones de transferencia del altavoz con las modulaciones SSB:

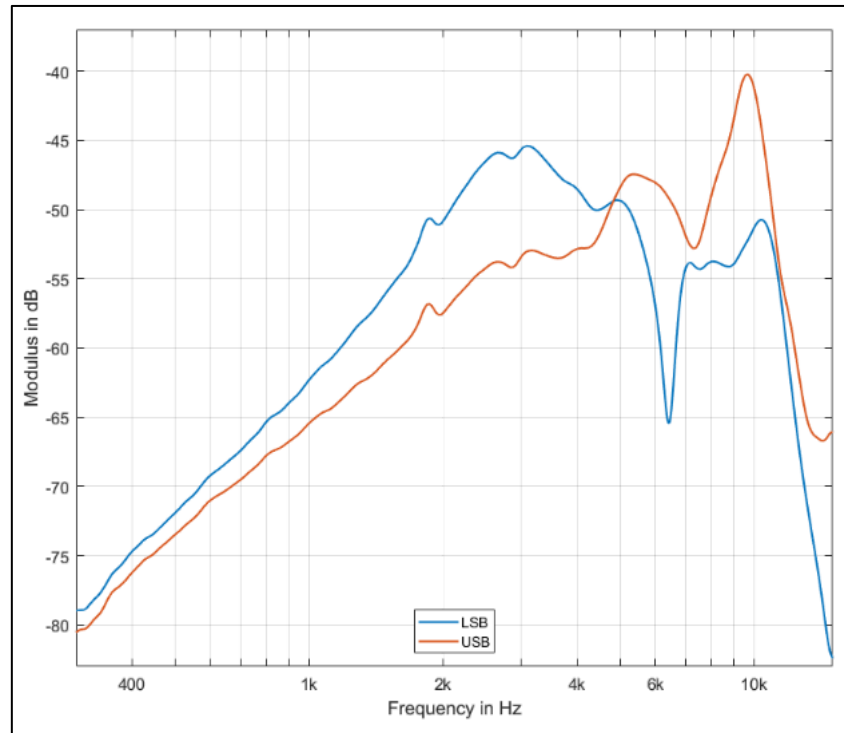


Fig.26. Función de transferencia del altavoz con modulación USB y LSB

En la Fig.7, que muestra la respuesta del altavoz, se observa un mínimo aproximadamente a 6.500 Hz de la frecuencia que usamos como portadora. Este mínimo se vuelve a observar en la Fig.26 con la modulación LSB, pero no se encuentra presente en la USB ya que esta modulación solo usa la banda lateral superior, que no ocupa el rango de la respuesta del altavoz donde se encuentra ese mínimo.

5.2.2 Función de transferencia respecto al índice de modulación

Con el fin de estudiar la influencia del índice de modulación en la función de transferencia se ha calculado el valor de dicha función a 1 kHz con cada índice de modulación y con cada modulación en amplitud. El resultado obtenido se encuentra representado en la Fig.27:

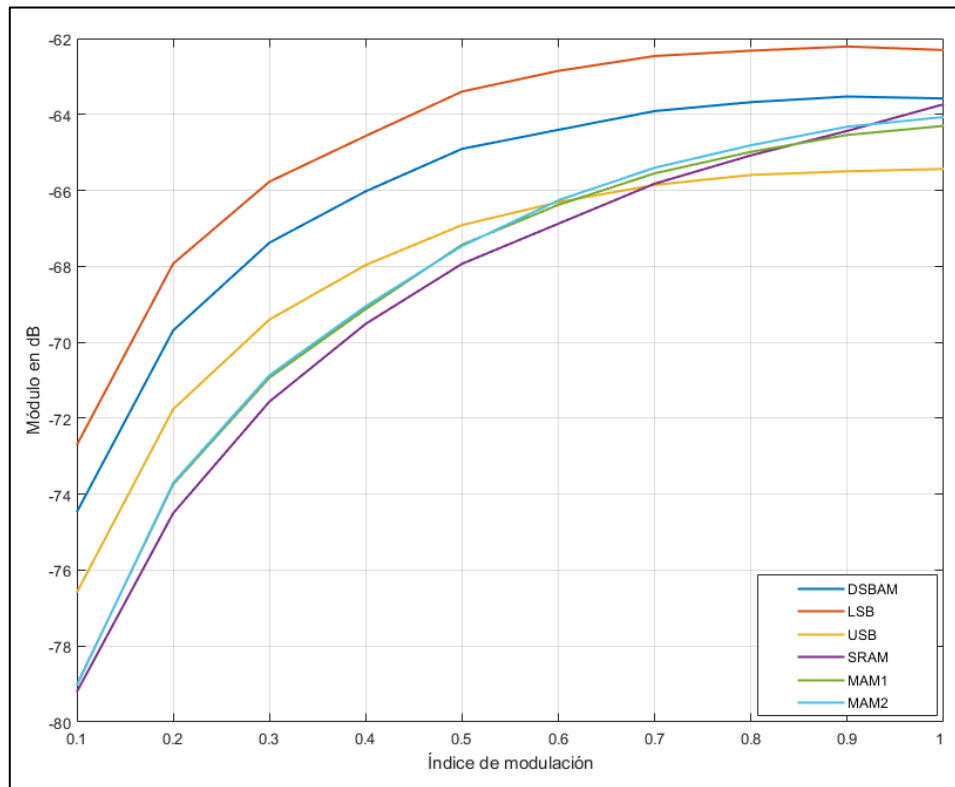


Fig.27. Nivel de la función de transferencia a 1kHz dependiendo el índice de modulación

En esta figura se observa que el nivel de señal que se obtiene con las modulaciones en amplitud a 1kHz está influenciado por el índice de modulación utilizado. La diferencia en el nivel de señal, entre usar un índice de modulación de valor 0,1 o de valor unidad puede llegar a ser de hasta 15 dB, cómo se observa en el caso de la SRAM.

También se contempla que los niveles de señal que se obtienen a 1kHz dependen de la modulación utilizada, con una diferencia de hasta 6 dB en el caso de utilizar una modulación LSB o una modulación SRAM, ambas con $m=0,1$.

6. Evaluación de la distorsión

En el rango del audio existen diferentes parámetros y métodos para evaluar la respuesta no lineal de un altavoz. Por ejemplo, en la norma EN 60268-5:2003, adaptación europea de la correspondiente IEC [15], pueden encontrarse referencias a la distorsión armónica total, a la distorsión armónica de n-ésimo orden donde $n=2$ ó $n=3$, a la distorsión de intermodulación, también de n-ésimo orden, a la distorsión por diferencia de frecuencias de segundo orden solamente... Asimismo, se describen los métodos de medición para obtenerlos: señales sinusoidales de frecuencia creciente hasta 5 kHz a determinadas tensiones de entrada, señales sinusoidales con frecuencias diferentes y relación de amplitudes 4:1, señales sinusoidales separadas 80 Hz y de amplitudes iguales... Cada uno de estos parámetros, y su correspondiente método de medición, ofrece diferente información sobre la no linealidad del correspondiente altavoz medido.

El criterio más extendido para caracterizar globalmente la respuesta no lineal de un altavoz es el de la distorsión armónica total (THD) obtenido mediante señales sinusoidales de frecuencia creciente. Sin embargo, este criterio sólo tiene en cuenta la distorsión armónica y no los productos de intermodulación. Además, no añade nueva información a lo que las distintas curvas de distorsión armónica de n-ésimo (harmonics) orden pueden aportar. Como del THD no se obtiene información sobre cuánto peso tiene cada armónico de diferente orden, su interpretación puede conllevar conclusiones erróneas sobre el carácter de la no linealidad analizada.

Otras señales estímulo más complejas, como señales multitono o ruido Gaussiano producen reacciones que generan más información sobre intermodulación de varios tipos y órdenes. Así, por ejemplo, se ha demostrado [16], por medio de estímulos multitono, que los productos de intermodulación (IMD) pueden tener mayor peso que los armónicos incluso en sistemas no lineales relativamente simples. La diferencia entre el peso de la distorsión armónica y los productos de intermodulación es especialmente pronunciada si se presentan no linealidades de orden alto.

En 2018 se aprobó el Standard Internacional IEC 60268-21 [17], que especifica métodos de medida para evaluar la conversión de una señal arbitraria de entrada a un dispositivo bajo prueba (DUT) y su señal de salida acústica. Puede ser aplicado tanto a transductores electroacústicos como a sistemas de sonido activos y pasivos, altavoces amplificados, televisores, dispositivos de audio portátiles, sistemas de sonido para automóviles y equipos profesionales. Por tanto, el DUT puede comprender componentes que realicen procesamiento de señales, tanto analógicas como digitales, antes de la conversión de la señal eléctrica en acústica realizada por los actuadores

pasivos. Es precisamente esta cualidad la que hace que el Standard pueda ser adecuado a la peculiaridad del altavoz paramétrico analizado en este TFG.

Utilizando los métodos especificados en dicho Standard se ha implementado la medida de la distorsión armónica (harmonics - hasta el componente de 5º orden), la distorsión armónica total (THD) y la distorsión de modulación generada por dos tonos (two-tone IMD) para las distintas predistorsiones consideradas. Otros métodos como ruido gaussiano o estímulos multitono se han implementado sin obtener resultados concluyentes, principalmente debido a que la naturaleza del altavoz analizado, de escasa respuesta en el rango audible, hacía que los niveles de distorsión generados fueran inferiores a los del ruido de fondo de la sala de medida.

6.a Distorsión armónica (Harmonic Distortion – HD)

Cuando un sistema no lineal es excitado con una señal de frecuencia f y se observa la señal acústica de salida $p(f)$ mediante análisis espectral, además de la componente fundamental $pf(f)$, aparecen armónicos de segundo, tercero y orden n -ésimo a las frecuencias $2f$, $3f$ y nf respectivamente como se observa en la Fig.28:

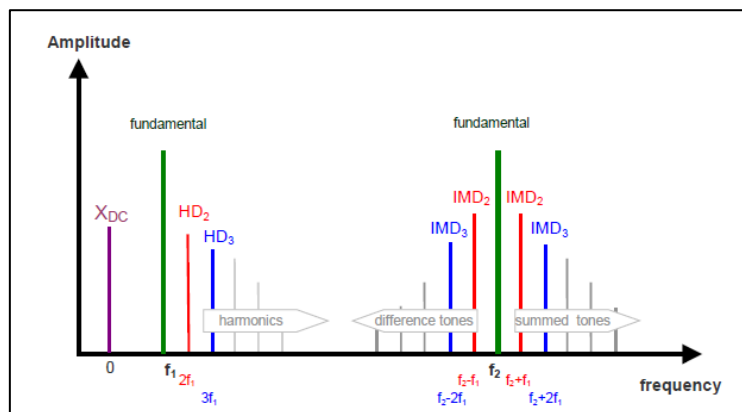


Fig.28. Representación de los armónicos que aparecen debido a la distorsión.

La forma más habitual de expresar la distorsión armónica es relacionar el nivel rms de los componentes armónicos $\tilde{p}nf(f)$ con el nivel rms de la componente fundamental $\tilde{p}f(f)$. Puede expresarse en porcentaje o en decibelios:

$$HDn = \frac{\tilde{p}nf(f)}{\tilde{p}f(f)} 100 \%$$

$$LHDn = 20 \lg \left(\frac{HDn(f)}{100\%} \right) \text{ dB}$$

6.b Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion – THD)

La distorsión armónica total se determina relacionando la suma de todos los armónicos considerados hasta un determinado orden (típicamente 5), con la presión sonora total obtenida, que incluye la fundamental, todos los armónicos y el ruido.

$$THD(f) = \frac{\sqrt{\sum \tilde{p}_n f^2(f)}}{\tilde{p}(f)} 100\%$$

$$L_{THD} = 20 \lg \left(\frac{THD(f)}{100\%} \right) \text{ dB}$$

6.c Distorsión de Intermodulación: dos tonos (Two-tone Distortion - IMD)

Por otro lado, si el sistema es excitado por un estímulo de dos tonos, con frecuencias f_1 y f_2 , siendo $f_2 \gg f_1$, aparecen también componentes de intermodulación a las frecuencias suma y diferencia tanto de esas frecuencias como de combinaciones de armónicos de las mismas. En concreto, alrededor de f_2 aparecen componentes en f_2+f_1 , f_2-f_1 , f_2-2f_1 , f_2+2f_1 , ... f_2+nf_1 .

De acuerdo al IEC Standard 60268-21, la distorsión de intermodulación total, considerando sólo componentes de intermodulación hasta 3er orden, puede ser expresada como:

$$IMD_T(f_1, f_2) = \frac{\sum_{k=1}^2 \tilde{p}(f_2 - kf_1) + \tilde{p}(f_2 + k_1)}{\tilde{p}(f_2)}$$

$$L_{TIMD}(f_1, f_2) = 20 \lg \left(\frac{IMD_T(f_1, f_2)}{100\%} \right) \text{ dB}$$

Donde los componentes de intermodulación se normalizan al valor rms de la componente fundamental a frecuencia f_2 .

7. Medida distorsión armónica

7.1 Método utilizado para medirla distorsión armónica

La medida de la distorsión armónica por medio de incrementos consecutivos de tonos estacionarios (step-by-step method) es un método habitual en las escasas determinaciones experimentales de la distorsión de altavoces paramétricos que pueden encontrarse en la literatura. Sin embargo, en el rango del audio es preferible utilizar la técnica propuesta por Farina [18] que ofrece numerosos beneficios en términos de facilidad de uso, relación señal-ruido e inmunidad frente a la variación temporal del DUT. Con una única señal estímulo pueden obtenerse tanto la función de transferencia lineal del sistema, eliminando la influencia de las no linealidades, como cuantificar la distorsión armónica hasta varios órdenes.

En acústica de salas, la señal estímulo preferida para obtener la respuesta al impulso (IR) es el barrido sinusoidal o sweep. Este puede ser lineal, donde la frecuencia instantánea varía linealmente en el tiempo, o logarítmico, si la variación es exponencial. La gran ventaja de medir utilizando sweeps es que los artefactos generados por la distorsión armónica pueden ser eliminados, ya que estos aparecen en tiempos negativos en relación con el sonido directo, y pueden separarse completamente de la respuesta al impulso deseada [14]. Por el contrario, las mediciones que utilizan ruido como estímulo provocan inevitablemente que los artefactos se distribuyan durante todo el periodo medido.

Frente a una mayor presencia de ruido a bajas frecuencias, una situación bastante habitual, es preferible una señal de excitación con espectro rosa como el que ofrece el sweep logarítmico frente al espectro blanco del sweep lineal. Sin embargo, esta no es la única ventaja de utilizar esta señal. Solo en el caso de utilizar como señal de excitación un sweep logarítmico, tras la deconvolución con el espectro de referencia para obtener la IR, los armónicos contarán con un retardo de grupo constante independiente de la frecuencia. Aparecerán por tanto en posiciones predecibles de la IR y, si el sweep es suficientemente lento, podrán separarse mediante inventariado.

Por estos motivos se optó por realizar la medición de la distorsión armónica utilizando sweeps logarítmicos, al igual que se hizo en el apartado 5.

Se generó en Matlab un script que calculara automáticamente el valor de la distorsión armónica total. El script comienza obteniendo la función de transferencia $h(t)$ exactamente igual que el script descrito en el apartado 5.1. En la Fig.29 se puede observar el espectrograma de la función de transferencia $h(t)$ obtenida ejecutando esta primera parte del script utilizando de señal de entrada un sweep logarítmico y modulándolo en DSBAM con $m=0,8$.

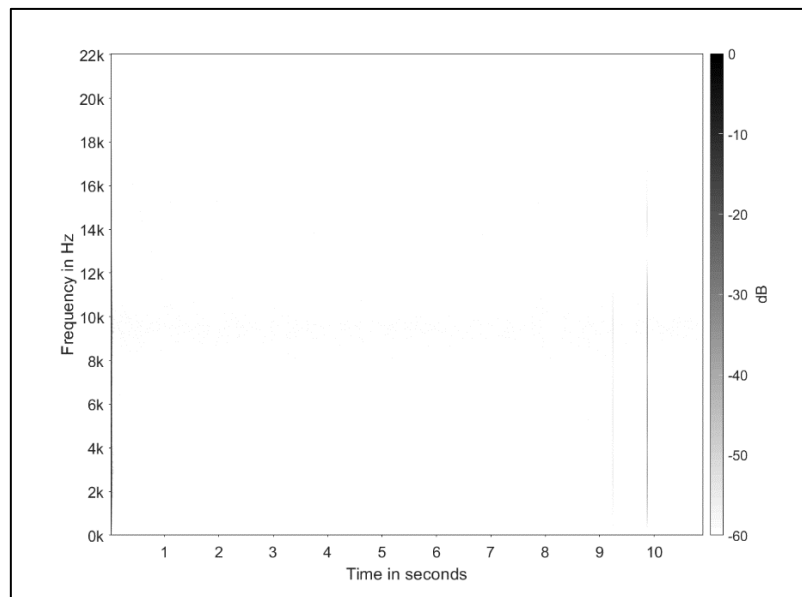


Fig.29. Espectrograma de la función de transferencia obtenida con sweep logarítmico en DSBAM ($m=0,8$)

En esta figura se observa que se encuentra la mayoría de la señal en $t=0$ pero cerca de los 10 segundos y cerca de los 9 segundos contempla valores de la señal también. Esto es producido por la distorsión armónica que ha aparecido en el proceso y representan las señales correspondientes a los distintos armónicos, en concreto al fundamental, al segundo y al tercero respectivamente.

El script que se ha generado para medir la distorsión armónica, una vez obtenida la función de transferencia $h(t)$, aprovecha esta diferencia temporal para, con el uso de un enventanado temporal, obtener las señales de los cinco primeros armónicos. Este proceso de obtención de estas señales a través de un enventanado temporal se realiza con la orden `“ita_nonlinear_extract_harmonics()”` de la ITA-Toolbox [19].

En la Fig.30 se observan los cinco primeros armónicos obtenidos, utilizando como señal de entrada un sweep logarítmico y modulándolo en DSBAM con $m=0,8$:

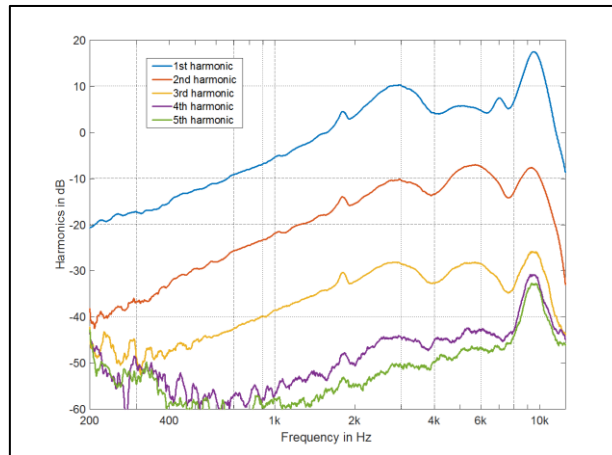


Fig.30. Armónicos obtenidos con sweep logarítmico en DSBAM ($m=0,8$)

En esta figura se observa como el nivel del armónico fundamental se encuentra 20 dB por encima del segundo armónico y 15 dB por encima del tercer armónico. También se contempla como los niveles del cuarto y quinto armónico son inferiores a los tres primeros con una diferencia superior a 40 dB con respecto al fundamental. Esta elevada diferencia es la causante de que en la Fig.28 solo se aprecien los tres primeros armónicos.

El programa finalmente calcula el valor de la distorsión armónica total aplicando las fórmulas mencionadas en el apartado 6.b. En la Fig.31 se representa el L_{THD} obtenido utilizando la señal de entrada anteriormente mencionada. En ella se puede observar un pico en cercano a los 6,5 kHz producido por el mínimo en la respuesta en ultrasonidos del altavoz en la frecuencia que se encuentra donde se sitúa la banda lateral inferior de la modulación DSBAM.

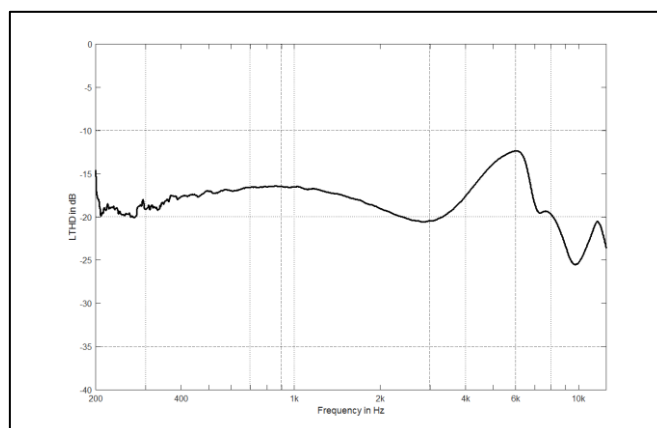


Fig.31. L_{THD} obtenidos con sweep logarítmico en DSBAM ($m=0,8$)

7.2 Resultados obtenidos

7.2.1 Respecto a la modulación

Se realizó la medida de la distorsión armónica para las modulaciones descritas en el apartado 4. Los valores de L_{THD} medidos para cada modulación amplitud con $m=1$ y para la modulación en frecuencia con desviación de frecuencias $\Delta f = 1000Hz$ y $\Delta f = 2000Hz$ se pueden observar en la Fig.32:

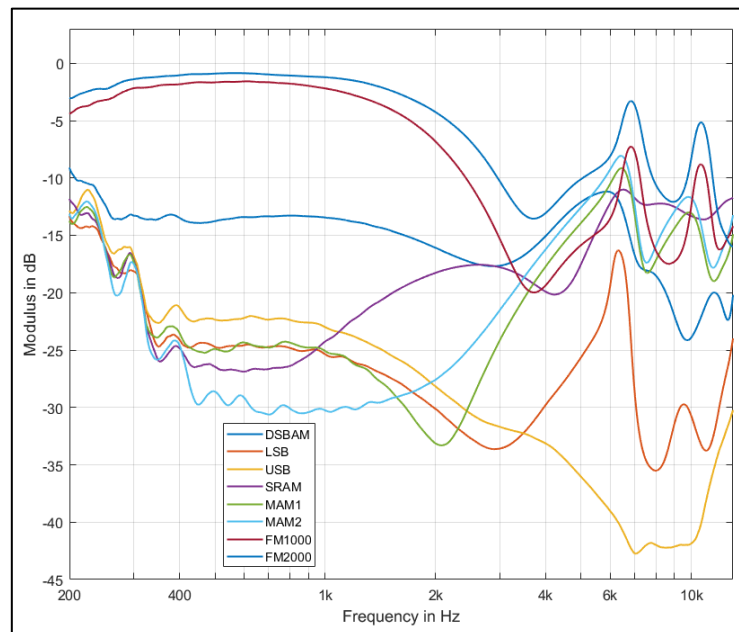


Fig.32. Niveles de L_{THD} obtenidos con cada modulación.

En la gráfica se observa que los menores valores de distorsión armónica se obtienen con las modulaciones de una única banda lateral (SSB). Esto es debido a que al usar una única banda lateral junto a la portadora, la señal diferencia que se genera es única mientras que en las demás modulaciones de amplitud al usar doble bandas laterales se generan dos señales diferencia con respecto a la portadora, lo cual genera más armónicos y empeora el THD.

También se observa que la modulación en frecuencia es la que mayor nivel de distorsión armónica presenta, la cual en las frecuencias inferiores se acerca a 0 dB, lo que representa un valor de THD cercano al 100%. Esto significa, que con estas modulaciones, el nivel del armónico fundamental es casi igual a la suma de los niveles de los armónicos.

Asimismo, se contempla que el valor del L_{THD} a bajas frecuencias es similar en todas las modulaciones, esto se debe a que el altavoz apenas responde en estas frecuencias

7.2.2 Respecto al índice de modulación

Se repitieron las mismas mediciones para las modulaciones en amplitud con el objetivo de analizar el efecto del índice de modulación en la distorsión armónica. El L_{THD} medido se puede observar en la siguiente figura:

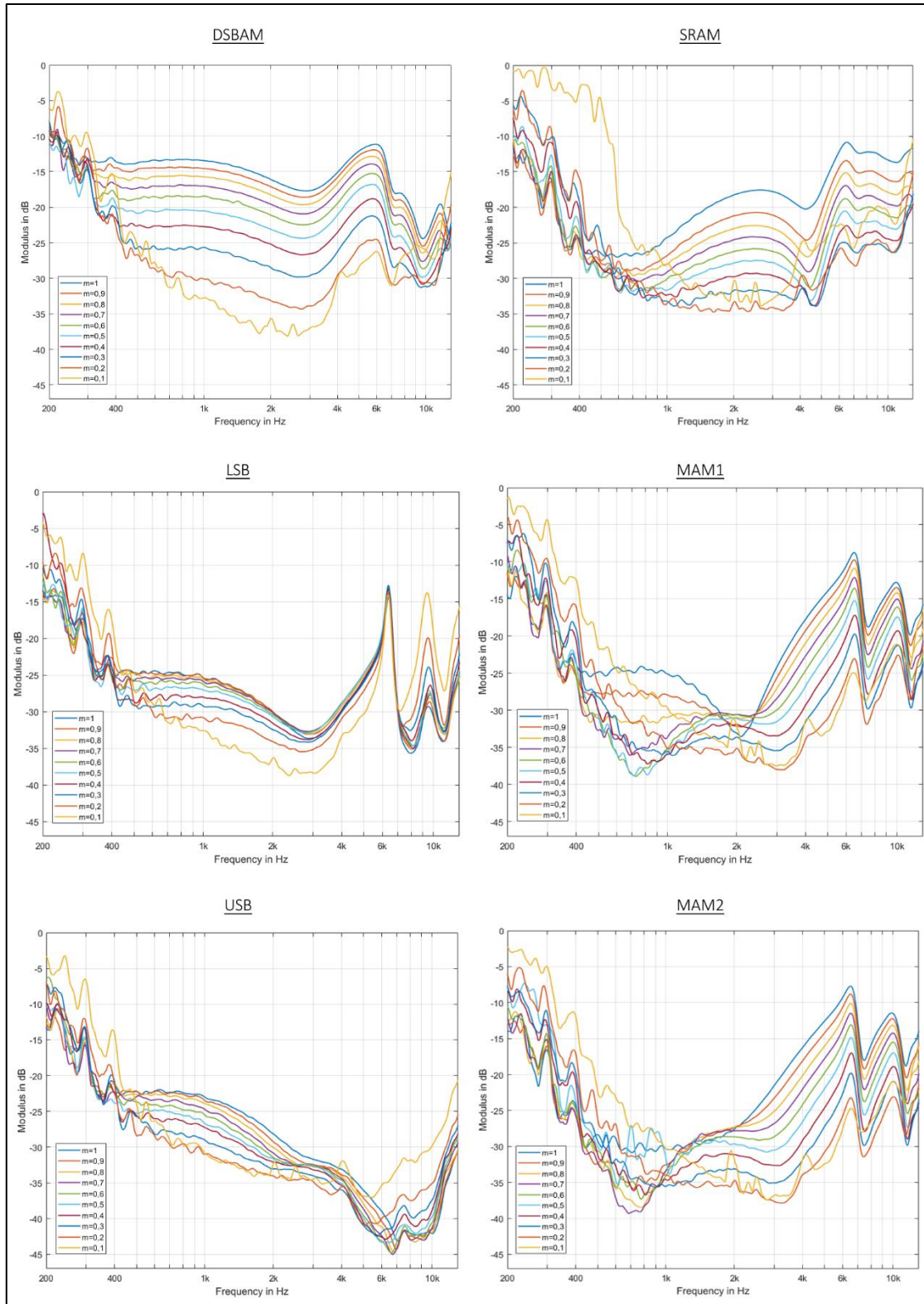


Fig.33. Niveles de L_{THD} obtenidos con cada índice de modulación.

Se observa un par de similitudes en todas las gráficas que forman la figura anterior. El nivel de la distorsión armónica desciende conforme el índice de modulación es menor. En el rango de baja frecuencia no se observa apenas diferencia en el nivel de distorsión armónica para los distintos índices de modulación, dentro de cada modulación. Esto último es debido a la baja respuesta en a bajas frecuencias del altavoz paramétrico.

El valor máximo de THD recomendado para equipos domésticos es del 5% (-26 dB en L_{THD}), sobrepasar este nivel supone que el sonido se ha modificado hasta el punto de que resulta diferente al original. Se obtienen valores de distorsión armónica inferiores a este valor límite:

- En DSBAM con índices de modulación menores a 0,3 pero a partir de 4 kHz este valor se supera.
- En LSB con índice de modulación menores a 0,7 pero a partir de 5 kHz este valor se supera.
- En USB con índice de modulación menores a 0,5
- En SRAM con índice de modulación menores a 0,7 pero a partir de 5kHz este valor se supera
- En MAM1 con índice de modulación menores a 1 pero a partir de 3kHz este valor se supera.
- En MAM2 con índice de modulación menores a 1 pero a partir de 3kHz este valor se supera.

En un principio las modulaciones en amplitud modificadas son con las que mejor resultado se obtiene pero el rango de frecuencias en el que están por debajo del valor límite es de aproximadamente de 2,6 kHz mientras que con la USB se obtienen valores menores al valor recomendado a lo largo de la mayoría de frecuencias a las que responde el altavoz paramétrico. Esto es debido a que esta última modulación no se afectada por el mínimo que posee el altavoz en la respuesta en ultrasonidos.

Al observarse estos datos se puede llegar a pensar que la mejor opción es utilizar índices de modulación, los más bajos posibles pero cómo se ha visto en el apartado 5.2.2 disminuir el índice de modulación trae consigo una reducción del nivel del audio generado. Por este motivo debe existir un compromiso a la hora de elegir el índice de modulación entre el nivel de audio y el nivel de distorsión armónica.

8. Medida distorsión de intermodulación

8.1 Método utilizado para medir distorsión de intermodulación

La medición de índice de intermodulación utilizando dos tonos (two-tone) consiste en fijar una frecuencia baja e ir variando una alta para obtener el valor del índice en la mitad del espectro y viceversa para la otra mitad del espectro. La frecuencia baja modula en amplitud a la alta y se mide la relación entre las componentes que aparecen a ambos lados de la frecuencia superior y el valor de esta frecuencia, en tanto por ciento.

Para el estudio de este índice, se ha implementado en Matlab un script que realiza estas medidas automáticamente. Se han utilizado las frecuencias centrales de tercio de octava, dividiendo el cálculo del IMD en el espectro en dos partes:

- Frecuencia baja fija de 60 Hz, e ir variando la frecuencia alta con los valores de frecuencias centrales de tercio de octava desde 500 Hz a 20 kHz.
- Frecuencia alta fija de 7 kHz, e ir variando la frecuencia baja con los valores de frecuencias centrales de tercio de octava desde 20 Hz a 1 kHz.

Cómo se observa en las figuras de los resultados obtenidos (apartado siguiente), al medir el IMD en dos partes se va a producir una discontinuidad en las gráficas. Al haber fijado una frecuencia baja y una frecuencia alta se mide correctamente el índice de intermodulación en estos rangos. Sin embargo a frecuencias medias, de 500 Hz a 1kHz, los valores obtenidos al haber usado dichas frecuencias fijas presentan pendientes elevadas.

8.2 Resultados obtenidos

8.2.1 Respecto a la modulación

Se realizó la medida del índice de modulación para las modulaciones descritas en el apartado 4. Los valores de IMD medidos para cada modulación amplitud con $m=1$ y para la modulación en frecuencia con desviación de frecuencias $\Delta f = 1000\text{Hz}$ y $\Delta f = 2000\text{Hz}$ se pueden observar en la Fig.34.

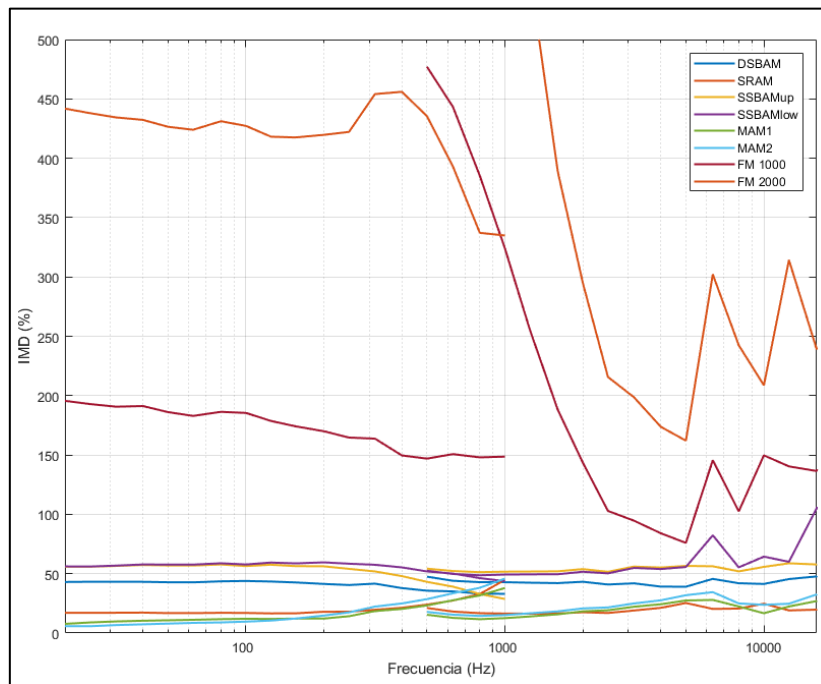


Fig.34. Niveles de IMD obtenidos con cada modulación.

En la gráfica se observa que los valores de IMD que se obtienen con la modulación en frecuencia son superiores a los valores obtenidos con modulaciones en amplitud. Se tratan de valores superiores al 100% lo que significa que con las modulaciones en frecuencia se obtiene al introducir dos tonos, se genera un tono distinto de un nivel mayor al de los tonos introducidos. Por este motivo, se debe descartar el uso de la modulación en frecuencia como medida de predistorsión ya que un alto nivel de distorsión armónica resulta más desagradable que un alto nivel de distorsión armónica al generar frecuencias que no estaban presentes en la señal original.

Con el fin de analizar los valores del índice de intermodulación para las modulaciones en amplitud de manera más clara se han representado únicamente estos en la Fig.35:

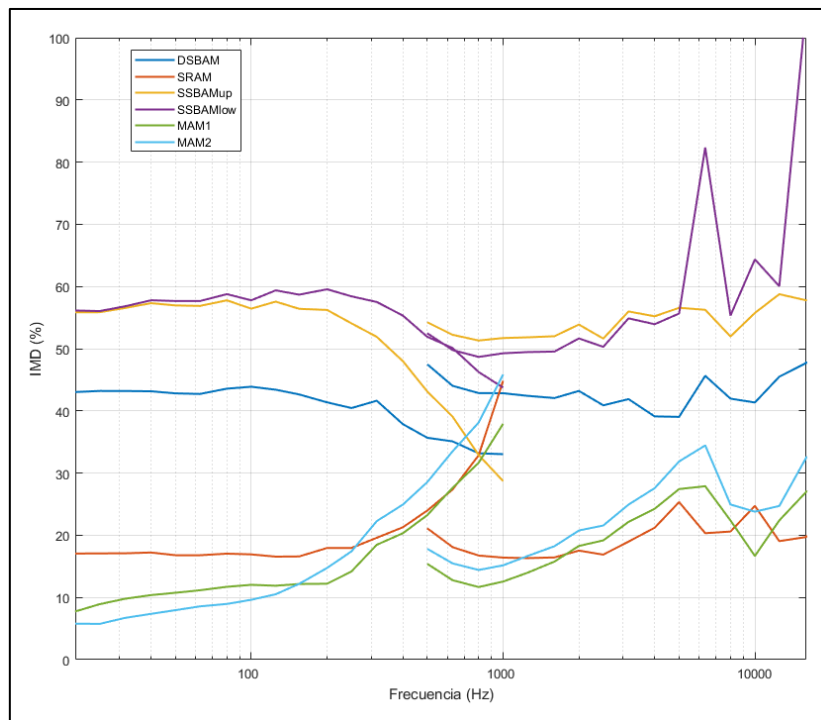


Fig.35. Niveles de IMD obtenidos con las modulaciones en amplitud.

En la gráfica se observa que los menores valores del índice de intermodulación se obtienen con la modulación SRAM y las modulaciones MAM, existiendo una diferencia de hasta el 50% entre el IMD medido para la MAM2 y el IMD para las modulaciones de banda lateral única.

También se observa como el IMD medido con la banda lateral única inferior (LSB) posee un pico entorno a la frecuencia de 6,5 kHz provocado, nuevamente, por el mínimo que posee el altavoz en la respuesta en ultrasonidos.

8.2.2 Respecto al índice de modulación

Se repitieron las mismas mediciones para las modulaciones en amplitud con el objetivo de analizar el efecto del índice de modulación en la distorsión armónica. El IMD medido se puede observar en la siguiente figura:

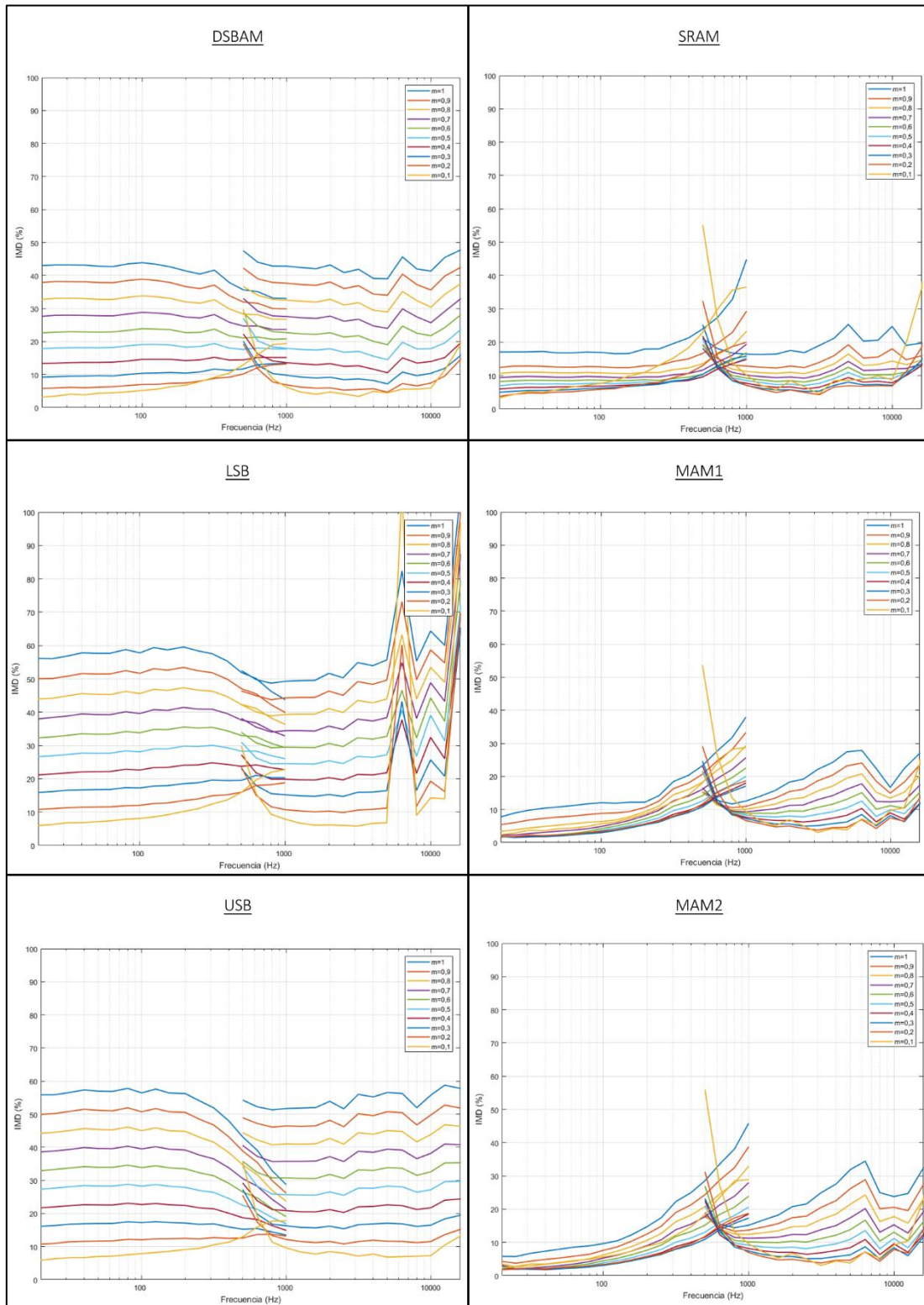


Fig.36. Niveles de IMD obtenidos con cada índice de modulación.

Se observa en las gráficas que en las modulaciones en amplitud, disminuyendo el índice de modulación la distorsión de intermodulación disminuye. Pero esta reducción depende de cada modulación:

- En DSBAM se obtienen reducciones de hasta el 39%
- En LSB se obtienen reducciones de hasta el 50%
- En USB se obtienen reducciones de hasta el 50%
- En SRAM se obtienen reducciones de hasta el 14%
- En MAM1 se obtienen reducciones de hasta el 6%
- En MAM2 se obtienen reducciones de hasta el 4%

Tal y cómo se comentó en el apartado 7.2.2, debe existir un compromiso a la hora de elegir el índice de modulación. Ya que al seleccionar un índice de modulación menor se obtiene mejor resultado respecto al IMD y al THD pero el nivel de la señal de audio también disminuye.

También se contempla la presencia de un pico en todas las medidas (exceptuando en las medidas de la LSB) entorno a 6,5 kHz, especialmente marcado para la modulación LSB.

También se observa que los valores menores de IMD se obtienen con las modulaciones en amplitud modificadas (MAM) y con la modulación SRAM, donde el valor del IMD se encuentra por debajo del 30% a excepción de la MAM2 con $m=1$.

Conclusiones

A lo largo de este trabajo, se ha caracterizado un altavoz direccional obteniendo los patrones de emisión de este, y se observado en ellos la alta directividad del dispositivo, en comparación con un altavoz convencional, al poseer un ancho de haz del lóbulo principal de apenas 4. También se ha observado en estos patrones la presencia de lóbulos secundarios a 34° y a 325° del lóbulo principal y como estos no aparecen a 4kHz. Además, se ha obtenido la respuesta del altavoz en el rango de los ultrasonidos donde se ha detectado que posee un máximo en la frecuencia de 40,9 kHz y un mínimo aproximadamente 6,5 kHz más abajo. Detectar este máximo nos ha permitido modular las señales alrededor de esta frecuencia, mientras que la detección del mínimo nos ha ayudado posteriormente a detectar la estrecha relación entre la onda demodulada y la respuesta del altavoz en el rango de los ultrasonidos.

Se ha estudiado la función de transferencia del altavoz utilizando técnicas de predistorsión donde se ha detectado la incapacidad del dispositivo a la hora de emitir bajas frecuencias y también se ha contemplado un incremento lineal en frecuencias medias de 12 dB por octava en la función de transferencia. Además, se ha detectado con el estudio de la función de transferencia con respecto al índice de modulación que el nivel de audio emitido depende de este índice, con variaciones de hasta 15 dB entre $m=1$ y $m=0,1$. Estos dos estudios se ha realizado mediante la creación de un script en Matlab que con ayuda de la "ITA toolbox" [19] realiza este proceso automáticamente.

Se ha realizado un estudio de la distorsión armónica con las técnicas de predistorsión implementando otro script que genere estas medidas de manera automática en Matlab. En los resultados se ha contemplado que los menores valores de THD se obtienen con las modulaciones de banda lateral única seguidas de las modulaciones en amplitud modificadas. También se ha observado que disminuyendo el índice de modulación, el nivel de distorsión armónica total se ve disminuido.

Se ha realizado un estudio de la distorsión de intermodulación, implementando un programa en Matlab que realizara estas medidas automáticamente. En un primer análisis de estas medidas se ha descartado la utilización de la FM al poseer IMD superiores al 100%. En los resultados se ha observado que las modulaciones con las que se obtienen el IMD mas bajo son las modulaciones en amplitud modificadas, en concreto la MAM1, seguido de la SRAM. También se ha observado que disminuyendo el índice de modulación, el nivel de distorsión de intermodulación se ve disminuido.

Por último, se ha observado que debe existir un compromiso a la hora de elegir el índice de modulación, ya que disminuyéndolo el índice de modulación se obtienen valores mejores respecto a la distorsión armónica y respecto a la distorsión de intermodulación, pero esta reducción puede implicar el descenso de hasta 15 dB el nivel de la señal audible.

A la vista de los resultados obtenidos, para el modelo de matriz de transductores ultrasónicos utilizada, la técnica de predistorsión con la cual se obtiene las mejores características de calidad audio, en la señal demodulada, se trata de la modulación MAM1 con un índice de modulación entorno a 0,6. Al ser la modulación que menores valores de distorsión armónica presenta y al ser de las modulaciones que menos distorsión armónica presenta. Con este índice de modulación, al ser menor a la unidad, se consigue reducir los niveles de ambas distorsiones aunque el nivel de la señal audible desciende 2 dB.

Líneas futuras de investigación

Con la realización de este trabajo, se han descubierto líneas de investigación con las que se puede mejorar el diseño de los altavoces direccionales ultrasónicos y ampliar el conocimiento sobre estos dispositivos:

- Implementación a nivel de hardware de un altavoz paramétrico el cual aplique en tiempo real la técnica de predistorsión elegida en el apartado final de las conclusiones.
- Realización de un programa con una interfaz de usuario (API) el cual permita la caracterización completa de los altavoces paramétricos de manera automática. Este programa podría basar su funcionamiento en la utilización de los scripts realizados durante este trabajo ya que con ellos se puede tanto obtener los datos como representar los resultados.
- Analizar el efecto sobre la señal de audio demodulada de un filtrado previo, de 200 Hz a 12 kHz, a la señal a emitir ya que el altavoz direccional responde en ese rango frecuencial.
- Realización de un estudio subjetivo que analice las sensaciones que estos niveles de distorsión generan en el oyente.
- Realización de un estudio en profundidad sobre la utilización de la modulación en frecuencia como técnica de predistorsión para estos dispositivos.

Referencias

- [1] Westervelt PJ. Parametric acoustic array. *J Acoust Soc Am* 1963;35:535–7.
- [2] Berkday, H. O. (1965). Possible exploitation of non-linear acoustics in underwater transmitting applications. *Journal of Sound and Vibration*, 2(4), 435-461.
- [3] Bennett MB, Blackstock DT. Parametric array in air. *J Acoust Soc Am* 1975;57:562–8.
- [4] Yoneyama M, Fujimoto J, Kawamo Y, Sasabe S. The audio spotlight: An application of nonlinear interaction of sound waves to a new type of loudspeaker design. *J Acoust Soc Am* 1983(73):1532–6.
- [5] Kamakura T, Yoneyama M, Ikegaya K. Developments of parametric loudspeaker for practical use, 10th international symposium on nonlinear acoustics; 1984. pp. 147–50.
- [6] T. Kamakura, Y. Tasahide and K. Ikeyaya, *Journal of Acoustical Society of Japan*, 1-18 (1985).
- [7] Kite TD, Post JT, Hamilton MF. Parametric array in air: distortion reduction by preprocessing, proceedings of 16th international congress acoustic, vol. 2; 1998. pp. 1091–2.
- [8] Pompei FJ. The use of airborne ultrasonics for generating audible sound beams. *J Audio Eng Soc* 1999;47:726–31.
- [9] Tan EL, Gan WS, Yang J. Preprocessing techniques for parametric loudspeakers. *Audio, Language Image Process* 2008:1204–8.
- [10] Tan, E.-L., Ji, P., Gan, W.-S. On preprocessing techniques for bandlimited parametric loudspeakers (2010) *Applied Acoustics*, 71 (5), pp. 486-492.
- [11] Yang, J., Tian, J., & Gan, W. S. (2014, July). PARAMETRIC LOUDSPEAKER: FROM THEORY TO APPLICATIONS. In *Proceedings of the 21st International Congress on Sound and Vibration* (pp. 1-18).
- [12] Ji, P., Hu, W., & Yang, J. (2016). Development of an acoustic filter for parametric loudspeaker using phononic crystals. *Ultrasonics*, 67, 160-167.
- [13] Ju, H. S., & Kim, Y. H. (2010). Near-field characteristics of the parametric loudspeaker using ultrasonic transducers. *Applied Acoustics*, 71(9), 793-800.
- [14] Müller, S., & Massarani, P. (2001). Transfer-function measurement with sweeps. *Journal of the Audio Engineering Society*, 49(6), 443-471.
- [15] IEC 60268-5, Sound System Equipment – Part 5: Loudspeakers. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland (2000)
- [16] E. Czerwinski, A. Voishvillo, S. Alexandrov, A. Terekhov, Multitone testing of sound system components – some results and conclusions, part 1: History and Theory”, *J. Audio Eng. Soc.* 49, 1011-1048 (2001); part 2: Modeling and application, *ibid.*, 1181-1192 (2001).

- [17] IEC 60268-21:2018, Sound System Equipment – Part 21: Acoustical (output-based) measurements. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland (2018)
- [18] Angelo Farina, “Simultaneous Measurement of Impulse Response and Distortion with a Swept-sine technique”, J.AES, vol. 48, p. 350, 108th AES Convention, Paris 2000
- [19] Berzborn M, Bomhardt R, Johannes Klein, Richter JG, Vorländer M, The ITA Toolbox: An Open Source MATLAB Toolbox for Acoustic Measurements and Signal Processing. 43th Annual German Congress on Acoustics, Kiel (Germany) DAGA 2017.