

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



**IMPLEMENTACIÓN DE UN SUBWOOFER ACTIVO A PARTIR
DEL ESTUDIO COMPARATIVO DE DIVERSAS
CONFIGURACIONES PARA LA REPRODUCCIÓN DE
BAJA FRECUENCIA EN SISTEMAS DE ALTA FIDELIDAD**

Tesis para optar el Título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

Víctor Rodrigo Pinillos Borbor

ASESOR: Dr. Jorge Néstor Moreno Ruiz

Lima, diciembre de 2018

AGRADECIMIENTOS

A mis padres por su infinito apoyo.



RESUMEN

La presente tesis consiste en el diseño e implementación de un subwoofer activo de alta fidelidad para cine en casa, el cual está conformado por un filtro activo pasabajos, un amplificador de poder, una fuente de poder, un altavoz y un gabinete acústico. Como requerimientos de diseño se estableció seleccionar un altavoz de un diámetro entre 10 y 12 pulgadas, una frecuencia de resonancia entre 30 y 40 Hz y un Q_{ts} no mayor a 0.45 y de preferencia entre 0.25 y 0.35. Además, la configuración del gabinete acústico debía ser seleccionada mediante comparación y por simulación en software. Una vez implementado el gabinete debía ser optimizado mediante análisis modal experimental. Por otro lado, el filtro pasabajos debía poseer frecuencia de corte variable en 70, 80, 100 y 120 Hz y ser de tipo Butterworth, Bessel o Linkwitz Riley. Finalmente, el amplificador de poder debía entregar al menos 50 W de potencia, tener una respuesta en frecuencia entre 20 Hz y 20 kHz y SNR no menor a 100 dB.

El altavoz escogido fue el KFC XW 120 de 12 pulgadas de la serie Excelon de Kenwood, el cual posee una frecuencia de resonancia en 20.1 Hz y un Q_{ts} de 0.435. Una vez realizada las simulaciones en software se eligió la configuración reflectora de bajos para el gabinete acústico además de determinar que el volumen óptimo de la caja era de 56.6 L. Como material de construcción se hizo uso de MDF de 18 mm de espesor. Para el ducto se utilizó un tubo de PVC de 7.9 mm de diámetro y 55.9 cm de largo. Luego de haber realizado el análisis modal de la estructura, se utilizaron vigas de pino como elementos rigidizantes para optimizar el gabinete. En total se implementaron 6 PCB: 1 para el filtro pasabajos, 3 para el amplificador de poder, 1 para el regulador de ± 15 V y 1 para la fuente de poder. Respecto al filtro pasabajos, se implementó en base a la red de cruce Linkwitz Riley de 4^{to} orden (LR4) y con las frecuencias de corte establecidas en los requerimientos. Para proteger a la señal de audio de ruido electromagnético, el PCB del filtro pasabajos fue instalado dentro de una caja de aluminio. Por otro lado, para el amplificador de poder el diseño se basó en el integrado LM3886. Se implementó un amplificador tipo AB de 68 W de potencia de salida máxima. Además, se agregó una etapa de filtro subsónico con frecuencia de corte en 18 Hz y pendiente de 26 dB/oct. Para alimentar al circuito se implementó una fuente lineal que entregara ± 34.56 V. además de un regulador que entregara ± 15 V.

Se realizaron mediciones de respuesta en frecuencia a los PCB implementados. Los resultados arrojaron para el caso del filtro pasabajos un error máximo de 2.08 % en las frecuencias de corte establecidas. Para el caso del amplificador las mediciones mostraron que se consiguió magnitud y fase constante en el ancho de banda de trabajo del subwoofer. Además, a partir de la medición de SNR obtuvimos una diferencia de 90 dB entre el nivel de la señal y el noise floor. Así mismo, también se obtuvo 100 dB en la medición de THD. La medición de la respuesta acústica del sistema total estableció un ancho de banda de entre 30 Hz y 100 Hz. Todos los resultados de las mediciones arrojaron valores aceptables para una unidad de subwoofer de alta fidelidad.





TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Implementación de un subwoofer activo a partir del estudio comparativo de diversas configuraciones para la reproducción de baja frecuencia en sistemas de alta fidelidad

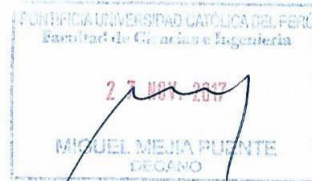
Área : Electroacústica # 1400

Asesor : Dr. Jorge Moreno Ruiz

Alumno : Víctor Rodrigo Pinillos Borbor

Código : 20121208

Fecha : 23 - 11 -2017



Descripción y Objetivos

Dentro del grupo de unidades de reproducción que conforma un sistema home theater se encuentra el subwoofer, unidad dedicada a reproducir las frecuencias más bajas del rango audible, e imprescindible para formatos de audio como el Dolby 5.1. En la industria se dan constantemente nuevas propuestas para su diseño. Algunas de estas propuestas provienen del ámbito académico y otras, del ámbito empresarial.

Teniendo en cuenta lo anteriormente expuesto, en esta tesis se presenta el diseño de una unidad de subwoofer activo de alta fidelidad. Este sistema constará de un amplificador de audio, así como de un filtro activo pasabajos de frecuencia de corte variable. Aunque el ancho de banda que maneja un subwoofer es tan solo una fracción del ancho de banda del rango audible, en esta tesis se desarrollará un amplificador de banda extendida con la finalidad de emplearlo posteriormente en las otras unidades de reproducción de un sistema home theater.

Objetivo general:

Proponer e implementar un diseño de subwoofer activo de alta fidelidad.

Objetivos específicos:

- Diseñar el gabinete acústico utilizando el modelo electroacústico del parlante.
- Diseñar un filtro activo pasabajos para audio.
- Diseñar un amplificador de poder basado en un integrado garantizando un ancho de banda y fase óptimos.
- Optimizar la caja acústica en base a análisis modal para garantizar la mínima radiación de sonido debido a la vibración de su estructura.

MÁXIMO 50 PÁGINAS

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

M. Sc. Ing. **WILLY CARRERA SORIA**
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica



TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Implementación de un subwoofer activo a partir del estudio comparativo de diversas configuraciones para la reproducción de baja frecuencia en sistemas de alta fidelidad

Índice

Introducción

1. Estado del arte, marco problemático, objetivos y requerimientos de diseño
2. Marco teórico
3. Diseño e implementación
4. Resultados

Conclusiones

Recomendaciones

Bibliografía

Anexos

Máximo: 50 paginas

Willy Carrera Soria
23/11/2017

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

Willy Carrera Soria
M. Sc. Ing. WILLY CARRERA SORIA
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica

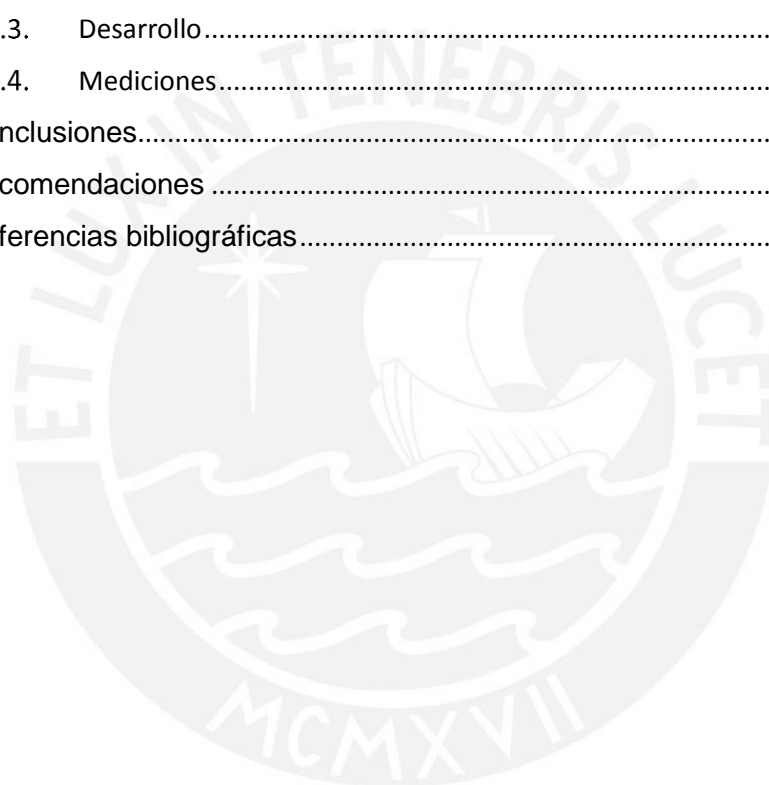
INDICE

Tabla de contenidos

1.	Estado del arte, marco problemático, objetivos y requerimientos de diseño.....	1
1.1.	Introducción.....	1
1.2.	Estado del Arte.....	2
1.2.1.	Investigación académica sobre subwoofers	2
1.2.2.	Diseños comerciales para home theater	10
1.3.	Marco problemático	11
1.4.	Objetivo general.....	11
1.5.	Objetivos específicos	11
1.6.	Requerimientos de diseño	11
2.	Marco teórico	13
2.1.	Altavoz.....	13
2.1.1.	Modelo	14
2.1.2.	Sensibilidad	16
2.1.3.	Impedancia nominal.....	16
2.1.4.	Parámetros Thiele-Small	17
2.2.	Gabinets acústicos	18
2.2.1.	Gabinete cerrado	19
2.2.2.	Reflector de bajos	19
2.2.3.	Radiador pasivo.....	20
2.3.	Red de cruce activa	21
2.3.1.	Función de una red de cruce en un subwoofer activo.....	21
2.3.2.	Diferencias entre redes de cruce activas y pasivas.....	22
2.3.3.	Por qué elegir el tipo de alineamiento Linkwitz Riley.....	23
2.4.	Amplificadores de audio	24
2.4.1.	Formato de gabinete acústico activo	24
2.4.2.	Función y relación con el altavoz	25
2.4.3.	Parámetros principales	25
2.4.4.	Headroom	26
2.4.5.	Clases	27
3.	Diseño e implementación.....	31
3.1.	Introducción.....	31
3.2.	Diagrama de bloques	31
3.3.	Especificaciones técnicas generales.....	31

3.4.	Altavoz.....	32
3.5.	Gabinete acústico	32
3.5.1.	Elección de tipo de configuración.....	32
3.5.2.	Construcción	34
3.6.	Refuerzo del gabinete acústico.....	37
3.7.	Etapa de filtro pasabajos.....	39
3.7.1.	Filtro pasabajos activo de frecuencia variable 24 dB/octava	39
3.7.2.	Implementación	40
3.7.3.	Alimentación	42
3.8.	Etapa de amplificación.....	43
3.8.1.	Consideraciones iniciales	43
3.8.2.	Alimentación del LM3886	47
3.8.3.	Volumen y buffer de entrada.....	47
3.8.4.	Ganancia del amplificador	48
3.8.5.	Filtros de entrada.....	49
3.8.6.	Componentes de la etapa de realimentación.....	52
3.8.7.	Circuito de encendido con supresión de pico.....	52
3.8.8.	Condensadores adicionales	53
3.8.9.	Red Zobel	54
3.8.10.	Disipador	55
3.8.11.	Fuente de poder.....	56
3.9.	Implementación.....	57
4.	Resultados.....	59
4.1.	Medición de respuesta en frecuencia.....	59
4.1.1.	Instrumentos.....	59
4.1.2.	Setup	59
4.1.3.	Desarrollo.....	59
4.1.4.	Mediciones.....	60
4.2.	Medición de la Relación Señal a Ruido	65
4.2.1.	Instrumentos.....	65
4.2.2.	Setup	66
4.2.3.	Desarrollo.....	66
4.2.4.	Mediciones.....	66
4.3.	Medición de THD.....	67
4.3.1.	Instrumentos.....	67
4.3.2.	Setup	68

4.3.3.	Desarrollo.....	68
4.3.4.	Mediciones.....	68
4.4.	Análisis modal	69
4.4.1.	Instrumentos.....	69
4.4.2.	Setup	69
4.4.3.	Desarrollo.....	69
4.4.4.	Mediciones.....	70
4.5.	Medición del Nivel de Presión Sonora del Sistema	71
4.5.1.	Instrumentos.....	71
4.5.2.	Setup	71
4.5.3.	Desarrollo.....	72
4.5.4.	Mediciones.....	73
5.	Conclusiones.....	75
6.	Recomendaciones	76
7.	Referencias bibliográficas.....	77



1. Estado del arte, marco problemático, objetivos y requerimientos de diseño

El presente capítulo nos introduce a una revisión general del diseño de subwoofers. Se presentará un breve resumen del estado del arte y seguidamente se delimitará el marco problemático de la investigación. A partir de esto se establecerán el objetivo principal y los objetivos secundarios, además de los requerimientos de diseño.

1.1. Introducción

La búsqueda de reproducir sonido de manera inteligible empezó como una necesidad. Los primeros intentos de crear un transductor eficaz para lograr tal propósito se remontan a la segunda mitad del siglo diecinueve con Graham Bell y su patente del teléfono [1]. Desde ese entonces los transductores electroacústicos han evolucionado hasta convertirse en diversos dispositivos y sistemas de audio. La reproducción de sonido, vital para la comunicación en el mundo moderno, se encuentra en todo tipo de ámbitos y se ha vuelto parte de nuestra vida diaria. La necesidad de reproducir sonido inteligible, por lo menos en lo que se refiere a voz humana, ha sido largamente cubierta.

Sin embargo, en ámbitos de entretenimiento como la música y el cine, el objetivo es más amplio: cómo reproducir sonido dentro del rango audible con la mayor fidelidad posible. Esta búsqueda por el máximo realismo posible condujo a, entre otras cosas, la aparición de sistemas multicanal para recintos cerrados. Configuraciones como el 5.1, y últimamente los sistemas inmersivos, se han convertido en populares sistemas de audio para el hogar o, también llamados, sistemas home theater. Dentro del grupo de unidades de reproducción que conforma un sistema home theater se encuentra el subwoofer, unidad dedicada a reproducir las frecuencias más bajas del rango audible, e imprescindible para formatos de audio como el Dolby 5.1. En la industria se dan constantemente nuevas propuestas para su diseño. Algunas de estas propuestas provienen del ámbito académico y otras, de la industria.

Teniendo en cuenta lo anteriormente expuesto, en esta tesis se presenta el diseño de una unidad de subwoofer activo de alta fidelidad. Este sistema constará de un amplificador de audio, así como de un filtro activo pasabajos de frecuencia de corte variable.

Aunque el ancho de banda que maneja un subwoofer es tan solo una fracción del ancho de banda del rango audible, en esta tesis se desarrollará un

amplificador de banda extendida con la finalidad de emplearlo posteriormente en las otras unidades de reproducción de un sistema home theater.

1.2. Estado del Arte

El estado del arte del diseño de subwoofers se puede dividir en la investigación realizada en el ámbito académico y en las últimas tendencias en el ámbito comercial.

1.2.1. Investigación académica sobre subwoofers

En las dos últimas décadas, la investigación en torno al subwoofer se puede dividir en tres temas generales: diseño del altavoz¹, diseño del sistema y ubicación dentro de la habitación y número óptimo.

1.2.1.1. Diseño del altavoz

En lo concerniente al transductor en sí, Di Cola et al [11] han analizado un transductor electro-dinámico basado en un motor lineal de imán movable. Al realizar comparaciones con el transductor de bobina móvil se concluye que el primero posee ventajas respecto al segundo como: mayor eficiencia, mayor manejo de potencia y menor distorsión en las más bajas frecuencias.

Por otro lado, Futtrup [10] desarrolló un diseño de subwoofers plano. Un subwoofer plano está diseñado para ser instalado en espacios reducidos, donde el espesor del driver puede ser un obstáculo, como por ejemplo empotrado en pared o instalaciones en automóviles. El diseño que propone Futtrup consiste en un diafragma de forma plana el cual, a diferencia del diafragma de forma cónica, es más susceptible a encorvarse, razón por la que ha sido reforzado con una estructura que le sirva de sostén (ver figura 1). Además, el diseño también cuenta con un sistema en el que la araña está ubicada atravesando el imán (la araña presenta orificios por los cuales pasan barras que conducen el flujo magnético), esto realizado con el fin de eliminar el riesgo que la araña toque el diafragma (ver figura 2). Con este diseño se logró un espesor de subwoofer de 88mm (una dimensión mucho menor a la de un subwoofer convencional, la cual está alrededor de los 140 mm), además de un desempeño similar al de un driver convencional.

¹ Suele ser de uso común llamar altavoz al conjunto transductor-gabinete. Para evitar confusiones se establecerá en este documento que al hablar de altavoz, altavoz o driver se hace referencia al transductor, mas no al conjunto antes mencionado.



Figura 1. Vista delantera de un modelo a computadora del diseño del altavoz con diafragma plano propuesto por Fruttup. Se puede apreciar la estructura de sostén (líneas transversales a las circunferencias) [10].

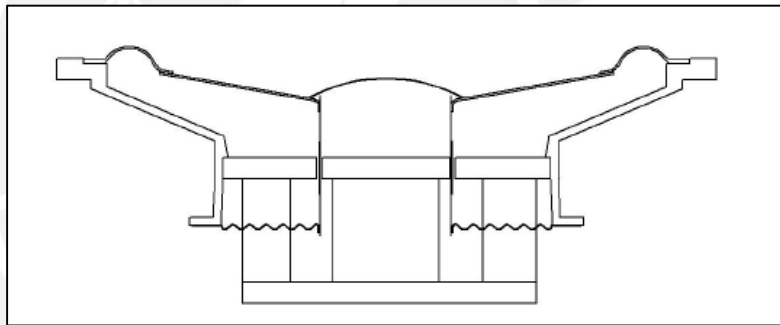


Figura 2. Esquema del diseño del altavoz propuesto por Fruttup. Se puede apreciar la araña, con orificios, a través del sistema magnético (imán) [10].

Finalmente, Benoit et al [9] presentan un diseño de driver para minimizar o eliminar comportamientos no lineales (ver figura 3). El diseño consiste en una bobina móvil ubicada en el entrehierro de dos grupos de tres imanes permanentes magnetizados de forma radial, un diafragma plano y la eliminación de la araña dejando solo la suspensión externa. Las razones se explican a continuación. En primer lugar, buscan eliminar el hierro de la estructura, debido a la generación de corrientes de Eddy por parte de éste, y, además, obtener un factor de fuerza constante a lo largo del desplazamiento total de la bobina móvil (alrededor de ± 20 mm) para garantizar la linealidad del motor. Estos requerimientos los llevaron a diseñar el sistema de la bobina móvil ubicada en el entrehierro de dos grupos de tres imanes permanentes. En segundo lugar, utilizan un

diafragma plano, basándose en estudios en los cuales se demuestra que la forma cónica del diafragma genera interferencias y efectos de cavidad. El uso del diafragma plano permite usar una bobina móvil con un diámetro mayor al usual. Seleccionaron el diámetro de la bobina de tal manera que desplace la primera resonancia del diafragma hacia las altas frecuencias. Para el análisis utilizaron un diafragma plano de 20 pulgadas de diámetro, cuyas dos primeras frecuencias de resonancia en su ancho de banda de trabajo (10 Hz – 100Hz) se encuentran en 38 Hz y 61 Hz. Con la bobina móvil escogida, la primera resonancia ocurre a 83 Hz. En tercer y último lugar, la araña es removida del diseño debido a la estructura que se propone, la cual permite que solo sea necesaria la suspensión externa para centrar y controlar el movimiento de la parte móvil. Con todo esto, Benoit et al predicen la primera frecuencia de resonancia del driver en más de 100 Hz.

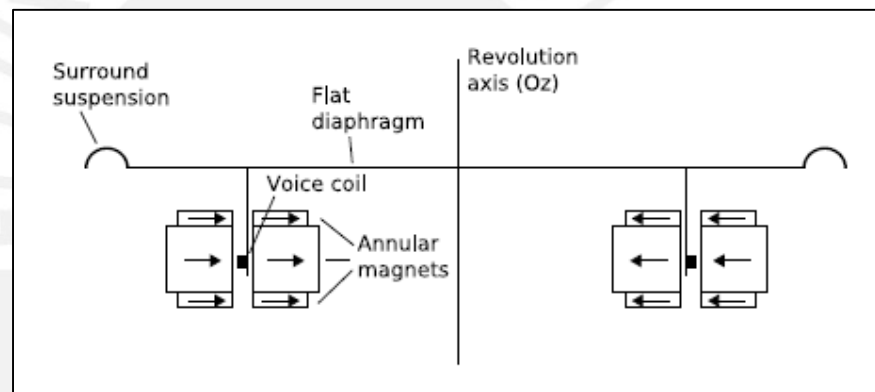


Figura 3. Diseño de driver propuesto por Benoit et al [9].

1.2.1.2. Diseño del sistema altavoz-gabinete acústico

En lo concerniente a diseño del sistema, es de gran relevancia la investigación de Geddes [42] sobre configuraciones pasa banda, abarcando desde el cuarto hasta el octavo orden, las cuales son muy usadas en diseños de subwoofers. Las configuraciones pasa banda permiten obtener filtros electroacústicos los cuales pueden suplir los filtros de alto orden pasivos, los cuales representan una gran complejidad de diseño, y activos, los cuales poseen un alto costo. Además, estos filtros electroacústicos poseen beneficios como mejor eficiencia y menor excursión del cono. Geddes describe las funciones de transferencia de los sistemas pasa banda en términos de los parámetros del altavoz y del gabinete acústico, además de realizar simulaciones en computadora para

mostrar las respuestas típicas de estos. Todo esto forma una sólida base para el futuro desarrollo del tema.

En investigaciones recientes, Thiele [8] propone un nuevo enfoque en el diseño de subwoofers pasa banda. Plantea expresar la función de transferencia del sistema como la convolución de una función de transferencia de filtro pasa alto, de una determinada frecuencia de corte, con una función de transferencia de filtro pasabajo. A partir de esto desarrolla una tabla de alineamientos para diferentes combinaciones entre funciones de transferencia de filtros pasa altos y pasa bajos. La tabla construida permite a un diseñador conocer los diferentes tipos de respuestas que obtendrá con estas funciones junto a un driver en particular, así como el tipo de ecualización que necesitaría con el driver elegido para obtener la respuesta general deseada. Aún más importante, a partir del análisis de las combinaciones de las funciones Thiele concluye que escoger un valor menor del coeficiente del término de primer orden de la función de transferencia del filtro pasa bajos, al cual denomina x_L , permite una ganancia en la sensibilidad del subwoofer. Thiele recomienda escoger un valor menor de este término con el fin de optimizar la sensibilidad del subwoofer y luego ecualizar la respuesta con un filtro activo simple. Así mismo, concluye que escoger un valor menor de x_L permite a su vez escoger un valor mayor del parámetro Q_{TS} del driver, lo cual facilita su elección.

Por otro lado, Sukalo [7] plantea una variante a la configuración push-pull a la que él llama "Dynamic Push-Pull Drive", la cual consiste en alimentar a uno de los drivers con la señal de sonido original y al otro, con la señal de sonido desfasada 90° , ambas entregadas por amplificadores (ver figura 4). Describe el modelo del sistema y realiza mediciones de las impedancias de la bobina móvil. A partir de estas mediciones compara su configuración propuesta con una configuración de caja cerrada (en ambos casos el gabinete acústico posee el mismo volumen) y concluye que el primero tiene mejor respuesta en las bajas frecuencias que el segundo, sin embargo, tiene como desventaja el uso necesario de dos amplificadores.

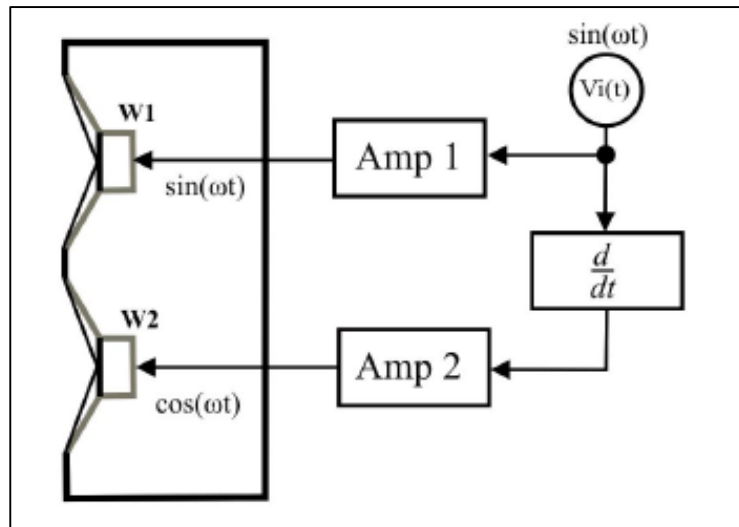


Figura 4. Esquema de configuración "Dynamic Push-Pull" [7].

A su vez, Sozanski [6] realiza un estudio de configuraciones de subwoofer activo con dipolos acústicos. Para llevar a cabo sus experimentos y mediciones, configura un setup conformado por un filtro digital y un amplificador tipo D alimentado por una fuente de tipo lineal, además de un filtro LC pasa bajo para eliminar el ruido. El filtro digital le facilita al autor probar diferentes parámetros para obtener la respuesta óptima en cada caso. Para la implementación del dipolo acústico utiliza el gabinete tipo H (ver figura 5). Además, a partir de una idea de Linkwitz, según propias palabras del autor, implementa un doble dipolo acústico (ver figura 5). Al comparar en el dominio de la frecuencia ambas configuraciones se aprecia una mejor respuesta en el ancho de banda de trabajo en el sistema doble dipolo acústico con su correspondiente filtro (ver figura 6). A su vez, también compara el doble dipolo acústico con un subwoofer tipo radiador pasivo. Sozanski realiza una ecualización digital en ambas configuraciones con el fin de obtener la mejor respuesta en frecuencia de ambos. El resultado se puede apreciar en la figura 7, en la cual se puede apreciar que la respuesta del doble dipolo no decae en las más bajas frecuencias, característica que sí pasa en la configuración radiador pasivo. Sin embargo, la principal desventaja es la notable diferencia en la eficiencia de ambos. La magnitud de la respuesta en frecuencia del doble dipolo se encuentra muy por debajo de la del radiador pasivo, y en general de la de la mayoría de sistemas de reproductores de baja frecuencia. A partir de todo esto, el autor opina que, una vez superada la desventaja de la eficiencia, la configuración

doble dipolo acústico obtendrá mayor popularidad. Además, hace hincapié en la gran practicidad y flexibilidad del uso de filtros digitales en escenarios de diseño de sistemas de altavoces.

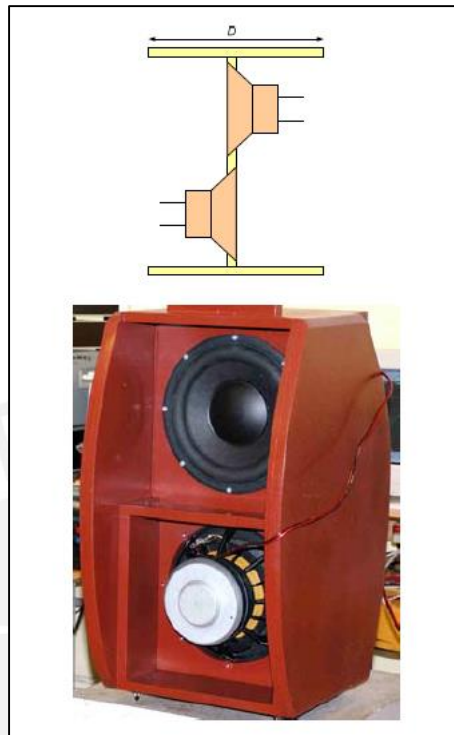


Figura 5. Esquema de la configuración doble dipolo en un gabinete tipo H (arriba) e imagen de su implementación (abajo) [6].

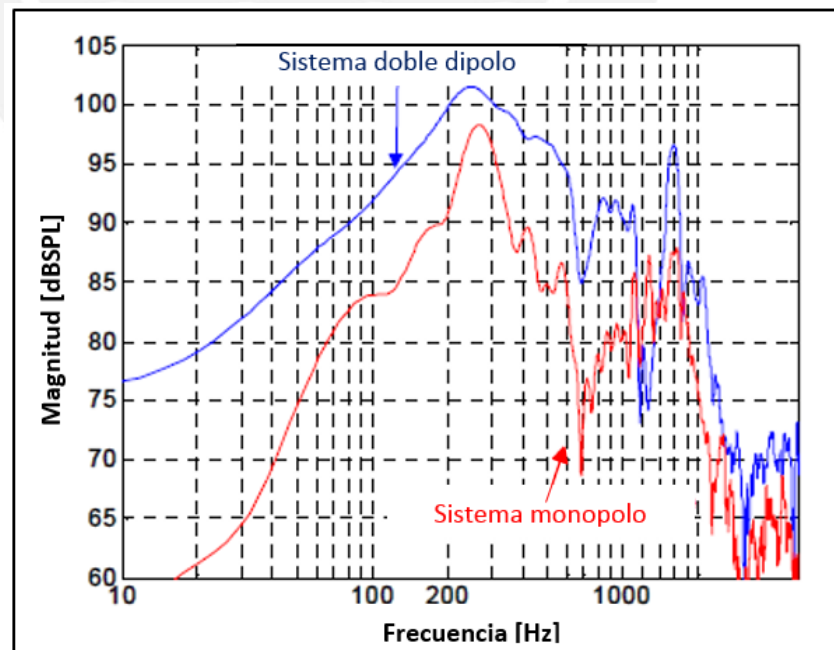


Figura 6. Comparación de respuesta en frecuencia de un sistema mono polo (rojo) y un sistema doble dipolo (azul), ambos en un gabinete tipo H y sin ecualización. Modificado de [6].

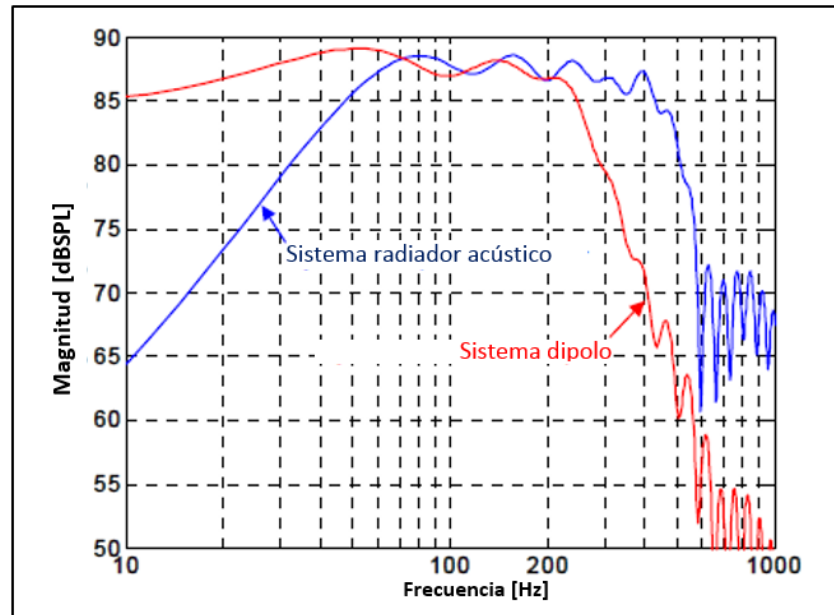


Figura 7. Comparación de respuesta en frecuencia de un sistema dipolo (rojo) y un sistema radiador pasivo (azul), ambos en un gabinete tipo H y ecualizados. La magnitud del sistema dipolo ha sido multiplicada por un factor de 6.5 [6].

1.2.1.3. Ubicación dentro de la habitación y número óptimo

Las investigaciones respecto a la posición en la que el subwoofer se debe ubicar dentro de la habitación y el número óptimo de unidades tienen como finalidad conseguir una respuesta plana en frecuencia de todo el sistema y una adecuada distribución espacial del sonido.

En lo relativo a la ubicación, Welti [4] asegura que cuatro unidades de subwoofers son suficientes para cancelar el efecto de la mayoría de los modos en la habitación. Así mismo, Nousaine [3] concluye que, para sistemas Home Theater, la posición óptima del subwoofer se encuentra en cualquier esquina de la habitación, en comparación con otras configuraciones de distintas ubicaciones y números de subwoofers. Por su parte, Backman [44] plantea el uso de análisis modal experimental para determinar las ubicaciones óptimas de una o varias unidades de subwoofers en una habitación de geometría y propiedades de superficies arbitrarias.

Respecto al uso de más de una unidad de subwoofer, tradicionalmente se ha asumido la reproducción de las más bajas frecuencias como monofónica. Welti ha estudiado la subjetividad de los arreglos estereofónicos para subwoofers [43]. Realizó un test a oyentes entrenados en donde comparan cuatro diferentes configuraciones de

subwoofers (figura 8). Los resultados demuestran que diferencias audibles para señales de audio solo aparecen al comparar las configuraciones 1 y 4. Además también concluye que, subjetivamente, las configuraciones 1, 2 y 3 son equivalentes, por lo que el uso de más de una unidad de subwoofer, siguiendo este criterio, no sería necesario. Por otra parte, Backman [5] ha realizado un análisis acerca de la existencia de diferencias interaurales entre arreglos monofónicos y estereofónicos de subwoofers a través de modelamiento en software, del cual obtiene indicios de la existencia de escucha binaural en los arreglos estereofónicos, con mucho mayor significancia en habitaciones que en condiciones de campo libre, y cuando el oyente se encuentra cerca de los nodos de los distintos modos de la habitación. Sin embargo se debe precisar que los resultados aún no son totalmente concluyentes.

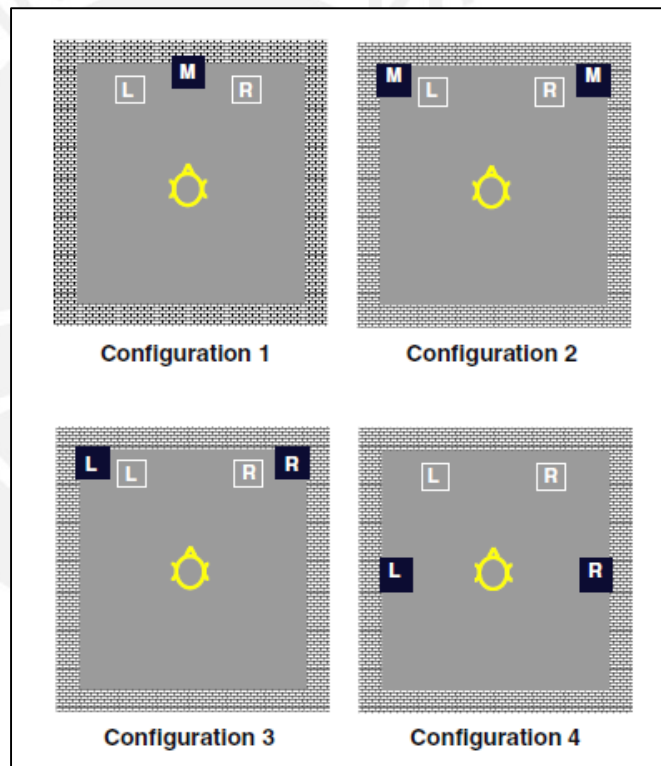


Figura 8. Configuraciones de subwoofers usadas en el test de Welti. En amarillo se aprecia la ubicación del oyente. Los cuadros con contorno blanco y letras blancas muestran la referencia del oyente (L es izquierdo y R, derecho). Los cuadros de color azul oscuro y letras blancas muestran las ubicaciones de los subwoofers y las letras en ellos indican si están reproduciendo contenido monofónico (M) o estereofónico (L y R) ^[43].

Actualmente, en la práctica, prima en los sistemas home theater el uso de una única unidad de subwoofer ubicada a una distancia cercana a la

pared con el fin de evitar interferencias destructivas y al mismo tiempo lograr una distribución de presión óptima en la habitación.

1.2.2. Diseños comerciales para home theater

En la actualidad podemos encontrar infinidad de diseños comerciales de subwoofers para home theater. En la tabla 1 se muestran las características principales de algunos diseños de distintos rangos de precios en dólares americanos.

Diseño:	Fathom f212 ^[12]	ASW 10 CM S2 ^[13]	B1 ^[14]	ES250P ^[15]	YST – SW216 ^[16]
Marca	JL Audio	Bowers & Wilkins	Revel	JBL	Yamaha
Tipo por amplificador integrado	Activo	Activo	Activo	Activo	Activo
Tipo de amplificador	Tipo D	Tipo D	No especifica	No especifica	Tipo D
Potencia de amplificación nominal	3000 W	500 W	250 W	400 W	50 W
Respuesta en frecuencia	15 Hz – 157 Hz	25 Hz – 140 Hz	20 Hz – 150 HZ	25 Hz – 150 Hz	25 Hz – 180 HZ
Frecuencias de cruce	30 Hz – 130 Hz	Variable, pero rango no especificado	50 Hz – 150 Hz	50 Hz – 150 Hz	40 Hz – 140 Hz
Tipo de caja	Cerrada	Cerrada	Reflectora de bajos	Reflectora de bajos	Reflectora de bajos
Número de altavoces	2	1	1	1	1
Diámetro del altavoz	12"	10"	12"	12"	10"
Precio	\$ 6000	\$ 1500	\$ 1000	\$ 500	\$ 109.99

Tabla 1. Cuadro comparativo de características de modelos comerciales de subwoofers. Fuente: Elaboración propia a partir de datos provenientes de los fabricantes.

Podemos notar que la tendencia actual en el diseño de subwoofers abarca el uso de amplificadores tipo D integrados en el sistema y el uso de cajas con configuración cerrada y reflectora de bajos.

1.3. Marco problemático

Existe el requerimiento de poder reproducir las bajas frecuencias de manera separada, especialmente cuando hablamos de reproducir audio en sistemas multicanal. La principal razón para hacer esto es liberar de un cierto ancho de banda en baja frecuencia al reproductor de bajos de los altavoces principales, con el fin de minimizar su distorsión armónica total (THD) y, además, mantener el sistema lo más lineal posible. Por lo tanto, la función de reproducir este ancho de banda se traslada al subwoofer.

Actualmente, en nuestro medio el número de procesos de diseño de subwoofers con la calidad que se requiere para la reproducción de audio en alta fidelidad es mínimo.

1.4. Objetivo general

Proponer e implementar un diseño de subwoofer activo de alta fidelidad.

1.5. Objetivos específicos

- Diseñar el gabinete acústico utilizando el modelo electroacústico del altavoz.
- Diseñar un filtro activo pasabajos para audio.
- Diseñar un amplificador de poder basado en un integrado garantizando un ancho de banda y fase óptimos.
- Optimizar la caja acústica en base a análisis modal para garantizar la mínima radiación de sonido debido a la vibración de su estructura.

1.6. Requerimientos de diseño

- Selección del altavoz
Se requiere escoger un altavoz de un diámetro entre 10 y 12 pulgadas, frecuencia de resonancia entre 30 y 40 Hz, y un Q_{TS} (factor de calidad total²) no mayor a 0.45 (de preferencia entre 0.25 y 0.35).
- Caja acústica
Una vez determinado el volumen óptimo y el tipo de caja mediante simulación, la configuración de caja seleccionada, una vez

² Más información sobre el factor de calidad total se puede encontrar en la sección 2.1.4.

implementada, debe pasar por un proceso de optimización de su estructura mediante análisis modal experimental.

- Implementación de un filtro activo pasabajos analógico

Se requiere diseñar un filtro activo pasabajos con frecuencia de corte variable en 70, 80, 100 y 120 Hz de tipo Butterworth, Bessel o Linkwitz-Riley.

- Diseño de un amplificador de poder

El diseño se realizará a partir de un integrado de amplificador de poder para audio. La implementación final debe entregar por lo menos 50W de potencia, tener una respuesta en frecuencia entre 20 Hz y 20kHz y relación señal ruido no menor a 100 dB.



2. Marco teórico

Como se mencionó anteriormente, el subwoofer es un altavoz que reproduce el rango de las frecuencias más bajas, generalmente entre 20 Hz y 200 Hz [17].

El diseño del subwoofer para cine en casa que se propondrá en el presente trabajo puede ser dividido en cuatro etapas generales: altavoz para subwoofer, configuración del gabinete acústico, filtro de señal de audio y amplificación de poder. El capítulo, por lo tanto, se dividirá en base a estas etapas. Como primera parte, se desarrollará brevemente las principales especificaciones a tomar en cuenta para elegir el altavoz adecuado para el subwoofer. A continuación, se abordará lo concerniente a las distintas configuraciones de gabinetes acústicos, especialmente sobre su respuesta en el dominio de la frecuencia. Después, se explicará los conceptos principales de una red de cruce activa. Finalmente, se expondrá las diferentes clases de amplificadores de poder especializados en audio y sus características más resaltantes.

2.1. Altavoz

Beranek define al altavoz como un “transductor electroacústico para convertir las señales eléctricas en sonido” [26]. El tipo de altavoz comúnmente usado para sistemas de alta fidelidad es el radiador directo (el sonido radia directo al aire) de bobina móvil (bobina que se haya en un campo magnético).

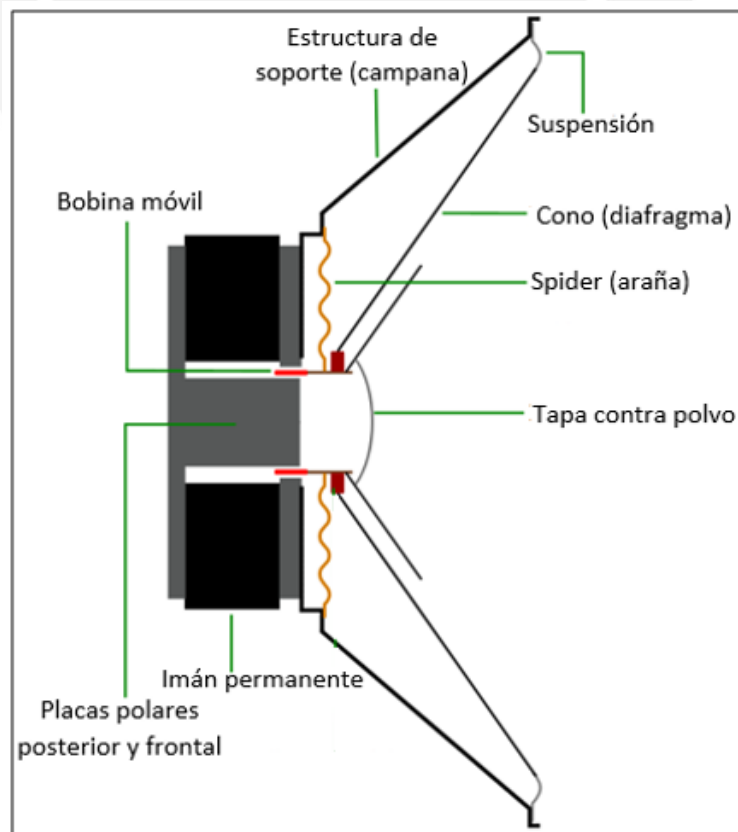


Figura 9.
Corte
esquemático
de un altavoz
de radiación
directa.
Modificado de
[48].

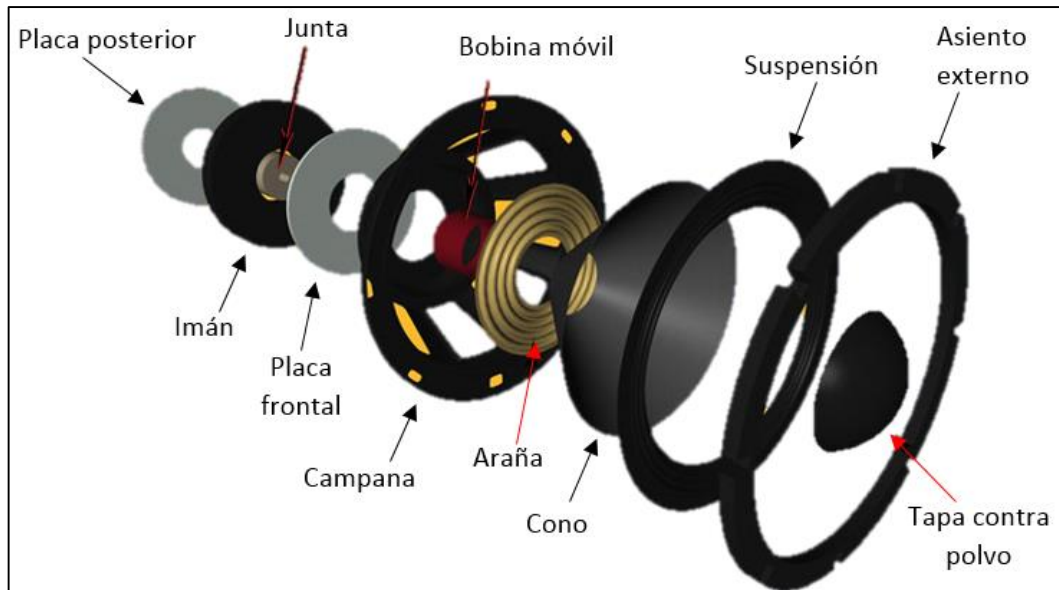


Figura 10. Partes de un altavoz típico. Modificado de [41]

“Cuando la corriente pasa por la bobina móvil genera una corriente electromotriz que al interactuar con el flujo del entrehierro del imán permanente generan el movimiento de traslación de la bobina móvil y, por lo tanto, del cono” [26]. Cabe resaltar que el diafragma está montado por medio de suspensiones flexibles cuyos efectos pueden modelarse como compliancias (el inverso de la constante elástica k) y resistencias mecánicas.

2.1.1. Modelo

Los elementos mecánicos de un altavoz como masas, resortes y amortiguadores, y los elementos acústicos del mismo como el volumen, masa de aire y resistencia acústica, pueden ser representados como elementos eléctricos (resistencia, inductor, capacitor). A partir de esto se puede modelar y analizar al altavoz según el circuito de la figura 11.

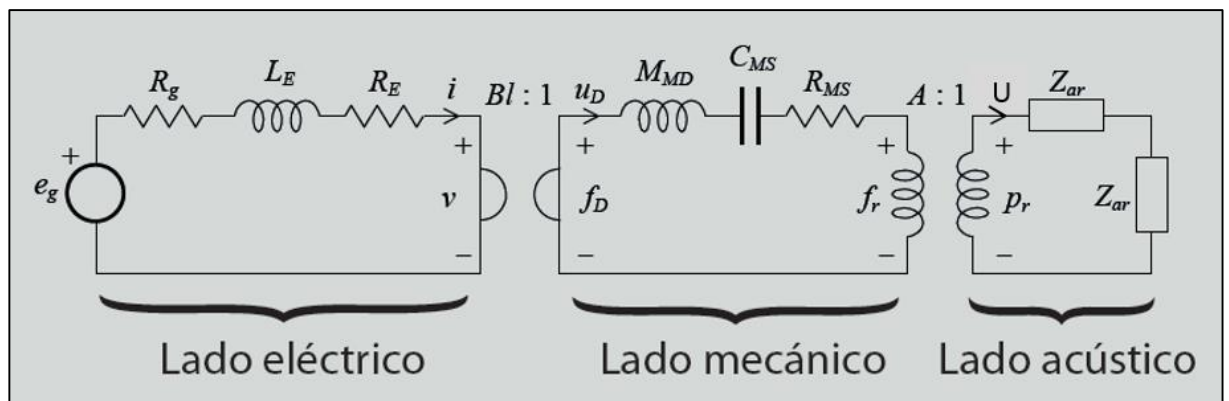


Figura 11. Circuito análogo electro-mecánico acústico de tipo impedancia. Modificado de [27].

Se tiene que:

- E_g : voltaje del generador
- R_g : resistencia eléctrica del generador (en ohmios)
- L_E : inductancia eléctrica de la bobina (en henrios)
- R_E : resistencia eléctrica de la bobina (en ohmios)
- i : corriente eléctrica en la bobina (en amperes)
- B : densidad de flujo estacionaria en el entrehierro (webber/m²)
- l : longitud del alambre de la bobina (en metros)
- u_D : velocidad de la bobina móvil (en m/s)
- f_D y f_r : fuerzas generadas entre las fuerzas magnetomotriz alternas y estacionarias (en newtons)
- M_{MD} : masa del cono y la bobina (en kilogramos)
- C_{MS} : compliancia mecánica total de la suspensión (en metros/newton)
- R_{MS} : resistencia mecánica del altavoz (en newton-s/m)
- A : área efectiva del diafragma (en m²)
- U : velocidad de volumen
- p_r : presión sonora
- Z_{AR} : impedancia acústica de radiación

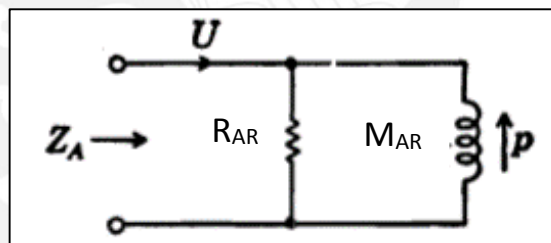


Figura 12. Impedancia de radiación acústica. Modificado de [26].

La impedancia de radiación es la cuantificación de cómo se comporta el aire frente al movimiento del diafragma. Parte de la energía mecánica del altavoz se transforma en ondas sonoras. La otra parte es almacenada y devuelta al generador, lo cual es indicio de que la impedancia de radiación posee una característica reactiva. Esto permite establecer una analogía de impedancia acústica como el paralelo de una resistencia y una inductancia, lo cual se puede apreciar en la figura 32. R_{AR} corresponde a la resistencia acústica de radiación y M_{AR} es la masa acústica de radiación. En la figura 12 aparecen dos impedancias de radiación representando que el altavoz irradia tanto en la cara frontal como en la trasera.

2.1.2. Sensibilidad

La sensibilidad indica el nivel de eficiencia de conversión de watts a dB de nivel de presión sonora de un altavoz. Por ejemplo, si un altavoz tiene una sensibilidad de 80 dB, significa que suministrándole una potencia de 1 W puede generar 80 dB L_P (nivel de presión sonora) a 1 metro de la fuente.

La sensibilidad también nos puede dar una idea de cuánta potencia requiere nuestro altavoz. Podemos tomar como referencia el estándar para cines THX, creado por Tomlinson Holman en la década de los ochenta. Este establece que, debido a que el soundtrack de las películas es mezclado en los estudios por convención a un nivel de referencia de 95 dB L_P , un subwoofer debe tener la capacidad de generar este mismo valor, con un headroom de 20 dB L_P . [28].

Sabiendo que para aumentar 3 dB L_P se necesita duplicar la potencia que llega al altavoz, y tomando como referencia la sensibilidad del altavoz escogido en el presente trabajo, es posible calcular cuánta potencia el amplificador necesita entregar si se desea cumplir con el estándar THX.

Potencia (Watts)	Nivel de presión sonora (dB)
1	84
2	87
4	90
8	93
16	96
32	99

Tabla 2. Cálculo de potencia necesitada para cumplir estándar THX en base a una sensibilidad de 84 dB.

Se necesitaría 16 W de potencia en un altavoz de sensibilidad de 84 dB para cumplir con el estándar THX. El manejo de los picos (headroom) en un amplificador de audio suele estar especificado en voltaje.

2.1.3. Impedancia nominal

La impedancia total de un altavoz es dependiente de la frecuencia, pero para fines de simplificación se usa una impedancia nominal. En altavoces para subwoofers, woofers, altavoces para medias frecuencias y tweeters es común encontrar impedancias de 2, 4, 8 y 16 Ω , a diferencia de los altavoces para audífonos, cuyos rangos de impedancias nominales varían desde 32 Ω a más.

Al escoger un amplificador de audio es preferible que dentro de sus especificaciones se encuentre la potencia entregada para la impedancia nominal del altavoz seleccionado en particular. De esta manera se garantiza que no existan problemas en el manejo de potencias por parte de ambos elementos.

2.1.4. Parámetros Thiele-Small

Los parámetros Thiele-Small son parámetros electromecánicos que definen las características de un altavoz, necesarios en el análisis para la construcción de gabinetes acústicos. Estos parámetros suelen ser ingresados en software para realizar el cálculo de las dimensiones óptimas.

A continuación se hará una breve descripción cualitativa de algunos de los parámetros; específicamente, de aquellos que definen los requerimientos de diseño de la investigación.

- F_s : frecuencia de resonancia del altavoz (figura 13). La amplitud de la respuesta en frecuencia empieza a decaer a partir de este punto debido a que la carga acústica que interactúa con el altavoz es fundamentalmente de tipo reactiva. A raíz de esto, se puede concluir que es un parámetro que define el ancho de banda de la respuesta en frecuencia. Por ejemplo, un altavoz con F_s de 60 Hz reproducirá con menor amplitud una señal de 40 Hz.

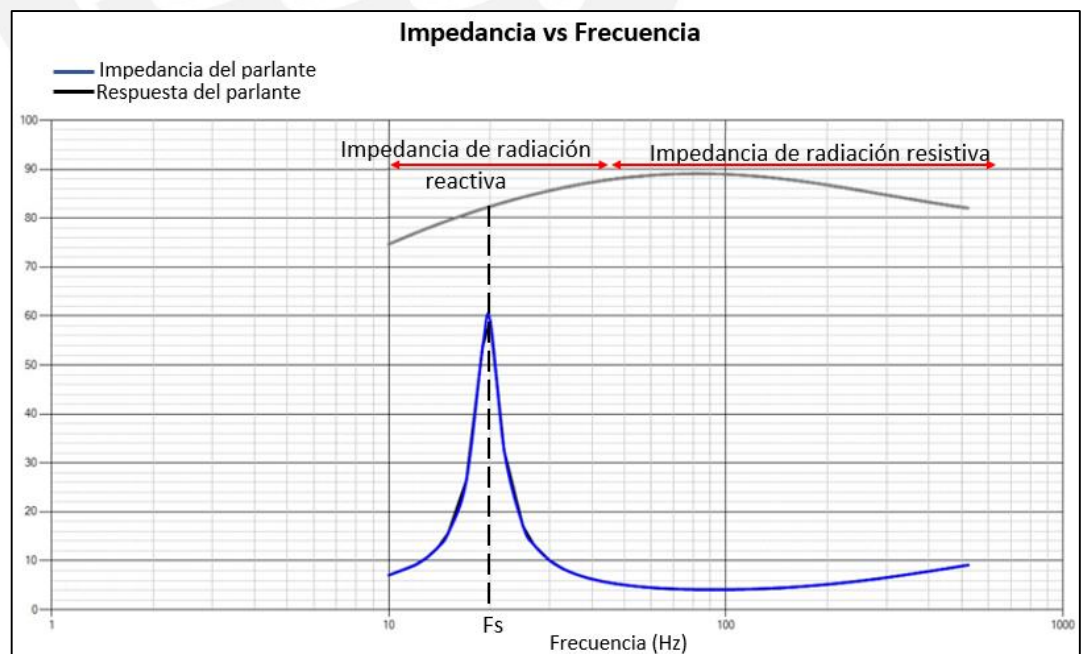


Figura 13. Gráfica de la frecuencia de resonancia de un altavoz.

- Q_{es} , Q_{ms} y Q_{ts} : Q_{es} es el Q eléctrico del altavoz en F_s y está relacionado con las pérdidas eléctricas. Q_{ms} es el Q mecánico del altavoz en F_s y, a su vez, se encuentra relacionado con las pérdidas mecánicas. Q_{ts} es el factor de calidad total del altavoz en F_s , está relacionado con las pérdidas totales y es obtenido a partir de los otros dos factores mediante la fórmula:

$$Q_{ts} = \frac{Q_{ms} \times Q_{es}}{Q_{ms} + Q_{es}}$$

Estos factores de calidad están relacionados con el factor de amortiguamiento, producto de la suspensión del driver en el caso mecánico, y en la impedancia de salida del amplificador en el caso eléctrico. Además, también están relacionados con los valores de las resistencias mecánicas y eléctricas del driver. Valores de Q_{es} mayores a 0.6 demandarían volúmenes de gabinetes extremadamente largos [33]. Por su parte, valores altos de Q_{ms} indican menores pérdidas mecánicas. Así mismo, según la aplicación del altavoz existen Q_{ts} típicos. Por ejemplo, para refuerzo sonoro se utilizan altavoces con un Q_{ts} de 0.2 o 0.25. Estos altavoces tienen la característica de poseer el bajo sobreamortiguado. Por otro lado, un altavoz con un Q_{ts} no mayor a 0.5 permite obtener una respuesta plana en el dominio de la frecuencia; por el contrario, si es mayor a 0.5 se tendrá una respuesta con una magnitud excesiva en las bajas frecuencias, además de una respuesta deficiente en el dominio del tiempo.

- S : es el área del diafragma. En la figura 11 se lo identifica como "A". No es un parámetro Thielle-Small, sino un parámetro fundamental. Está relacionado con el diámetro efectivo del diafragma, con el cual se puede determinar el nivel de potencia acústica.

2.2. Gabinetes acústicos

Al aire libre, el altavoz irradia tanto sobre su cara frontal como sobre la trasera, por lo que podría considerarse una fuente omnidireccional. Esta característica produce cancelaciones entre ambos frentes lo que conlleva a cancelaciones entre ambos frentes, pérdidas de energía e ineficiencia. La solución ideal es empotrar el altavoz a un sonodector infinito (en el caso real, una pared). Sin embargo, en casos donde esto no es posible se recurre a los gabinetes acústicos.

2.2.1. Gabinete cerrado

Un gabinete cerrado soluciona la ineficiencia de la reproducción del altavoz al aire libre (ver figura 14a). El volumen de la caja y la resistencia acústica que pueda tener, como lana de vidrio, se verán representados en el lado acústico del modelo del altavoz (figura 11).

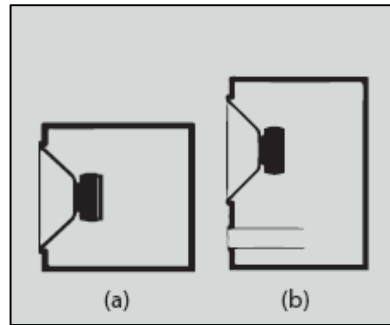


Figura 14. Tipos de gabinetes acústicos. (a) Gabinete cerrado. (b) Tipo reflectora de bajos.

Fuente: Elaboración propia.

2.2.2. Reflector de bajos

El altavoz sigue irradiando sobre su cara trasera aún cuando se encuentra dentro de un gabinete cerrado. Esta energía irradiada puede ser aprovechada. Podemos poner como ejemplo un sistema masa-resorte-amortiguador, el cual resuena a una frecuencia determinada. Este fenómeno mecánico encuentra su contraparte en el campo acústico en el resonador de Helmholtz. Tomemos a una botella como resonador de Helmholtz. Al soplar sobre el cuello de la botella, esta produce sonido. Esto se debe a que hay un elemento produciendo radiación. Este elemento es la masa de aire en el cuello de la botella que actúa como un pistón, el cual comprime el aire en el interior de la botella, para después ser rechazado por esta. Entonces, esta energía puede ser radiada a una frecuencia dada para mejorar la respuesta en bajas frecuencias. Es aquí donde aparece la configuración tipo reflector de bajos.

El tipo reflector de bajos es una caja cerrada la cual posee un ducto (figura 14.b). La frecuencia de resonancia del conjunto caja-ducto dependerá de sus dimensiones. La energía radiada por el resonador puede ser utilizada para lograr mayor amplitud en las bajas frecuencias. El área del ducto suele ser menor o igual al área efectiva del diafragma del altavoz.

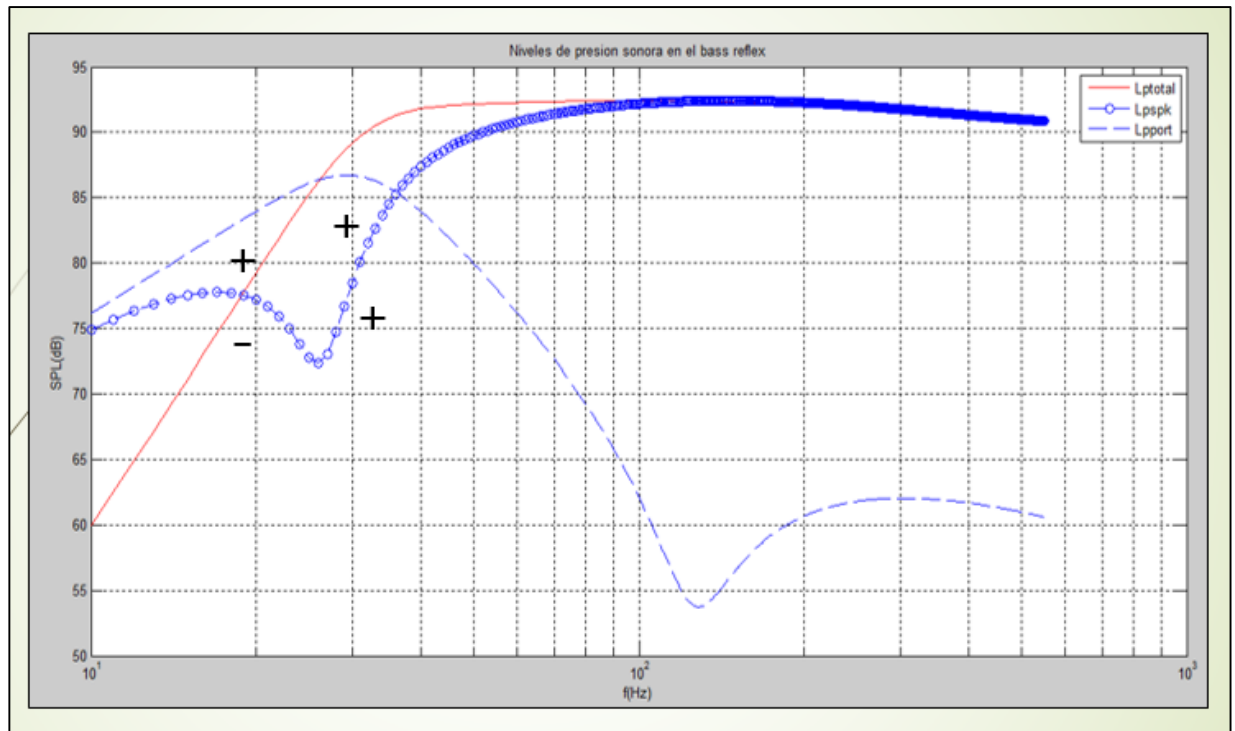


Figura 15. Niveles de presión sonora en el bass réflex. La línea seguida representa el L_P (nivel de presión sonora) total. La línea con círculos representa el L_P del altavoz. La línea discontinua representa el L_P del ducto y el gabinete. Fuente: Elaboración propia. (Simulación realizada en Matlab).

En la figura 15 podemos notar que antes de la frecuencia de resonancia (aproximadamente 27 Hz), el L_P del ducto y el gabinete están desfasados 180° con el L_P del altavoz (representados por los signos), y después ambos se ponen en fase. Teniendo en consideración esto, la suma de ambos se aprecia en la línea roja, lo cual representa una mejora en bajas frecuencias.

2.2.3. Radiador pasivo

El tipo radiador pasivo es una caja cerrada que consta de un altavoz y de un conjunto diafragma-suspensión al cual se le llama radiador pasivo y que, además, no está conectado a ningún elemento que le provea una señal de audio, a diferencia del altavoz, llamado activo (ver figura 16). Su modo de funcionamiento es similar al reflector de bajos: se busca que este radiador resuene a una frecuencia determinada con el fin de usar la energía para mejorar la respuesta en bajas frecuencias. Para modificar la frecuencia de resonancia del radiador pasivo se le agregan masas.

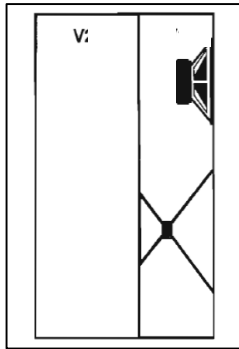


Figura 16. Tipo radiador pasivo. Modificado de [29].

2.3. Red de cruce activa

2.3.1. Función de una red de cruce en un subwoofer activo

Cada tipo de altavoz está diseñado para reproducir un segmento del espectro de frecuencias de la banda audible, por ejemplo: los subwoofers operan típicamente debajo de los 120 Hz y los tweeters, encima de 5 a 8 kHz [18] (ver figura 17). En orden de asegurar que cada tipo de altavoz trabaje con un ancho de banda adecuado se implementan las redes de cruce, las cuales son un grupo de filtros en paralelo que pueden ser tan sencillo como la figura 18. En el diseño de redes de cruce se utilizan filtros pasabajos, pasabanda y pasa altos.

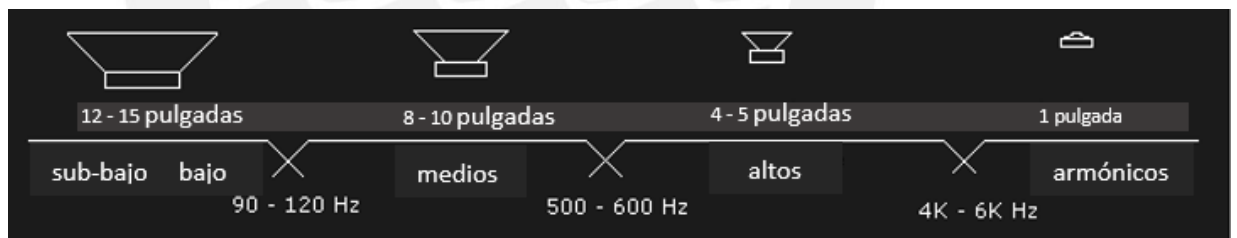


Figura 17. Rangos de frecuencias de corte propuestas para un altavoz de 4 vías. Modificado de [21]. En la presente investigación nos enfocaremos solo en el subwoofer (sub-bajo en la imagen) por lo cual se diseñará un filtro pasabajos con frecuencia de corte variable.

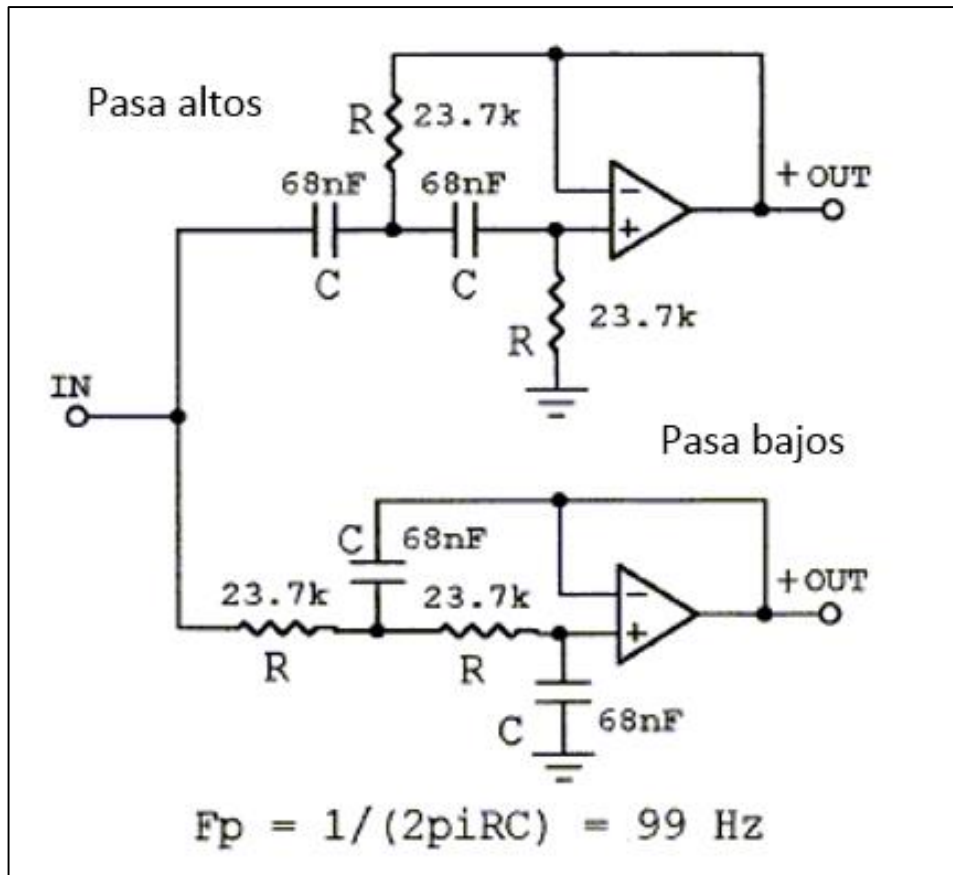


Figura 18. Ejemplo de red de cruce Linkwitz Riley de segundo orden (LR2) [34].

2.3.2. Diferencias entre redes de cruce activas y pasivas

La diferencia entre una red de cruce activa y una pasiva es la presencia de amplificadores operacionales, elementos activos cuya presencia implica el uso de una fuente de alimentación. Según las características del presente trabajo de investigación, la red de cruce a diseñar corresponde a una de tipo activo (ver figura 19), la cual posee características diferentes respecto al tipo pasivo como:

- Permite un mejor acoplamiento amplificador-altavoz en el caso de los woofers.
- Permite que la performance de la red de cruce sea independiente de la impedancia de la carga.
- Sin un headroom adecuado puede ocurrir clipping o saturación en esta etapa (para más información sobre el headroom ver sección 2.4.4).

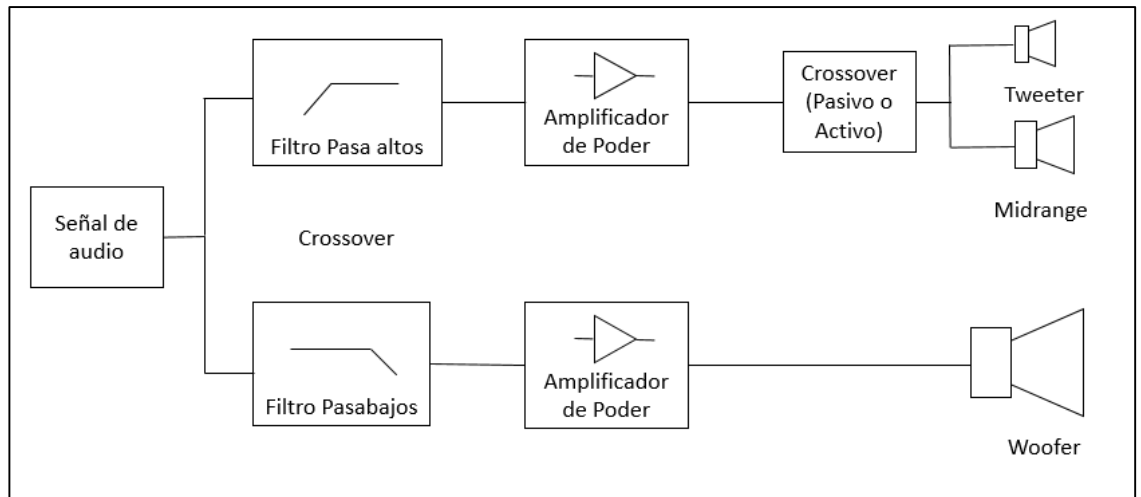


Figura 19. Formato típico de un sistema de altavoz de 3 vías. Para el trabajo de investigación se usará una cadena de audio con el orden de elementos que se presenta en la rama inferior. Modificado de [20].

2.3.3. Por qué elegir el tipo de alineamiento Linkwitz Riley

El tipo de alineamiento Linkwitz Riley es la unión en cascada de número pares de filtros Butterworth. Como se mencionó anteriormente, la red de cruce divide a la señal de audio en diferentes bandas de frecuencia. Estas señales luego llegan a los transductores electroacústicos, es decir, a los altavoces, y son convertidas en ondas sonoras. El resultado de la suma de todas las respuestas acústicas debe poseer magnitud constante en el dominio de la frecuencia, y la fase entre ellas debe ser 0° . Si comparamos un filtro Butterworth de segundo orden con uno Linkwitz Riley de segundo orden (dos Butterworth en cascada) podemos notar que la respuesta acústica del primero no es plana (tiene una ganancia alrededor de la frecuencia de cruce), en cambio la del segundo sí lo es (figura 20).

El estándar en audio para sistemas diseñados en base a Op-Amps es el Linkwitz Riley de cuarto orden (figura 21), también llamado LR4, por su respuesta plana en magnitud y en la cual no existe desfase entre las salidas de ambos filtros, a diferencia del LR2 en el cual sí existe un desfase de 180° entre estas. [34]

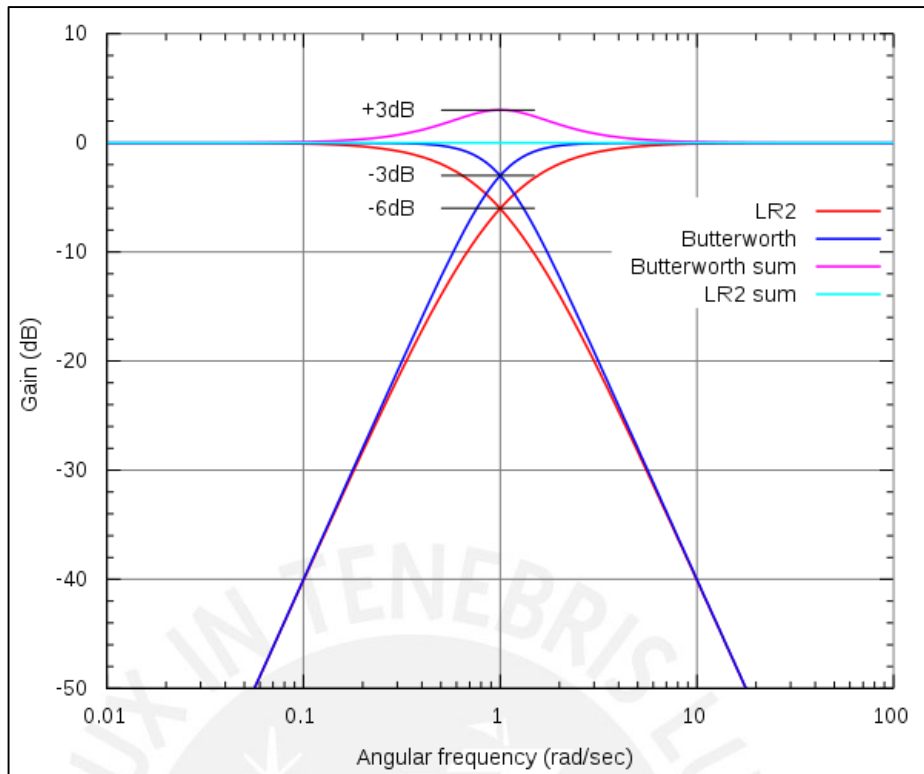


Figura 20. Comparación entre la magnitud resultante de una red de cruce activa LR2 con una Butterworth de segundo orden [19].

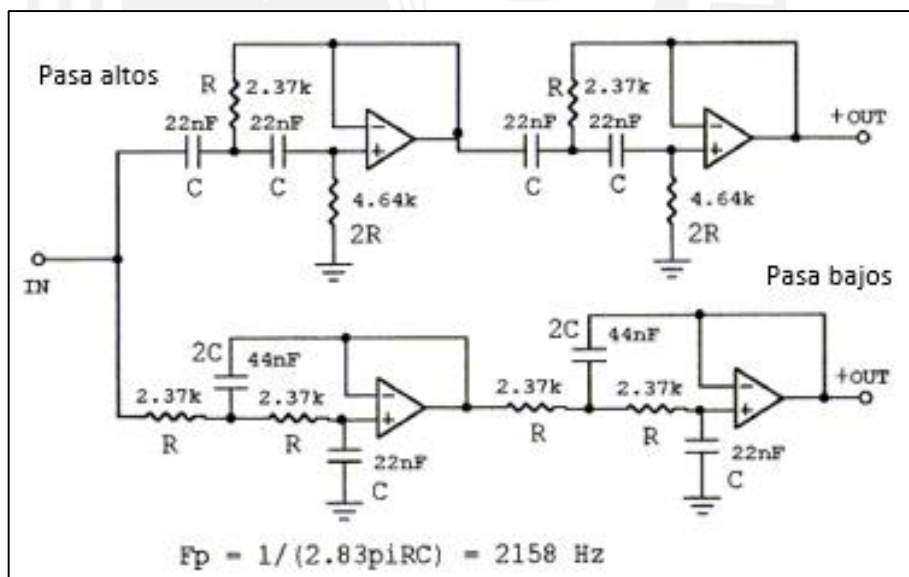


Figura 21. Red de cruce LR4 de pendiente 24 dB/oct [33].

2.4. Amplificadores de audio

2.4.1. Formato de gabinete acústico activo

Los formatos más comunes de amplificadores de poder son: mono, estéreo o de dos canales, monobloque dual, multicanal, integrado (amplificador más preamplificador) y de gabinete activo. Debido a que en la presente tesis se

está desarrollando el diseño de un subwoofer activo, nos centraremos en el formato de amplificador que le corresponde: gabinete activo. En este formato el amplificador está construido dentro del gabinete del altavoz y generalmente es usado junto a un crossover activo. En grandes sistemas de audio es útil para reducir la longitud de cables utilizados para conectar el amplificador al altavoz. En sistemas de audio doméstico ayuda a evitar un elemento más que ocupe espacio. En ambos casos, los costos de implementación del sistema de audio se reducen al evitar construir un amplificador externo.

Por otro lado, el tener una carga fija y conocida (el altavoz con el que está construido) representa un beneficio para el diseño del amplificador de poder.

2.4.2. Función y relación con el altavoz

La impedancia nominal de un altavoz es razonablemente constante. Comúnmente encontramos altavoces de 16, 8 y 4 Ω . Por otro lado, la impedancia equivalente de salida de un amplificador moderno es baja, con lo cual se garantiza un voltaje de salida prácticamente constante para una impedancia dada de carga resistiva. Esta impedancia de salida cobra importancia al momento de definir el damping factor, que es la relación entre la impedancia del altavoz y la impedancia equivalente de salida³.

Por estas razones, y siendo el amplificador el elemento anterior al altavoz, el último necesita ver al primero como una fuente de voltaje, es decir, una fuente con baja impedancia.

2.4.3. Parámetros principales

2.4.3.1. Ancho de banda

El ancho de banda mínimo de un amplificador de audio es el ancho de banda audible (20 Hz a 20 kHz). Veremos más adelante que es recomendable que posea un mayor ancho de banda. Idealmente, la respuesta a lo largo del ancho de banda debe presentar amplitud constante en la medida de lo posible. Adicionalmente, la respuesta debe caer monótonamente, es decir, sin picos ni valles en frecuencia.

2.4.3.2. THD

La distorsión armónica total (THD por su nombre en inglés) es definida matemáticamente como “el ratio de la raíz cuadrada de la suma de los

³ En el presente diseño, la impedancia equivalente de salida que ve el altavoz no solo depende del amplificador, sino también de la etapa previa a éste, la cual corresponde al filtro. El filtro, por ser de tipo activo (impedancia de salida mínima), también permite mantener el damping factor.

cuadrados de los valores RMS de cada armónico entre el valor RMS de la señal de salida” [22].

En las especificaciones de los amplificadores de audio podemos encontrar el término “THD+N”. Esto hace referencia al método de medición de THD que consiste de los siguientes dos pasos: primero, reproducir una señal sinusoidal. Esto producirá una señal de salida consistente en la señal fundamental, los armónicos y todo tipo de ruido presente en el ancho de banda en el cual se está midiendo. Segundo, con un notch filter se elimina la señal fundamental de la salida y se mide su nivel de señal promedio. Este valor es la distorsión armónica total más el ruido presente.

2.4.3.3. Potencia de salida

La potencia media de salida de amplificadores de audio para home theater en modelos comerciales posee valores que varían entre 35 W, como el modelo Yaro2 de Kanto [23], y 200 W, como el modelo 7700 de Outlaw [24], para un solo canal o altavoz.

A mayor potencia es más difícil sostener la disipación térmica, por lo que se necesitan de pares paralelos y el costo de fabricación aumenta.

2.4.4. Headroom

El headroom (ver figura 22) se define como la diferencia entre el nivel nominal de la señal y el nivel justo antes que ocurra la distorsión por clipping. Suele estar expresado en dB. Permite al amplificador manejar los picos instantáneos de amplitud que puedan aparecer en la señal de entrada. De no ser posible esto, la señal de salida del amplificador se saturará (fenómeno también conocido como clipping).

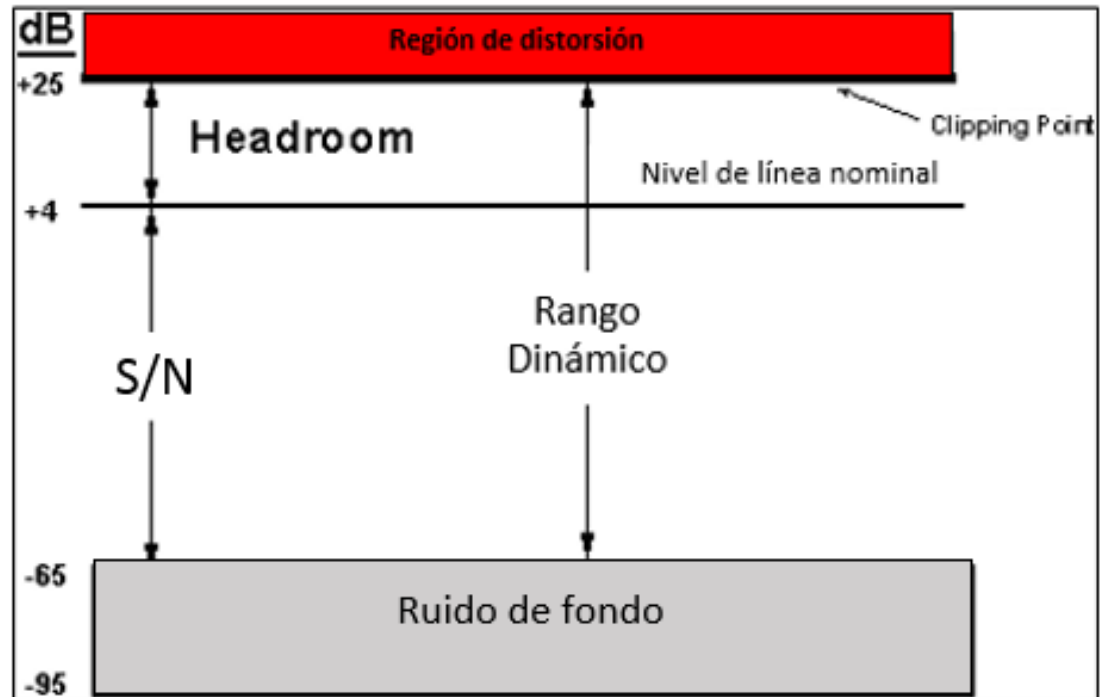


Figura 22. Headroom. Modificado de [40].

2.4.5. Clases

A continuación se abordará las clases principales de amplificadores para uso en audio.

2.4.5.1. Clase A

El amplificador tiene un ciclo continuo de conducción. Su eficiencia es muy baja, idealmente llega a 50%. Ligado a esto está la necesidad de disipar mucho calor, por lo menos dos veces el valor de la potencia disipada lo que equivale a un gran desperdicio de kW/h.

En contraste de lo anteriormente expuesto, los beneficios que presenta son a considerar: nula distorsión de cruce por cero, uno de los más bajos valores de THD de todas las clases de audio y su simplicidad (figura 23).

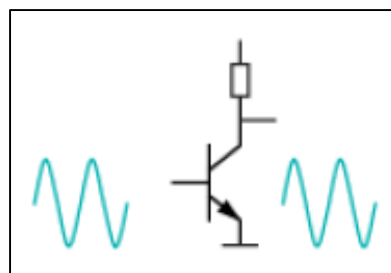


Figura 23. Esquema simplificado de un amplificador clase A [25].

2.4.5.2. Clase B

En audio, el amplificador clase B consiste en la conducción de la señal por parte de dos transistores en oposición, cada uno conduce medio ciclo.

La eficiencia de esta clase puede llegar teóricamente a 78.5 %.

La desventaja de esta clase radica en la discontinuidad en su forma de onda al cambiar cada medio ciclo, lo que se conoce como distorsión de cruce por cero. Esto se hace más obvio en señales de poca intensidad.

- Clase AB:

Un amplificador clase B puro no puede ser usado para audio debido a la distorsión en señales de baja intensidad. Es por esto que se modifica este modelo convirtiéndolo en clase AB. Cuando hay señales de baja amplitud actúa como un amplificador clase A. Cuando hay señales de mayor amplitud (generalmente en los picos) actúa como un amplificador clase B. La distorsión de cruce por cero es despreciable frente a las señales de gran amplitud (figura 24).

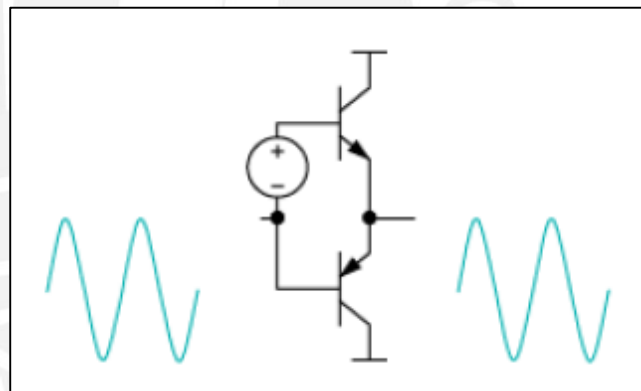


Figura 24. Esquema simplificado de una configuración de amplificador clase AB ^[25].

2.4.5.3. Clase D

El amplificador clase D es un amplificador digital. Utiliza modulación por ancho de pulso (PWM) con el fin de poder usar transistores tipo Mosfet. Con esto se mejora la eficiencia hasta en un 90 % y la fidelidad de la señal de audio puede llegar a ser comparable con la clase AB.

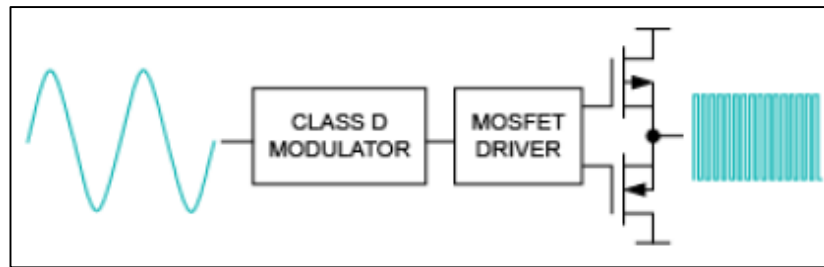


Figura 25. Esquema simplificado de una configuración de amplificador clase D [25].

2.4.5.4. Clase G

En los amplificadores clase G se tiene dos fuentes diferentes de voltaje (ver figura 26). Este diseño está pensado en los pasajes fuertes de la música, es decir, donde se encuentran los picos de la señal y, por lo tanto, donde se puede producir clipping. Estos picos son momentáneos por lo que la naturaleza de la conmutación de fuentes de voltaje es exactamente igual. Al cambiar de fuente de voltaje se le asigna un headroom al amplificador que permite evitar la saturación. Esto lo hace más eficiente, se reduce la disipación de energía, pero representa un circuito de mayor complejidad que los amplificadores clase A y AB.

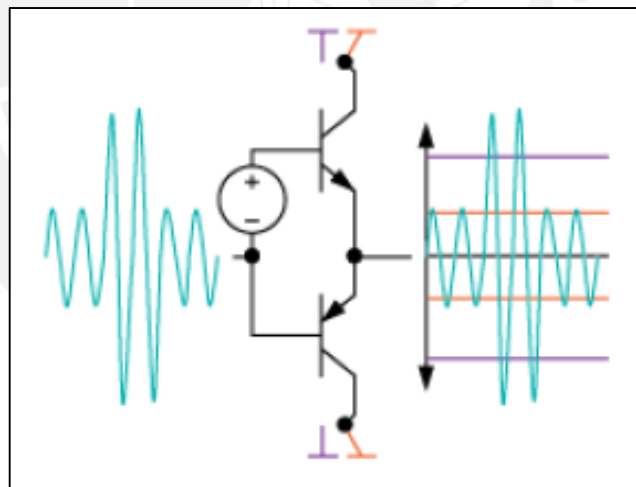


Figura 26. Esquema simplificado de una configuración de amplificador clase G [25].

2.4.5.5. Clase H

El amplificador clase H es muy parecido al clase G con la diferencia de que se usan más de dos diferentes fuentes de voltaje o se usa una fuente de voltaje regulable que requiere un circuito extra para controlar este valor de acuerdo a los requerimientos de la señal (ver figura 27).

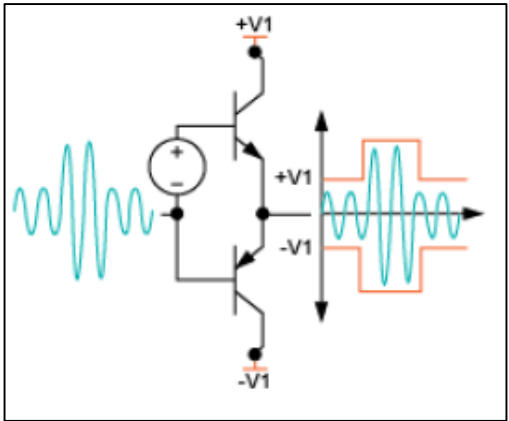


Figura 27. Esquema simplificado de una configuración de amplificador clase H [25].



3. Diseño e implementación

3.1. Introducción

En este capítulo se describirá todo lo concerniente al diseño de las diferentes etapas que conforman al subwoofer. Se iniciará presentando el diagrama de bloques de la solución. Seguidamente se presentarán especificaciones técnicas generales del subwoofer. A continuación se explicará los criterios usados para elegir el altavoz. Después, se expondrá el proceso de diseño del gabinete acústico. Finalmente se abordará el diseño del circuito de cada etapa electrónica (filtro pasabajos y amplificador de poder).

3.2. Diagrama de bloques

El diseño propuesto en esta tesis para el subwoofer activo puede ser expresado en el diagrama de bloques de la figura 28. Como se puede observar consta de dos etapas de circuitos electrónicos -filtro pasabajos activo y amplificador-, una etapa de transductor –el altavoz- y una etapa paralela compuesta por el gabinete acústico.

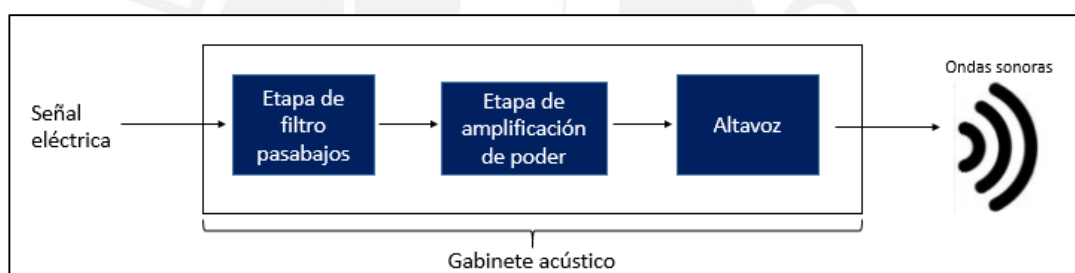


Figura 28. Diagrama de bloques del diseño propuesto del subwoofer activo. Fuente: Elaboración propia.

3.3. Especificaciones técnicas generales

Sensibilidad de entrada		1 V _{RMS}
Filtro pasabajos	Frecuencias de corte	70 Hz, 80 Hz, 100 Hz, 120 Hz
	Tipo	Linkwitz Riley de 4to orden (LR4)
Filtro subsónico	Frecuencia de corte	18 Hz
	Pendiente	36 dB/oct
Tipo de amplificador		AB
Potencia de salida máxima		68 W
Alimentación		220 V @ 60 Hz
Dimensiones (largo x ancho x alto)		0.606 x 0.238 x 0.488 m
Material de construcción		MDF

Tabla 3. Especificaciones generales.

3.4. Altavoz

El modelo de altavoz elegido es el KFC XW120 de 12 pulgadas de la serie Excelon de Kenwood (figura 29). Tiene una impedancia nominal de 4Ω , lo que significa que el amplificador a implementar le brindará 68 W de potencia media (ver sección 3.7.1). Además, la frecuencia de resonancia de 20.1 Hz nos garantiza una respuesta en frecuencia adecuada para nuestros requerimientos.



Figura 29. Imagen del XW120 [32].

	Símbolo	Unidad	Valor
Impedancia nominal	Z	Ω	4
Frecuencia de resonancia	F_s	Hz	20.1
Factor de calidad total	Q_{TS}		0.435
Sensibilidad		dB/W a 1 m	82
Respuesta en frecuencia		Hz	27 - 300

Tabla 6. Algunos parámetros del XW120. Elaborado a partir de [32].

3.5. Gabinete acústico

3.5.1. Elección de tipo de configuración

Usando como herramienta un software de simulación de altavoces universal en una etapa funcional casi final, se simuló la respuesta en frecuencia del altavoz para analizar qué tipo de configuración de gabinete acústico sería el más adecuado.

Se simuló para tres configuraciones: empotrado en sonodifusor infinito (caso ideal), tipo cerrado y tipo reflectora de bajos. Como primera aproximación se utilizó las dimensiones de gabinete recomendadas por el

fabricante: para gabinete cerrado un volumen de gabinete de 35.4 litros, y para el tipo reflectora de bajos, un volumen de gabinete de 56.6 litros, y un ducto de 546 mm de largo y 38 mm de área [32].

De las simulaciones realizadas podemos comprobar que la respuesta en frecuencia del XW120 posee una amplitud constante dentro de un rango de frecuencia adecuado (figura 30). Además, la configuración reflectora de bajos (bass reflex) mejora la respuesta en bajos.

Por otro lado, de las gráficas de las impedancias (figura 31) podemos notar que la frecuencia de resonancia del subwoofer en gabinete cerrado tiene mayor valor que el subwoofer empotrado, lo que significa pérdida de ancho de banda. En la configuración reflectora de bajos hay dos frecuencias de resonancia, la del conjunto ducto-caja y la del altavoz (picos en la figura 31), pero como sabemos, la respuesta total se ve optimizada en bajos. Dicho todo esto, la configuración escogida fue la reflectora de bajos.

Finalmente, podemos apreciar cómo los cambios de fase son dictados por las frecuencias de resonancia en las distintas configuraciones de gabinete acústico.

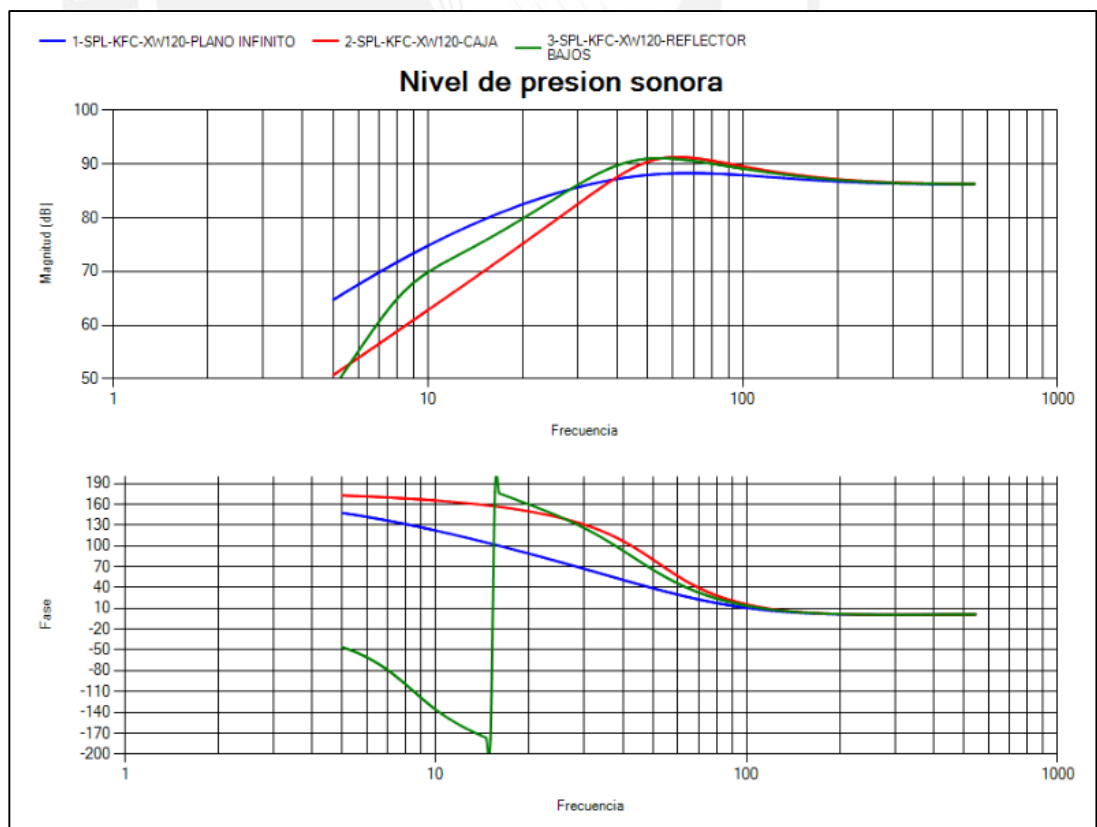


Figura 30. Simulación del nivel de presión sonora del XW120 para distintas configuraciones de gabinete acústico.

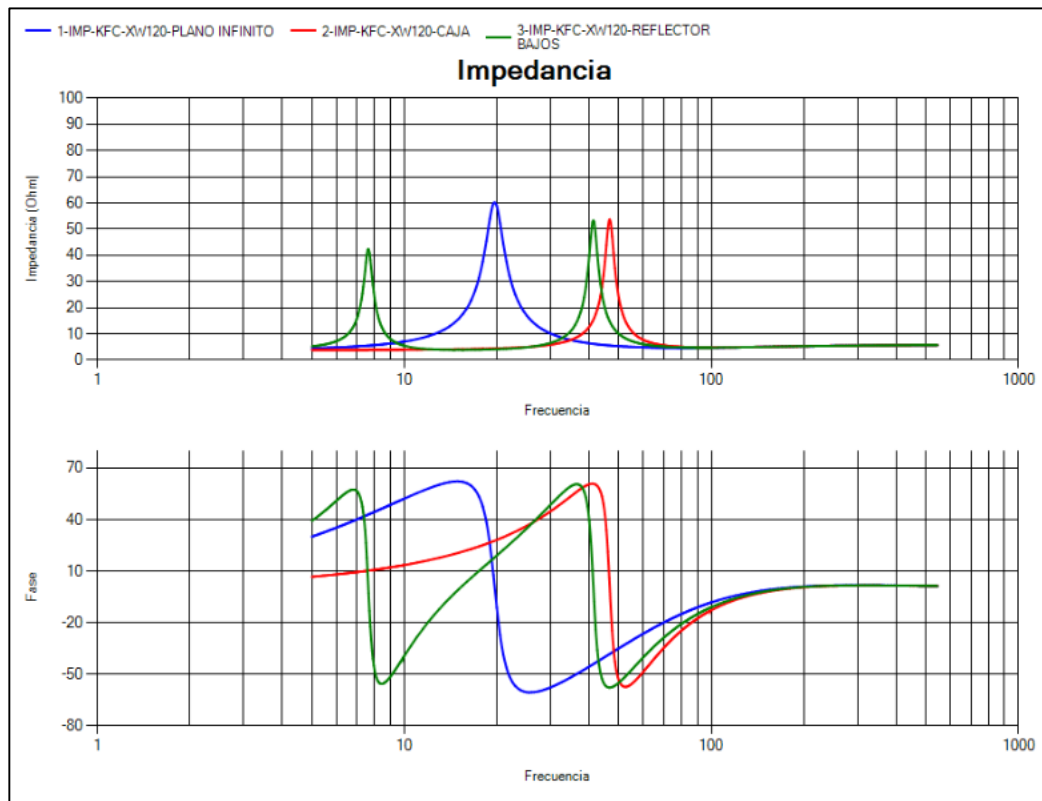


Figura 31. Simulación de la impedancia del XW120 para distintas configuraciones de gabinete acústico.

3.5.2. Construcción

El volumen de nuestro gabinete acústico es 56.6 L, lo cual equivale a 0.0566 m³. La forma escogida fue poliedro de 4 caras. Para elegir las dimensiones de las caras se usó como criterio las dimensiones (Tabla 7) resultantes de la ecuación 14, en donde n es un número natural y x es la proporción. Se deben escoger proporciones que no sean múltiplos entre ellas. Esto con el fin de minimizar los modos que se puedan formar adentro del recinto.

$$x = 2^{\frac{n}{3}} \quad (14)$$

n	Proporciones
0	1
1	1.25992105
2	1.587401052
3	2
4	2.5198421
5	3.174802104
6	4

Tabla 7. Relación de proporciones para las dimensiones del gabinete acústico.

Se escogieron las proporciones correspondientes a n igual a 4, 7 y 8, multiplicadas por un factor k = 9. Esto nos arrojó las siguientes medidas: 22.68 cm, 45.36 cm y 57.15 cm. Redondeando a valores exactos se obtuvo como medidas de las caras internas:

Largo: 57 cm

Ancho: 22 cm

Altura: 47 cm

Estas medidas nos permiten obtener un volumen de 58.94 L. Debido a la construcción del gabinete, las dimensiones externas de este resultaron 60.6 x 23.8 x 48.8 cm. Por otro lado, el diámetro de la circunferencia total que requiere el altavoz es de 44.2 cm, por lo cual éste fue empotrado en una de las caras de 48.8 x 60.6 cm.



Figura 32. Caras del gabinete acústico con los cortes para el altavoz y el ducto de PVC.

Respecto al ducto, se decidió usar un tubo de PVC de diámetro 7.9 cm. El largo de este fue hallado a partir de la siguiente ecuación de resonancia de un ducto con un gabinete:

$$f = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{V(l+\Delta l)}} \quad (15)$$

En donde:

f es la frecuencia de resonancia del conjunto ducto-gabinete. En nuestro caso elegimos 20.1 Hz, igual a la frecuencia de resonancia del altavoz.

c es la velocidad del sonido en el aire, 344 m/s.

S es el área del ducto.

V es el volumen del gabinete acústico.

l es la variable a hallar.

Δl es la corrección de bordes. En este caso posee un valor de 1.463.

Se halló 55.925 cm de longitud para el ducto del reflector de bajos. Debido a este valor, el ducto fue ubicado en una cara diferente al altavoz, garantizando que no choquen el uno con el otro (figura 33 y 34).



Figura 33. Vista cercana del altavoz junto al ducto dentro del gabinete acústico.



Figura 34. Vista lejana del altavoz junto al ducto dentro del gabinete acústico.

Finalmente, el material usado para la fabricación fue MDF de 18 mm de espesor. Este material es el más utilizado en productos de alta fidelidad. Esto se debe a sus propiedades de rigidez y amortiguamiento que permiten una performance adecuada en las vibraciones que se producen durante la reproducción de sonido, además de su precio más económico a comparación del triplay, otro de los materiales más usados [39]. En la figura 35 podemos apreciar el resultado final.



Figura 35. Implementación final del gabinete acústico.

3.6. Refuerzo del gabinete acústico

Una vez realizado el análisis de los resultados arrojados por el análisis modal realizado al gabinete acústico (ver sección 4.4) se pudo determinar los refuerzos necesarios a instalar en la estructura, con el fin de minimizar las resonancias. Como elementos rigidizantes se usaron vigas de pino de 1" de ancho x 2" de grosor. Se colocaron internamente dos vigas a lo largo de las dos caras laterales

del gabinete (una viga por cara) y una viga a lo ancho de su cara inferior. Además, se delimitó al altavoz con un cuadrado formado por 4 vigas (ver figura 36). En la figura 37 puede observarse el proceso de optimización del gabinete acústico.

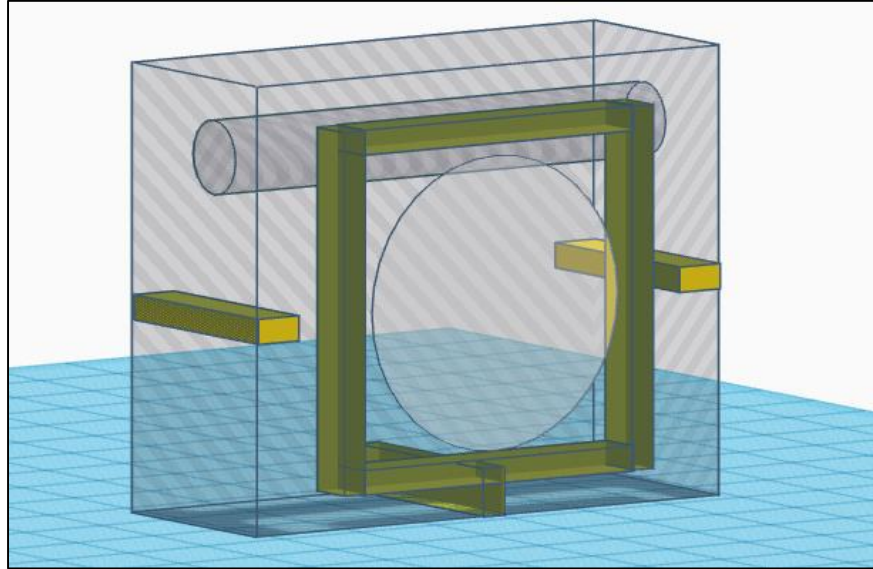


Figura 36. Esquema del subwoofer con los refuerzos de madera.



Figura 37. Vistas internas del gabinete acústico después del refuerzo de su estructura.

3.7. Etapa de filtro pasabajos

La configuración Linkwitz Riley es la topología más utilizada en redes de cruce con el fin de obtener una respuesta lineal en magnitud en el dominio de la frecuencia, tal como se explicó en el capítulo 2. En la presente tesis se diseñará la etapa de filtro basándose en la rama correspondiente al filtro pasabajos de la topología LR4, tal como se puede apreciar en la figura 38. El buffer de entrada cumple el rol de adaptador de impedancias entre la etapa previa y nuestro diseño.

3.7.1. Filtro pasabajos activo de frecuencia variable 24 dB/octava

El filtro consiste de dos filtros idénticos de segundo orden topología Sallen-Key tipo Butterworth en cascada. Cada uno de ellos posee la función de transferencia que se puede apreciar en la ecuación 1.

$$L(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_0}s + \omega_0^2} \quad (1)$$

En donde:

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}}, \text{ es la frecuencia angular del polo} \quad (2)$$

$$Q_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}, \text{ es el factor de calidad} \quad (3)$$

Siendo los filtros de tipo Butterworth poseen un Q_0 de 0.707 de tal manera que cuando se coloquen los filtros en cascada se consiga el Q_0 de valor 0.5, característico de los filtros Linkwitz Riley, además de una pendiente de 24 dB/octava.

Como se puede apreciar en la Tabla 1, los subwoofers comerciales de la actualidad permiten seleccionar una frecuencia de cruce dentro de un rango entre 30 Hz a 150 Hz. Esto es posible debido a que los filtros implementados son de tipo digital. En nuestro caso, al proponer un diseño netamente analógico, lograr una característica de este tipo es imposible, por lo que la alternativa es seleccionar un conjunto de frecuencias de corte (cruce) en particular, las cuales son: 70 Hz, 80 Hz, 100 Hz y 120 Hz.

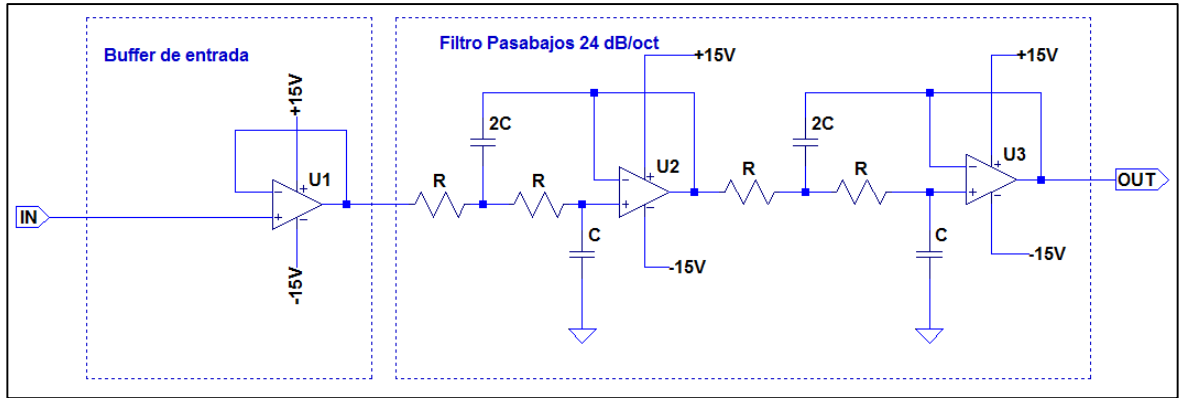


Figura 38. Diagrama esquemático del filtro pasabajos activo de frecuencia de corte variable.

Fuente: Elaboración propia en SPICE.

Si tenemos en cuenta el valor de Q_0 y fijamos el valor de C en 15 nF, podemos obtener los valores de R para los cuatro casos tal como se puede observar en la tabla 4.

Frecuencia de corte	C	R calculado	R comercial
70 Hz	15 nF	106.744 k Ω	107 k Ω
80 Hz	15 nF	93.401 k Ω	93.1 k Ω
100 Hz	15 nF	74.721 k Ω	75 k Ω
120 Hz	15 nF	62.267 k Ω	61.9 k Ω

Tabla 4. Valores de componentes para las diferentes frecuencias de corte.

3.7.2. Implementación

Se utilizan resistencias de 1/4 W, además de condensadores de polipropileno debido a su tolerancia, de menor valor en comparación con los cerámicos.

Por otro lado, para poder realizar el cambio de frecuencia de corte a través del conjunto de resistencias se hace uso del 4P4T [35]. Este componente mecánico es un switch rotativo que posee 4 polos y 4 posiciones por cada polo. Cada polo puede ser entendido como cada punto del circuito donde se debe realizar un cambio, y las 4 posiciones por las 4 frecuencias de corte.

Respecto a los Opamps que se utilizarán no solo en esta etapa, sino en el diseño de todo el sistema en general, se utilizó como referencia la tabla 5, en la cual se comparó las características de 2 integrados recomendados por Linkwitz [34].

	OPA2134	OPA2604
Voltaje de alimentación recomendado	$\pm 2.5 \text{ V} - \pm 18 \text{ V}$	$\pm 4.5 \text{ V} - \pm 25 \text{ V}$
THD+N	0.00015 % ($R_L = 600\Omega$) 0.00008 % ($R_L = 2k\Omega$)	0.0003 % ($R_L = 1k\Omega$)
Slew Rate	20 V/us	25 V/ μ s

Tabla 5. Cuadro comparativo de Opamps.

El parámetro THD es de naturaleza dominante para elegir el integrado. El OPA2134 presenta una menor distorsión que el OPA2604, por lo tanto será el utilizado para la implementación.

La tarjeta implementada para esta etapa (figura 39) tuvo como dimensiones 91.11 x 97.78 mm. A su vez, el chasis para la tarjeta (figura 40) tuvo como dimensiones 150 (largo) x 150 (ancho) x 80 (altura) mm. El material utilizado fue aluminio, con la finalidad que se comporte como una jaula de Faraday para evitar que ruido electromagnético pueda entrar a la tarjeta. Por otro lado, se usaron conectores BNC para las señales de entrada y salida. Para las entradas de alimentación se usaron conectores banana. Las conexiones internas fueron realizadas con cable coaxial para la señal de audio.

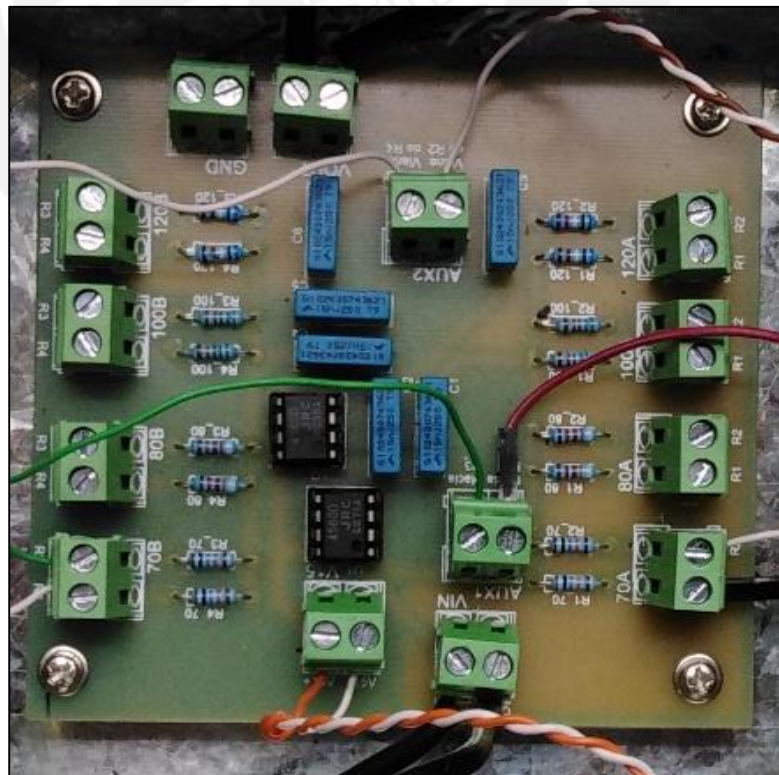


Figura 39. Tarjeta de la etapa de filtro pasabajos dentro del chasis.

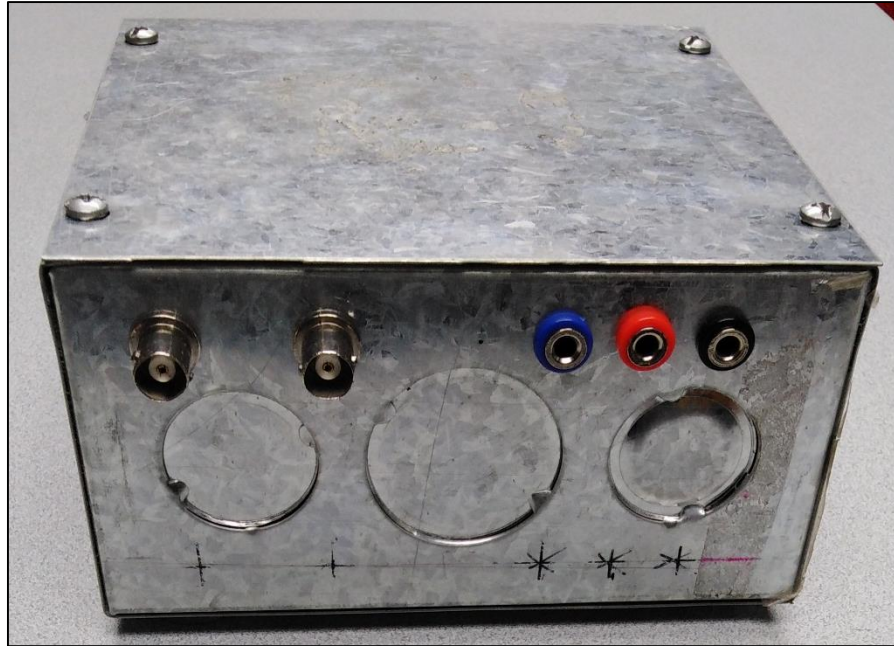


Figura 40. Chasis para la tarjeta de la etapa de amplificación.

3.7.3. Alimentación

El diseño del amplificador de poder requiere de una fuente que entregue ± 34.56 V, como se explicará más adelante. Esta fuente también servirá para la alimentación de la etapa de filtro y para los opamps de la etapa de amplificación, a excepción del amplificador de poder, a través de un circuito regulador (figura 41) que entregará ± 15 V. Esto permitirá un headroom holgado para la entrada de 1 V. Los integrados a utilizar son el LM7815 y el LM7915. Los condensadores son electrolíticos.

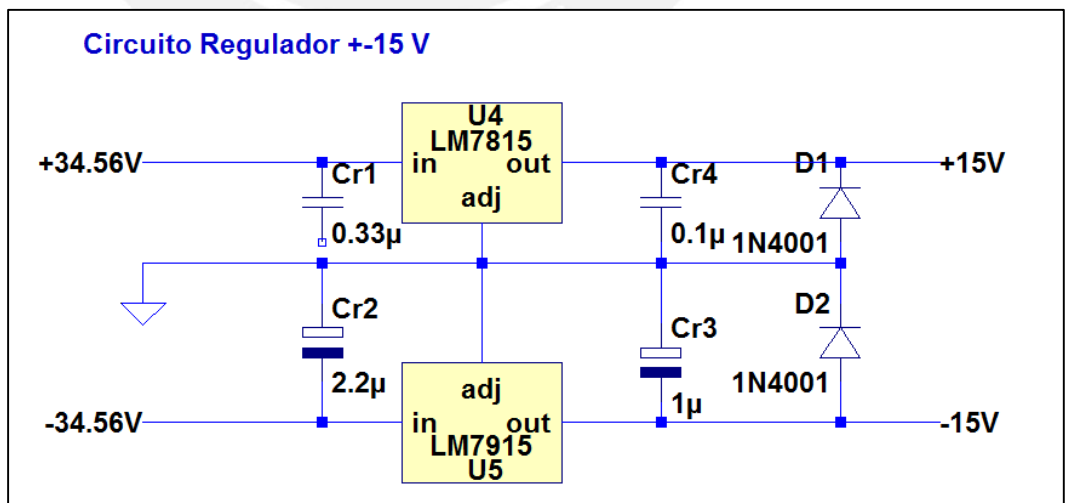


Figura 41. Circuito regulador ± 15 V. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.8. Etapa de amplificación

3.8.1. Consideraciones iniciales

La elección del integrado de amplificación fue tomada a partir de la sensibilidad del altavoz escogido, la cual poseía un valor de 82 dB/W. Si tomáramos como referencia el estándar THX, se necesitaba un amplificador que entregara por lo menos 16 W para conseguir 97 dB de L_p . El integrado LM3886 de Texas Instruments entrega 68 W al altavoz escogido, con lo cual se puede conseguir hasta 5 dB de L_p más de lo deseado. Además, el integrado posee un pico instantáneo de potencia de salida de 135 W (figura 42), lo cual permite un headroom adecuado. Por otro lado, éste integrado posee un amplificador tipo AB.

Los pasos para diseñar el amplificador están basados en la nota de aplicación presente en la hoja técnica del LM3886 [31]. Este documento nos presenta dos circuitos de aplicación típica: uno de alimentación dual (figura 43) y otro de una sola alimentación que además integra componentes opcionales (figura 44). Además se puede encontrar una tabla con la relación de las funciones de todos los componentes (figura 45).

Debido a que nuestro diseño contempla alimentación dual, no se utilizaron los componentes pensados para trabajar con un diseño de alimentación única como es el caso de R_A , C_A , y los condensadores de acoplo (C). Tampoco se hizo uso de L y R, los cuales forman una red Thiele, cuya función es permitir tener una impedancia constante para manejar cargas capacitivas, el cual no será nuestro caso.

Parameter		Test Conditions	LM3886		Units (Limits)
			Typical ⁽³⁾	Limit ⁽⁴⁾	
$IV^+ + IV^-$	Power Supply Voltage ⁽⁵⁾	$V_{pin7} - V^- \geq 9V$	18	20 84	V (min) V (max)
P_O ⁽⁶⁾	Output Power (Continuous Average)	THD + N = 0.1% (max) f = 1 kHz; f = 20 kHz $IV^+ = IV^- = 28V, R_L = 4\Omega$ $IV^+ = IV^- = 28V, R_L = 8\Omega$ $IV^+ = IV^- = 35V, R_L = 8\Omega$	68 38 50	60 30	W (min) W (min) W
Peak P_O	Instantaneous Peak Output Power		135		W
THD + N	Total Harmonic Distortion Plus Noise	60W, $R_L = 4\Omega$, 30W, $R_L = 8\Omega$, 20 Hz $\leq f \leq 20$ kHz $A_V = 26$ dB	0.03 0.03		% %
A_{VOL} ⁽⁸⁾	Open Loop Voltage Gain	$IV^+ = IV^- = 28V, R_L = 2$ k Ω , $\Delta V_O = 40V$	115	90	dB (min)
GBWP	Gain-Bandwidth Product	$IV^+ = IV^- = 30V$ $f_O = 100$ kHz, $V_{IN} = 50$ mVrms	8	2	MHz (min)
SNR	Signal-to-Noise Ratio	$P_O = 1W$, A-Weighted, Measured at 1 kHz, $R_S = 25\Omega$	92.5		dB
		$P_O = 60W$, A-Weighted, Measured at 1 kHz, $R_S = 25\Omega$	110		dB

Figura 42. Algunos valores eléctricos del LM3886. Modificado de [31]

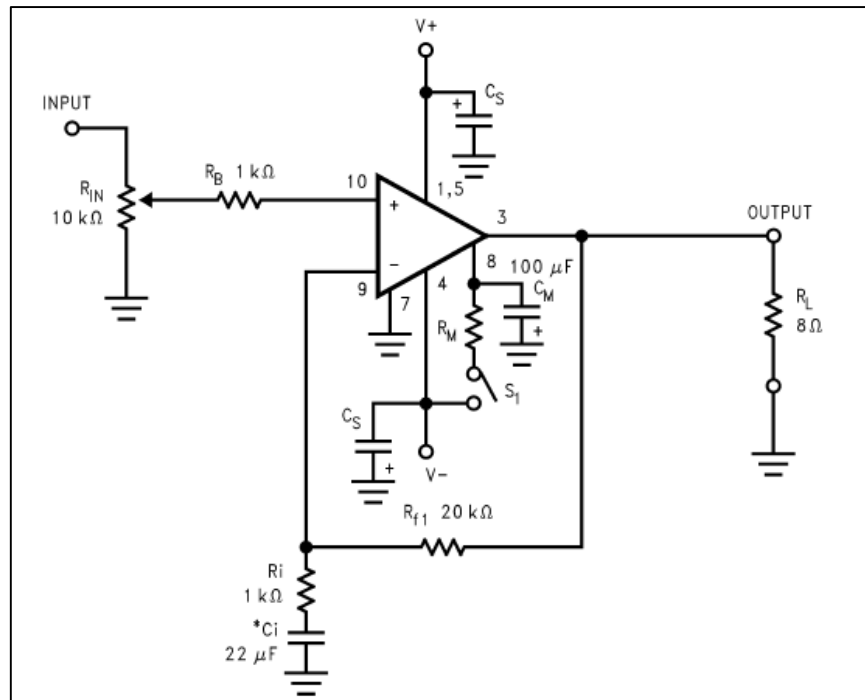


Figura 43. Circuito de aplicación típica del LM3886 N°1 [31].

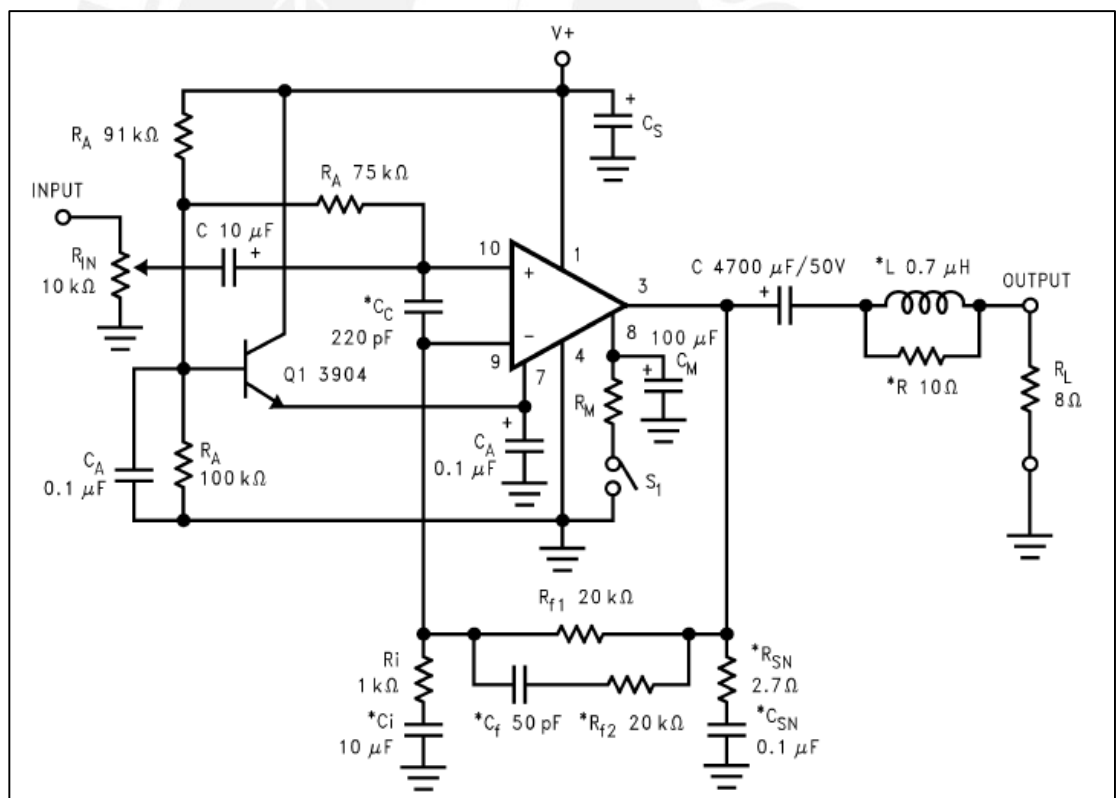


Figura 44. Circuito de aplicación típica del LM3886 N°2 [31].

Components	Functional Description
1. R_{IN}	Acts as a volume control by setting the voltage level allowed to the amplifier's input terminals.
2. R_A	Provides DC voltage biasing for the single supply operation and bias current for the positive input terminal.
3. C_A	Provides bias filtering.
4. C	Provides AC coupling at the input and output of the amplifier for single supply operation.
5. R_B	Prevents currents from entering the amplifier's non-inverting input which may be passed through to the load upon power-down of the system due to the low input impedance of the circuitry when the under-voltage circuitry is off. This phenomenon occurs when the supply voltages are below 1.5V.
6. $C_C^{(1)}$	Reduces the gain (bandwidth of the amplifier) at high frequencies to avoid quasi-saturation oscillations of the output transistor. The capacitor also suppresses external electromagnetic switching noise created from fluorescent lamps.
7. R_i	Inverting input resistance to provide AC Gain in conjunction with R_{f1} .
8. $C_i^{(1)}$	Feedback capacitor. Ensures unity gain at DC. Also a low frequency pole (highpass roll-off) at: $f_c = 1/(2\pi R_i C_i)$
9. R_{f1}	Feedback resistance to provide AC Gain in conjunction with R_i .
10. $R_{f2}^{(1)}$	At higher frequencies feedback resistance works with C_f to provide lower AC Gain in conjunction with R_{f1} and R_i . A high frequency pole (lowpass roll-off) exists at: $f_c = [R_{f1} R_{f2} (s + 1/R_{f2} C_f)] / [(R_{f1} + R_{f2})(s + 1/C_f (R_{f1} + R_{f2}))]$
11. $C_f^{(1)}$	Compensation capacitor that works with R_{f1} and R_{f2} to reduce the AC Gain at higher frequencies.
12. R_M	Mute resistance set up to allow 0.5 mA to be drawn from pin 8 to turn the muting function off. → R_M is calculated using: $R_M \leq (V_{EE} - 2.6V)/I_8$ where $I_8 \geq 0.5$ mA. Refer to the Figure 44 and Figure 45 in Typical Performance Characteristics .
13. C_M	Mute capacitance set up to create a large time constant for turn-on and turn-off muting.
14. $R_{SN}^{(1)}$	Works with C_{SN} to stabilize the output stage by creating a pole that eliminates high frequency oscillations.
15. $C_{SN}^{(1)}$	Works with R_{SN} to stabilize the output stage by creating a pole that eliminates high frequency oscillations. $f_c = 1/(2\pi R_{SN} C_{SN})$
16. $L^{(1)}$	Provides high impedance at high frequencies so that R may decouple a highly capacitive load and reduce the Q of the series resonant circuit due to capacitive load. Also provides a low impedance at low frequencies to short out R and pass audio signals to the load.
17. $R^{(1)}$	
18. C_S	Provides power supply filtering and bypassing.
19. $S1$	Mute switch that mutes the music going into the amplifier when opened.

Figura 45. Lista de funciones de los componentes de los circuitos de aplicación típica del LM3886 [31].

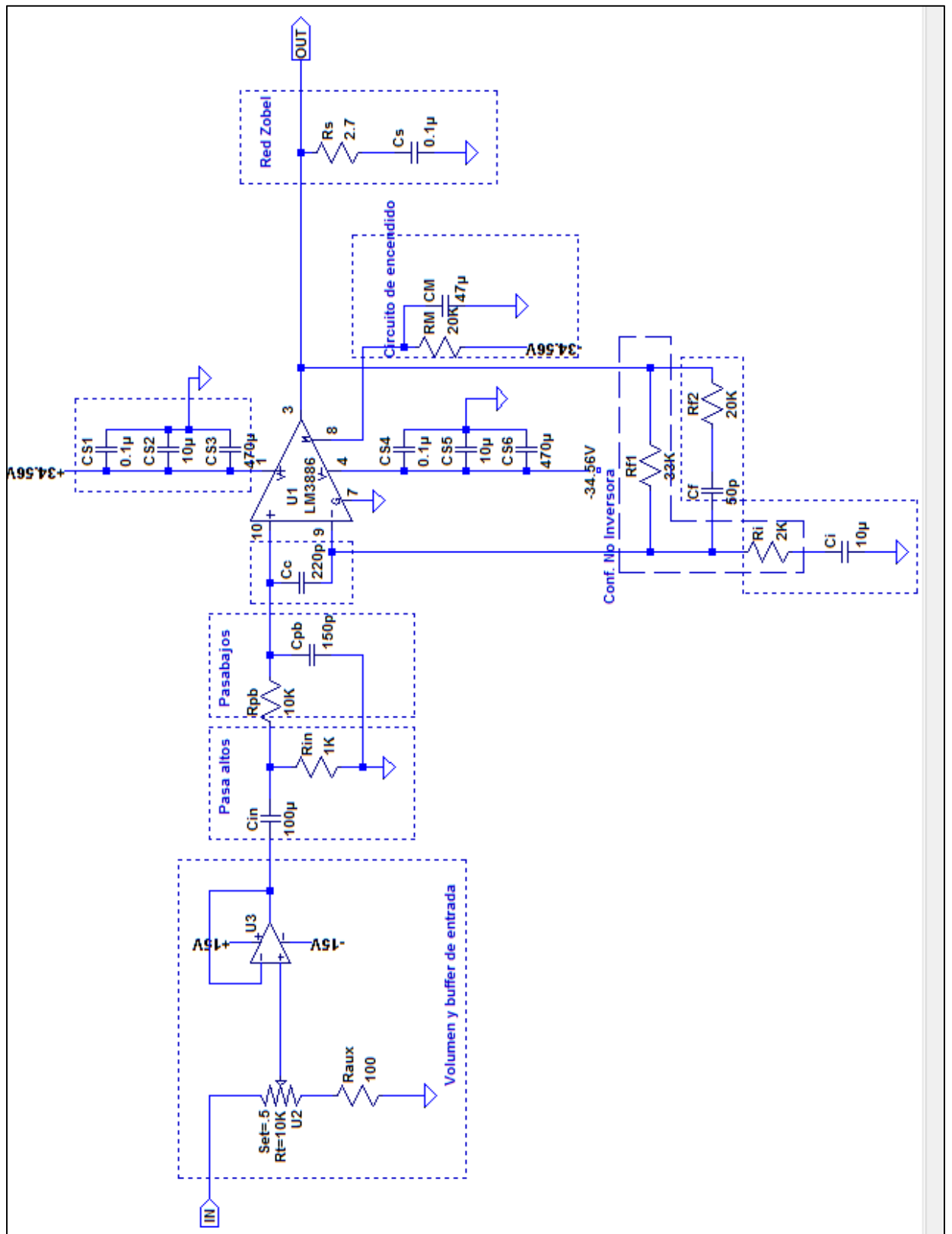


Figura 46. Circuito de la etapa de amplificación de poder.

3.8.2. Alimentación del LM3886

Con el fin de alimentar el integrado se necesitará una fuente de poder. Se debe tener en consideración los cálculos del voltaje de alimentación, lo cual se presenta a continuación, basado en la Nota de Aplicación presente en la hoja técnica del LM3886.

El voltaje de salida pico se calcula a partir de la ecuación 4.

$$V_{o \text{ pico}} = \sqrt{2 \times R_L \times P_o} \quad , \text{ donde: } \quad (4)$$

R_L es la impedancia del altavoz

P_o es la potencia media de salida

Sabiendo que la impedancia del altavoz escogido es de 4Ω , y la potencia media de salida deseada es de 68 W, podemos calcular un $V_{o \text{ pico}}$ de 23.32 V.

A partir del $V_{o \text{ pico}}$ se calcula el voltaje máximo de alimentación que necesita el LM3886 mediante la ecuación 5.

$$V_{\text{max alimentación}} = \pm(V_{o \text{ pico}} + V_{od})(1 + \text{Regulación})(1.1) \quad (5), \text{ donde:}$$

V_{od} es el voltaje dropout del integrado,

'Regulación' está relacionado al transformador de la fuente de poder,

El factor 1.1 está relacionado con las variaciones de la energía pública

Sabiendo que V_{od} en el LM3886 vale 4 V y asumiendo, por indicación de la hoja técnica, una regulación de 0.15, obtenemos un $V_{\text{max alimentación}}$ de ± 34.56 V.

3.8.3. Volumen y buffer de entrada

El control de la amplitud de la señal de entrada proveniente del filtro pasabajos Linkwitz Riley se realiza mediante un potenciómetro de 10 k Ω en serie con una resistencia auxiliar de 100 Ω , seguidos de un buffer para acoplamiento entre etapas (figura 47). Esta etapa reemplaza el R_{IN} propuesto en la hoja técnica del integrado de poder.

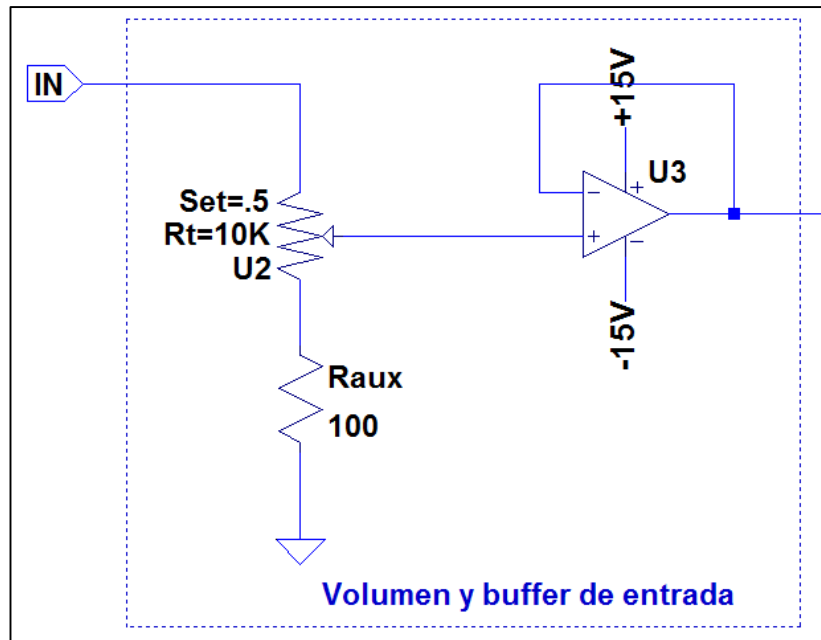


Figura 47. Etapa de control de volumen y buffer de entrada. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.8.4. Ganancia del amplificador

Debido a que la etapa de filtro pasabajos LR posee ganancia unitaria, la entrada a la etapa de amplificación seguirá siendo de $1 V_{RMS}$. Entonces:

$$V_{in} = 1 V$$

$$P_o = 68 W$$

$$R_L = 4 \Omega$$

Además, necesitamos que se cumpla la premisa de la ecuación 6.

$$A_V \geq \frac{V_o}{V_{in}} \quad (6), \text{ o escrito de otra forma:}$$

$$A_V \geq \frac{\sqrt{P_o \times R_L}}{V_{in}} \quad (7), \text{ en donde } A_V \text{ es la ganancia del amplificador}$$

Entonces obtenemos la relación de la ecuación 8.

$$A_V \geq 16.49 \quad (8)$$

Se elige una A_V igual a 17. Teniendo en cuenta que para la alimentación se utilizará una configuración no inversora tenemos la relación de la ecuación 9 para calcular las resistencias de realimentación.

$$A_V = 1 + \frac{R_{f1}}{R_i} \quad (9)$$

La hoja técnica del LM3886, con el fin de asegurar la estabilidad del circuito, aconseja elegir un valor de R_{f1} entre 10 k Ω y 100 k Ω , además de una ganancia mayor a 10. En base a esto se elige 33 k Ω como el valor de R_{f1} . El valor de R_i escogido es 2 k Ω . Este es el valor comercial más cercano para seguir cumpliendo las condiciones previamente descritas. La nueva ganancia entonces sería 17.5 ($A_V = 17.5$).

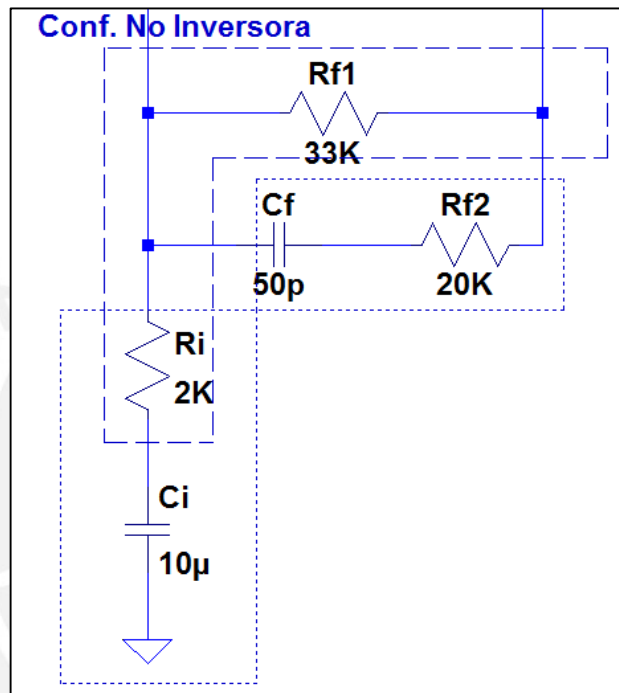


Figura 48. Componentes del segmento de realimentación del amplificador. Las funciones de C_f , R_{f2} y R_i serán explicadas más adelante en este capítulo Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.8.5. Filtros de entrada

Tanto el filtro pasabajos Linkwitz Riley como el amplificador de poder han sido diseñados como unidades independientes. Debido a esto, el ancho de banda del amplificador está configurado de tal manera que se pueda utilizar para cualquier unidad de reproducción del sistema home theater. Si bien el ancho de banda teórico es de 20 Hz a 20 kHz, se usarán frecuencias de corte por lo menos 5 veces alejadas de estos valores con el fin de mantener la fase lo más lineal posible y, por lo tanto, evitar el retardo de grupo.

A continuación se explicarán los cálculos para el filtro pasa altos y el filtro pasabajos que conforman el filtro de entrada del amplificador (figura 49).

Ambos son de tipo pasivo de primer orden. Esta etapa se adicionó al diseño propuesto en la nota de aplicación del LM3886. Además, se presentará el diseño de un filtro subsónico que puede reemplazar al filtro pasa altos pasivo en caso se desee una mayor pendiente.

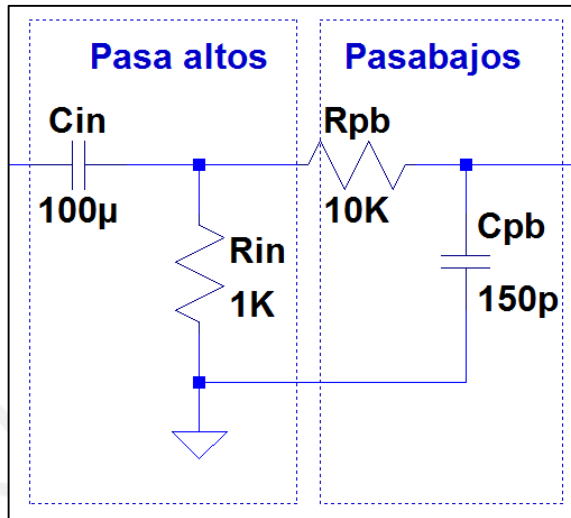


Figura 49. Filtros de entrada del amplificador. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.8.5.1. Filtro pasabajos

Texas Instruments recomienda ubicar las frecuencias de corte por lo menos 5 veces más alejadas de los límites del ancho de banda deseado. En nuestro caso el límite en las altas frecuencias es 20 kHz, por lo que nuestra frecuencia de corte será 100 kHz ($f_{CH} = 100 \text{ kHz}$).

La configuración de los componentes que forman el filtro pasabajos se puede apreciar en la figura 49. Debido a que el filtro está conectado a la entrada no inversora del LM3886, asumimos que la impedancia es lo suficientemente grande para no afectar la impedancia que ve R_{pb} . Elegimos para esta resistencia (R_{pb}) un valor de 10 k Ω . La frecuencia de corte se halla mediante la ecuación 10.

$$f_{CH} = \frac{1}{2\pi \times R_{pb} \times C_{pb}} \quad (10)$$

El valor comercial de C_{pb} que permite que la frecuencia de corte sea la mayor cercana a 100 kHz es 150 pF, teniendo como resultado una frecuencia de corte f_{CH} igual a 106.1 kHz.

3.8.5.2. Filtro pasa altos

Bajo el mismo criterio usado en el filtro pasabajos se eligió una frecuencia de corte 5 veces menor a la frecuencia límite, es decir, una f_{CL} menor o

igual a 4 Hz. Dada la manera en la que se encuentran conectados los componentes de ambos filtros (figura 49), podemos elegir valores para C_{in} y R_{in} de tal manera que no se vean afectados por la impedancia del filtro pasabajos. La impedancia de R_{pb} es de $10\text{ k}\Omega$ y la impedancia de C_{pb} en nuestro ancho de banda varía de $53.05\text{ M}\Omega$ a $53.05\text{ k}\Omega$, y R_{in} está en paralelo con la suma de ambos. Se escogió para este último un valor de $1\text{ k}\Omega$ de tal manera que la impedancia resultante del paralelo antes mencionado siga siendo $1\text{ k}\Omega$. La frecuencia de corte se halla de la misma manera que para el filtro pasabajos (ecuación 10). Se escogió para C_{in} un valor de $100\text{ }\mu\text{F}$, de tal manera que f_{CL} valga 1.59 Hz , cumpliendo la condición que sea menor o igual a 4 Hz . Después de varias mediciones éste valor 1.59 Hz fue el que permitió que la pendiente del filtro no empezará a decaer, visto de derecha a izquierda, desde antes de 20 Hz , conservando así la linealidad en nuestro ancho de banda.

3.8.5.3. Filtro subsónico

El desplazamiento del diafragma del altavoz varía de acuerdo a la frecuencia de la señal que está reproduciendo. A menor frecuencia tendrá un mayor desplazamiento [26]. Algunos usuarios con el fin de evitar una sobre exigencia física al altavoz prefieren utilizar un filtro con una pendiente muy pronunciada de tal manera que le permita a este reproducir solo las frecuencias de su ancho de banda en el lado de las bajas frecuencias [36]. Este filtro es conocido como filtro subsónico.

El amplificador propuesto en esta tesis cuenta con la posibilidad de seleccionar entre el filtro pasa altos pasivo y un filtro subsónico. El diseño de este último (figura 50) es implementado a partir del presentado por Elliot [36], el cual consiste de dos bloques en cascada, cada uno formado por un filtro pasivo de primer orden seguido de un filtro activo de segundo orden, consiguiéndose en total un filtro de sexto orden, es decir, un filtro con una pendiente de 36 dB/octava .

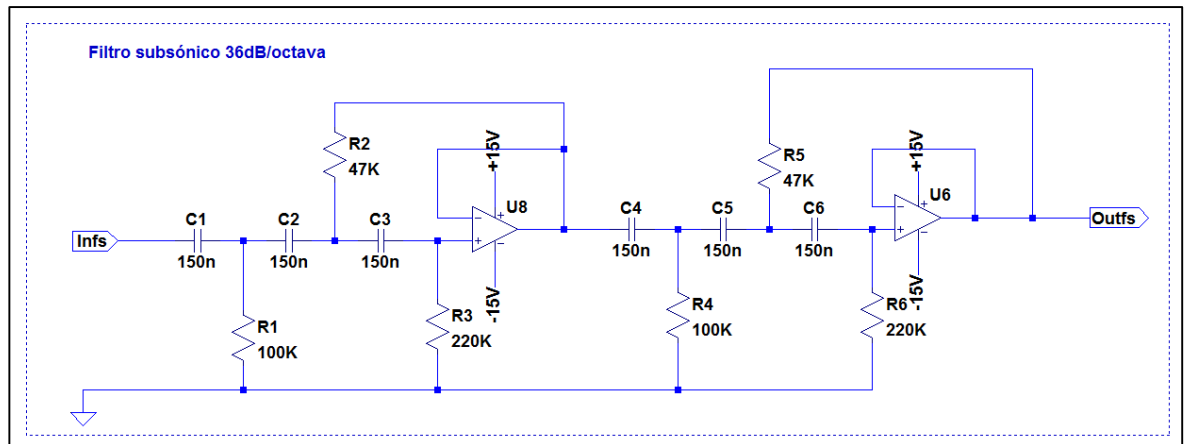


Figura 50. Diseño del filtro subsónico. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

Para poder seleccionar entre ambos filtros se hizo uso de un conmutador bipolar ^[37].

3.8.6. Componentes de la etapa de realimentación

Como se puede ver en figura 48, además de las resistencias de la configuración no inversora (R_{f1} y R_i) se encuentran otros componentes, C_f , R_{f2} y C_i , todos ellos recomendados por Texas Instruments [31]. C_f y R_{f2} generan, en conjunto con R_i y R_{f1} , un polo en las altas frecuencias para garantizar estabilidad (para más detalle ver “Componente 10” en figura 45). Los valores provistos por la hoja técnica del LM3886 son los utilizados en el presente diseño.

$$R_{f2} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$C_f = 50 \text{ pF}$$

Por otro lado, C_i también cumple la función de garantizar estabilidad generando un polo en las bajas frecuencias. Usando un valor para C_i de 10 μF se consigue junto con R_i una frecuencia de corte en 7.96 Hz. Se verificó de manera experimental que éste polo no afecta de manera significativa la frecuencia de corte (1.59 Hz) del filtro pasa altos.

3.8.7. Circuito de encendido con supresión de pico

El circuito de encendido con supresión de pico permite que tanto el encendido como el apagado del amplificador se realicen sin cambios bruscos que puedan generar sonidos momentáneos indeseados. El integrado LM3886 sólo se activa cuando por el pin 8 (MUTE) pasa una corriente mayor o igual a 0.5 mA. Para esto se debe colocar una resistencia (R_M) entre el pin 8 y la

alimentación negativa del circuito como se puede apreciar en la figura 51. Para hallar R_M usamos la ecuación 11, la cual es la fórmula provista por la hoja técnica del integrado.

$$R_M \leq \frac{(|V_{EE}-2.6V|)}{I_8} \quad (11), \text{ donde } I_8 \geq 0.5 \text{ mA}$$

En nuestro diseño V_{EE} posee un valor de -34.56 V . Utilizando un valor de $20 \text{ k}\Omega$ para R_M podemos cumplir con los requisitos necesarios.

Por otro lado, colocando un condensador en paralelo (C_M) con R_M se consigue un descenso exponencial de la señal de salida del integrado ($\zeta = 0.94 \text{ s}$) y, por lo tanto se evita que el sonido desaparezca abruptamente.

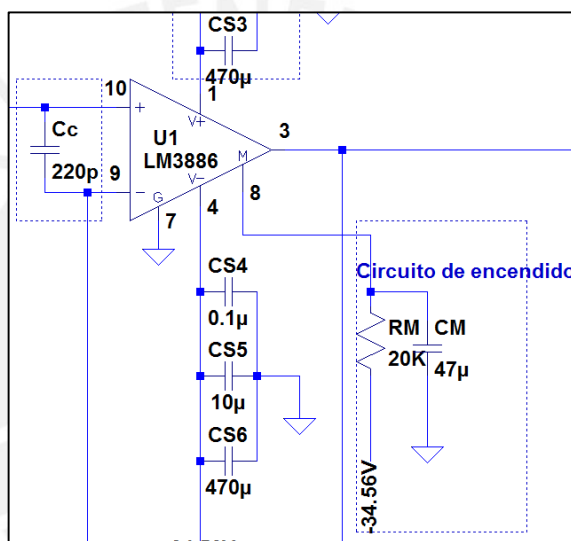


Figura 51. Circuito de encendido con supresión de pico del LM3886 (a la derecha). Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.8.8. Condensadores adicionales

Con el fin de eliminar posibles oscilaciones producto de la alimentación, Texas Instruments recomienda usar una serie de condensadores tal como se puede apreciar en la figura 52. Un condensador de $10 \mu\text{F}$, electrolítico o tantalio, para absorber variaciones en baja frecuencia, un condensador de $0.1 \mu\text{F}$, cerámico, para prevenir realimentación de altas frecuencias por las líneas de realimentación, y un condensador de $470 \mu\text{F}$, electrolítico, para evitar baja distorsión en las altas frecuencias producto de la corriente proveniente de la alimentación que pueda ser realimentada en el circuito interno del LM3886.

Por otro lado, el condensador C_C (figura 53) ha sido implementado con el valor que aconseja la hoja técnica del LM3886 (220 pF) y tiene dos funciones: reducir la ganancia en altas frecuencias para evitar oscilaciones por

saturación del transistor de salida del integrado y, además, eliminar ruido electromagnético externo (por ejemplo: proveniente de lámparas fluorescentes).

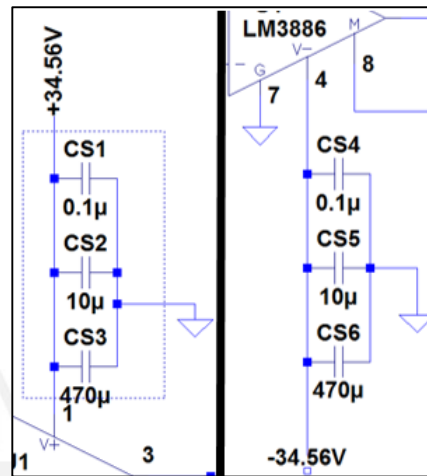


Figura 52. Condensadores de filtro de alimentación. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

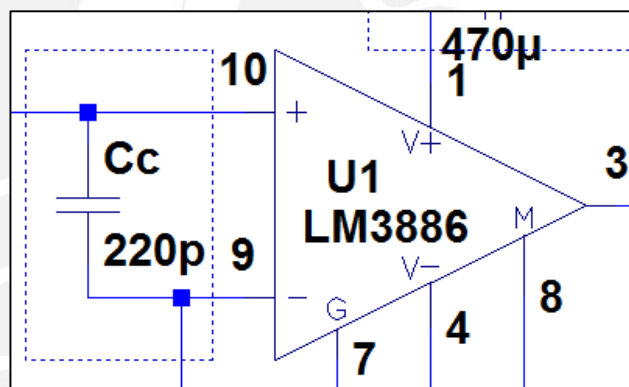


Figura 53. Condensador de filtro de ruido electromagnético. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.8.9. Red Zobel

La función de la red Zobel es permitir tener una impedancia constante de tal manera que se pueda manejar cargas inductivas. Esta rama (figura 54) genera un polo en las altas frecuencias ($f_c = 589.46$ kHz) para evitar oscilaciones.

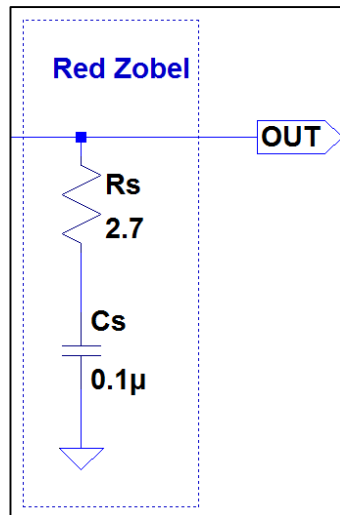


Figura 54. Red Zobel del LM3886. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.8.10. Disipador

Para hallar el disipador adecuado del LM3886, primero se obtuvo la potencia máxima de disipación (P_D) usando la ecuación 12 provista por Texas Instruments.

$$P_{Dmax} = \frac{2 \times V_{cc}^2}{2 \times \pi^2 \times R_L} \quad (12)$$

Sabiendo que V_{cc} es nuestra alimentación de 30 V, y R_L es nuestra carga de 4 Ω , podemos obtener 22.8 W como el valor de P_{Dmax} . Con este valor podemos hallar la resistencia térmica θ_{SA} , con la cual podremos determinar el disipador que corresponde a nuestro diseño a partir de la ecuación 13.

$$\theta_{SA} = \frac{[(T_{Jmax} - T_{amb}) - P_{Dmax}(\theta_{JC} + \theta_{CS})]}{P_{Dmax}} \quad (13)$$

Por datos de la hoja técnica del LM3886 sabemos que:

$$T_{Jmax} = 150^\circ\text{C}$$

$$\theta_{JC} = 1^\circ\text{C/W}$$

Además, se asumió que:

$$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$$

$$\theta_{CS} = 0.5^\circ\text{C/W}$$

A partir de estos datos se obtuvo una resistencia térmica θ_{SA} de valor 3.98 $^\circ\text{C/W}$. Debido a que en el mercado local es difícil conseguir disipadores térmicos a partir del valor de la resistencia térmica, el procedimiento que se

siguió fue buscar en línea un disipador con un valor igual o cercano superior a nuestra θ_{SA} , de tal manera que a partir de estas medidas se consiga uno de dimensiones similares. El modelo usado como referencia es el ATS-52450B-C2-R0 (figura 36) de Advanced Thermal Solutions, de aluminio y tipo disipador con extrusiones. Posee exactamente el valor resistivo térmico calculado. Sus medidas son 45 mm x 45 mm x 7.5 mm. El disipador real conseguido tiene como medidas 180 mm x 117 mm x 35 mm. Está sobredimensionado sin esto significar que su desempeño se ve comprometido.



Figura 55. Disipador térmico^[38].

3.8.11. Fuente de poder

Para implementar la fuente de poder se usó como base el diseño de Linkwitz, el cual la utiliza para alimentar al LM3886 que forma parte de un sistema de 3 vías que ha implementado [45]. Ésta es una fuente de tipo lineal (ver figura 56). Se usó un transformador de toma central de relación 9:1 para obtener $24.44 V_{RMS}$ de tal manera que después de la etapa de rectificación se obtenga los 34.56 V que se requiere para alimentar el resto de circuitos.

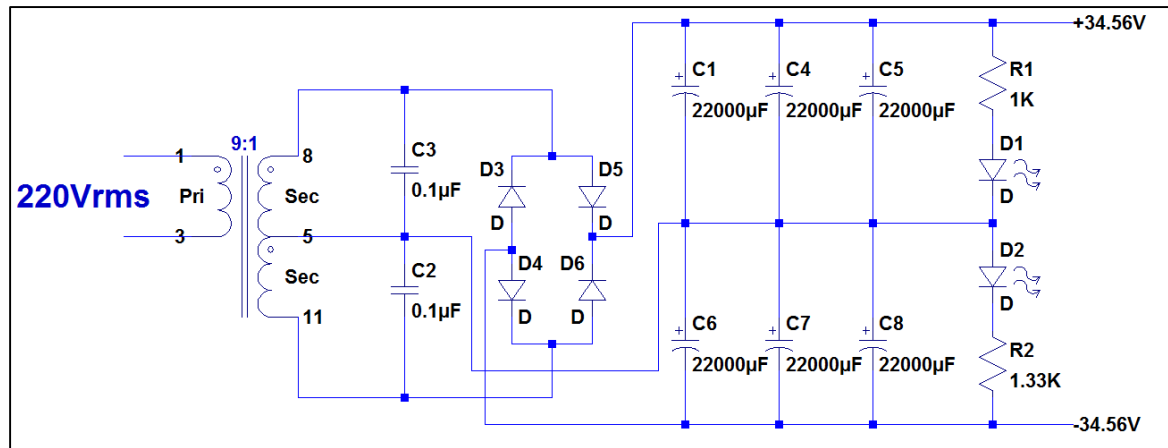


Figura 56. Circuito esquemático de la fuente de poder. Fuente: Elaboración propia en SPICE.

3.9. Implementación

Para implementar el amplificador se construyeron 5 tarjetas las cuales tuvieron las dimensiones señaladas en la tabla 8.

Tarjeta	Dimensiones	Letra en la figura
AMPLM3886	93.96 x 86.36 mm	A
Regulador	55.55 x 64.76 mm	E
Filtro subsónico	74.91 x 39.04 mm	D
Tierras	38.08 x 53.01 mm	B
Fuente de poder	180.32 x 77.14 mm	C

Tabla 8. Dimensiones de las tarjetas del amplificador.

Estas 5 tarjetas fueron ubicadas y empernadas a una base de acrílico de dimensiones 265 cm (largo) x 210 cm (ancho). En la figura 57 podemos observar las tarjetas sobre la base acrílica. Las conexiones internas fueron realizadas con cable coaxial para la señal de audio. En la tarjeta del LM3886 fueron diseñadas dos tierras, una para las señales de alimentación (± 34.56 V y ± 15 V) y otra para la señal de audio. Ambas tierras son unidas en otra tarjeta, en donde también se unen las tierras de las otras tarjetas. Esto se realizó con el fin de evitar lazos de tierra.

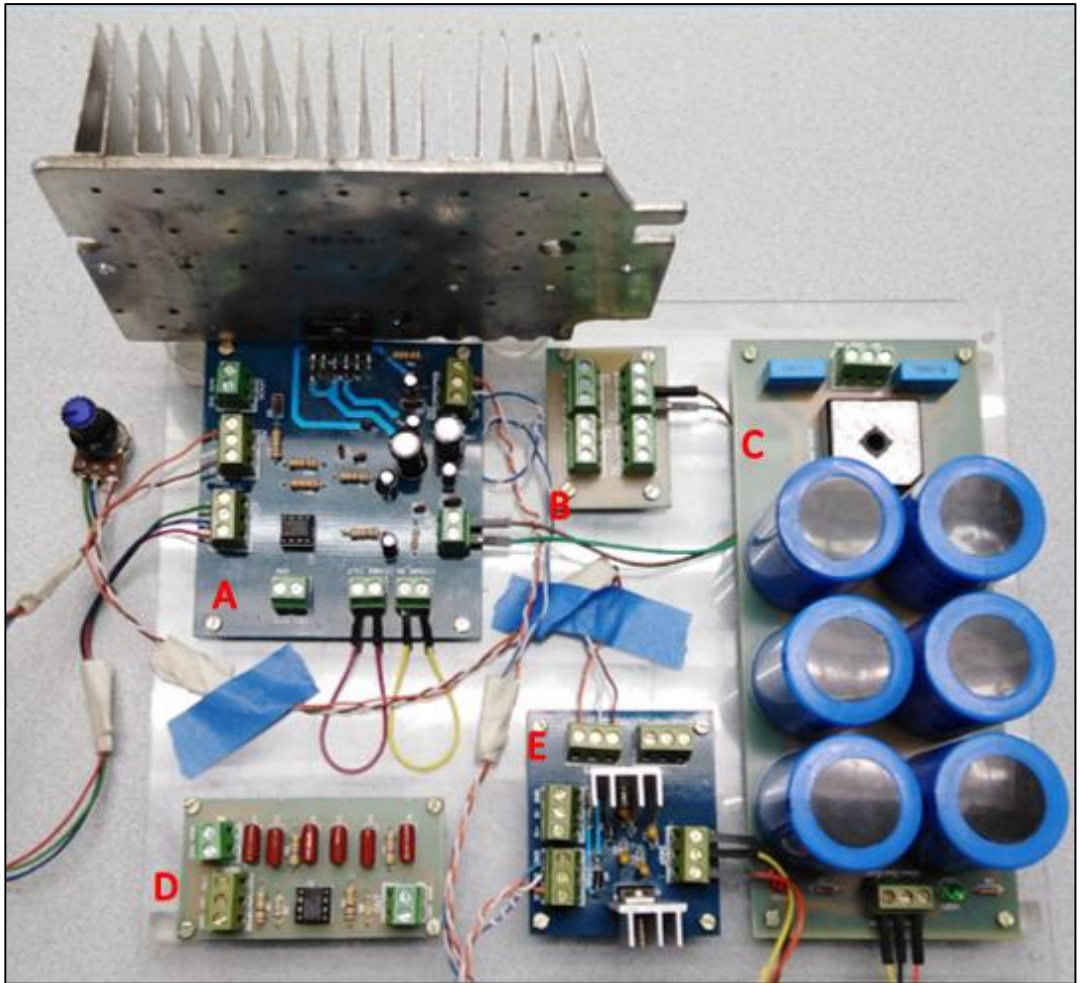


Figura 57. PCBs del subwoofer en base de acrílico.

4. Resultados

4.1. Medición de respuesta en frecuencia

4.1.1. Instrumentos

- Analizador Tipo 3160-A-042 de Brüel & Kjaer
- Software PULSE de Brüel & Kjaer
- Cables coaxiales con conectores BNC
- 2 resistencias de 8 ohms

4.1.2. Setup

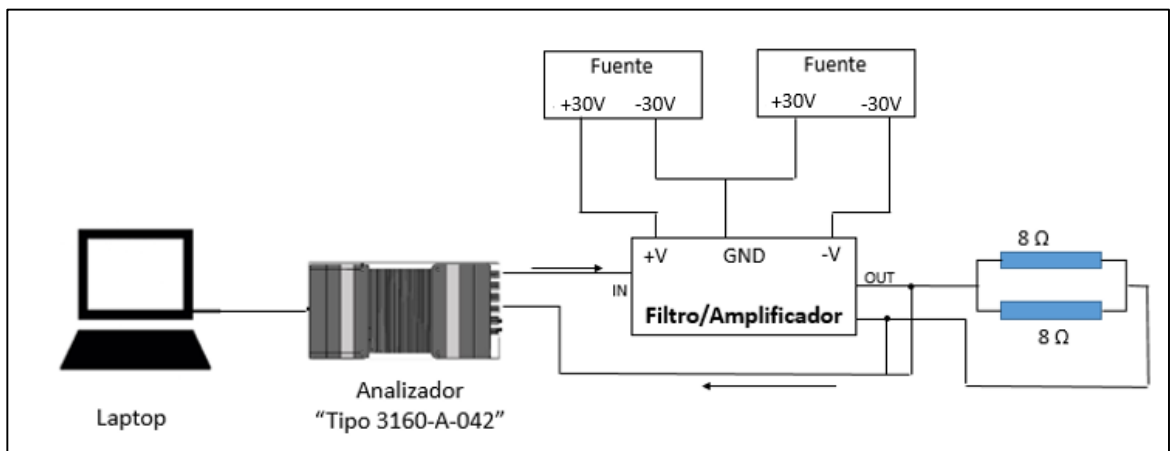


Figura 58. Setup de la medición del filtro pasabajos y el amplificador.

4.1.3. Desarrollo

En la figura 58 podemos observar un esquema de la configuración de instrumentos para las mediciones llevadas a cabo. Se utilizó una laptop con el software PULSE mediante la cual se envió como señal de entrada un barrido de frecuencia a través del analizador Tipo 3160-A-042 (figura 59). Así mismo, a través de este analizador se dirigió la señal de salida de regreso al software para su posterior análisis y visualización gráfica. La única diferencia entre las mediciones del filtro pasabajos y el amplificador fue la carga. En el caso del filtro se utilizó como carga una resistencia de $10\text{ k}\Omega$ de $\frac{1}{2}\text{ W}$, tratando de emular las condiciones en las que trabajará el filtro, teniendo como carga al amplificador cuya impedancia de entrada es de gran valor. Al contrario de esto, la carga que ve el amplificador es el altavoz de 4Ω , por lo que para emular esta condición se usaron dos resistencias de 8Ω en paralelo. Cabe mencionar que todas las conexiones entre elementos fueron realizadas con cable coaxial.



Figura 59. Analizador “Tipo 3160-A-042” de Brüel & Kjaer

4.1.4. Mediciones

4.1.4.1. Respuesta en frecuencia de la etapa de filtro pasabajos

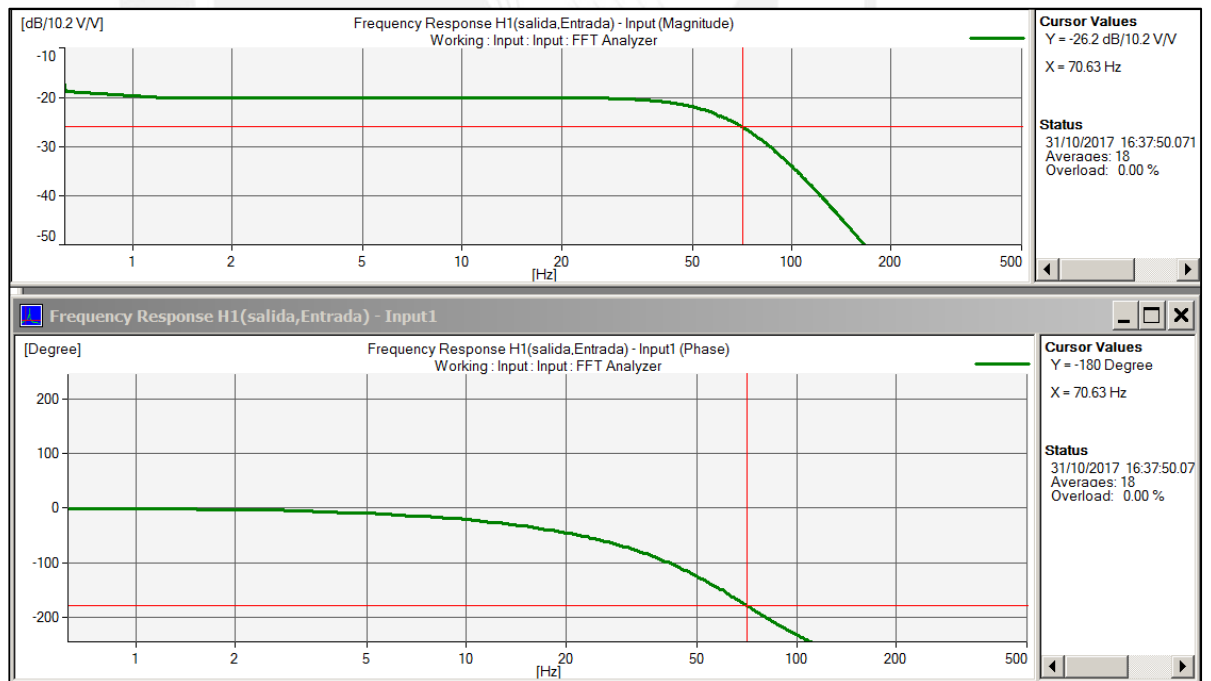


Figura 60. Respuesta en frecuencia del filtro pasabajos con frecuencia de corte de 70 Hz.

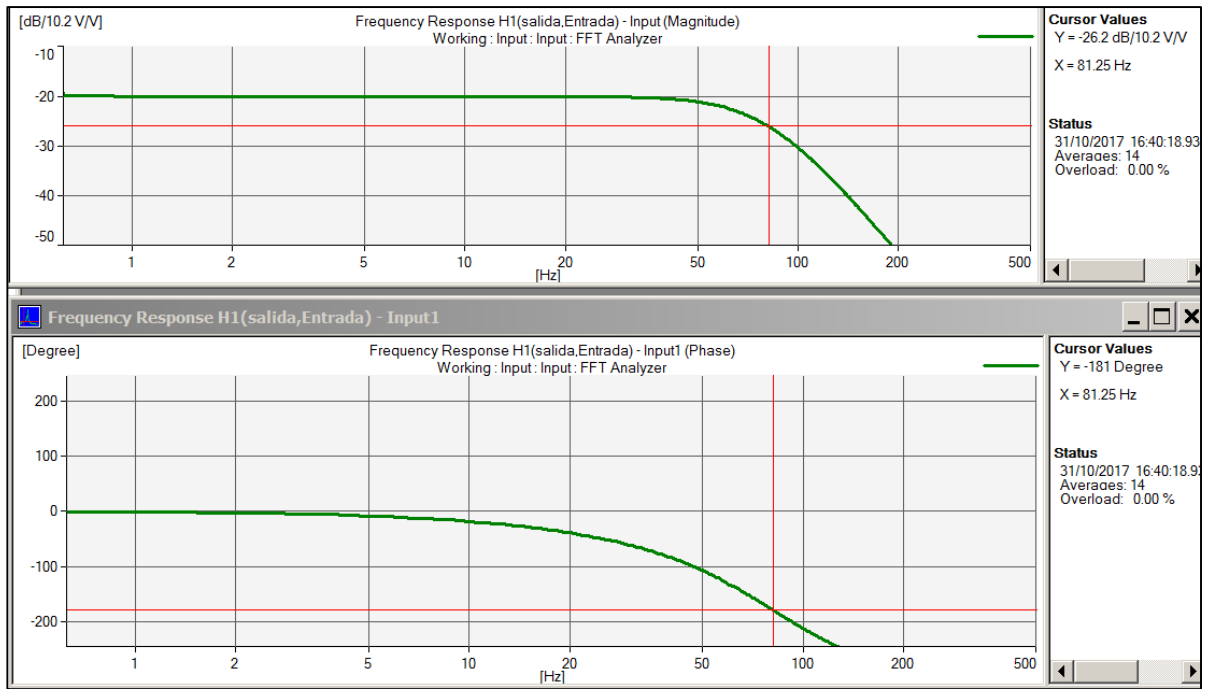


Figura 61. Respuesta en frecuencia del filtro pasabajos con frecuencia de corte de 80 Hz.

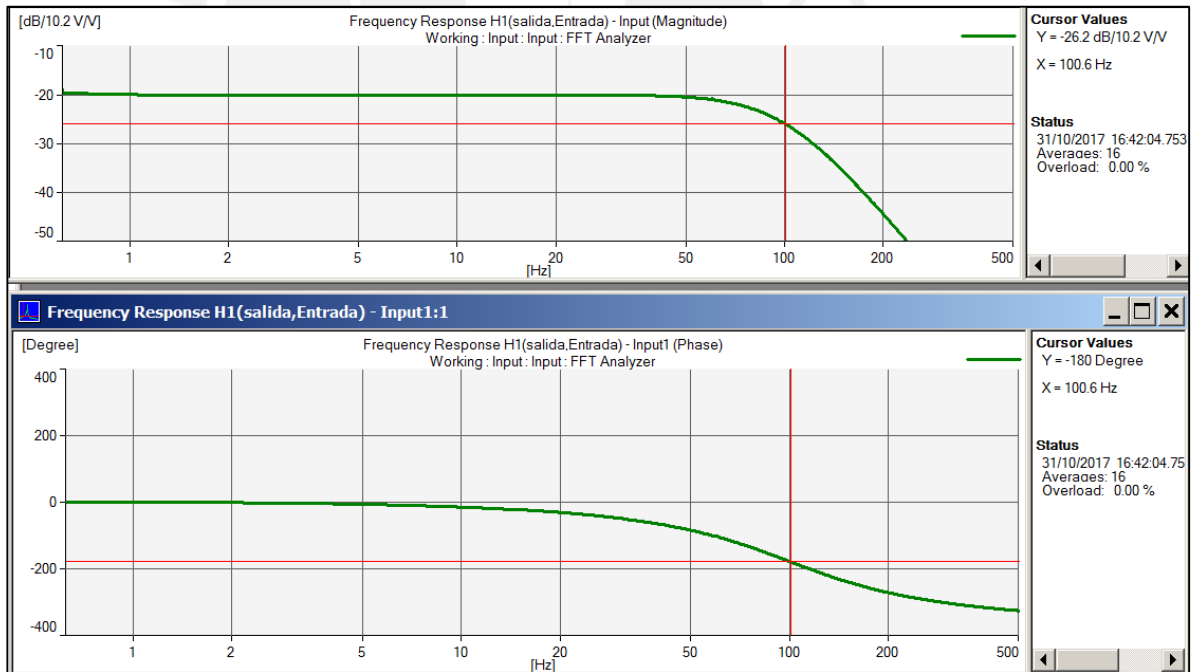


Figura 62. Respuesta en frecuencia del filtro pasabajos con frecuencia de corte de 100 Hz.

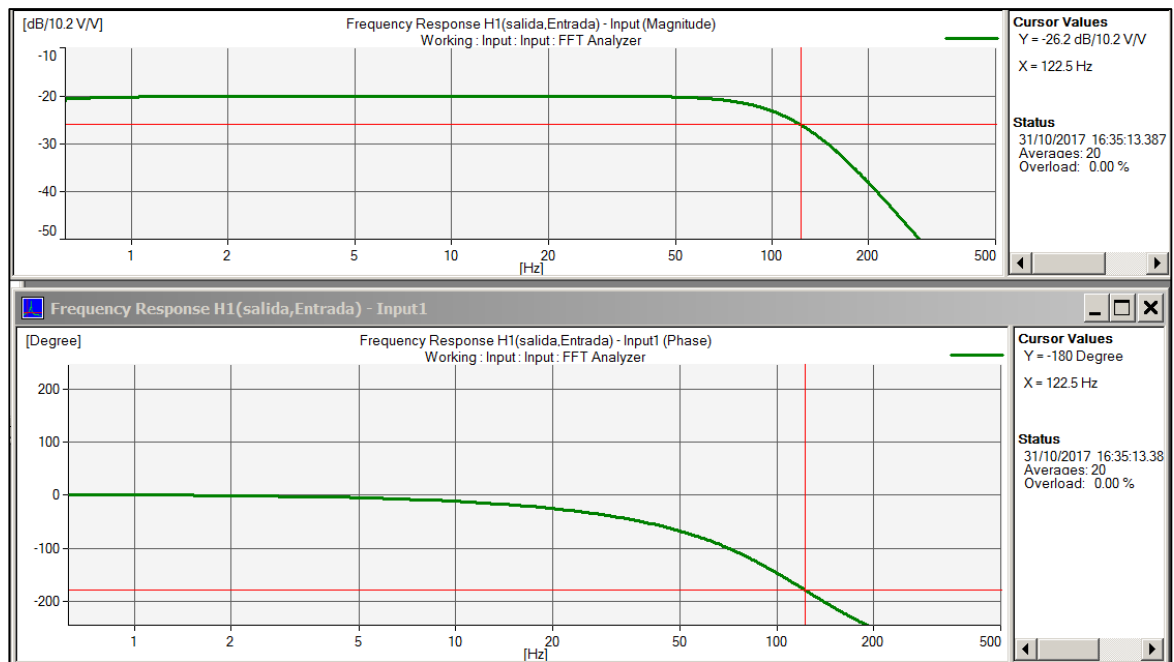


Figura 63. Respuesta en frecuencia del filtro pasabajos con frecuencia de corte de 120 Hz.

Desde la figura 60 a la 63 podemos observar la respuesta en frecuencia del filtro pasabajos en sus 4 frecuencias de corte, tanto en magnitud como en fase. Se consiguió tener la frecuencia de corte requerida para cada caso con un error máximo de 2.08 % (para el caso de $f_c = 120$ Hz). Esto se debe al valor de las resistencias de precisión adquiridas, que si bien tenían una tolerancia mucho menor que las resistencias comunes, aun poseían un mínimo de error que generó lo anteriormente mencionado. Realizando las mediciones se pudo observar que los componentes que mayor error generaban eran los condensadores, es por eso que se optó por usar los de polipropileno, cuya tolerancia es mínima. Se puede afirmar que el diseño del filtro pasabajos fue optimizado para los componentes disponibles en el mercado local.

4.1.4.2. Respuesta en frecuencia del amplificador

Como primer paso, se realizó una medición del amplificador hasta 50 kHz. Se puede apreciar en la figura 64 que la magnitud del amplificador diseñado es lineal en frecuencia en todo el ancho de banda audible. Además, la fase varía ligeramente en los límites del ancho de banda de una manera esperada. Es en esta gráfica que podemos comprobar la importancia de no diseñar un ancho de banda de exactamente 20 Hz a 20 kHz, debido a que la fase se vería comprometida.

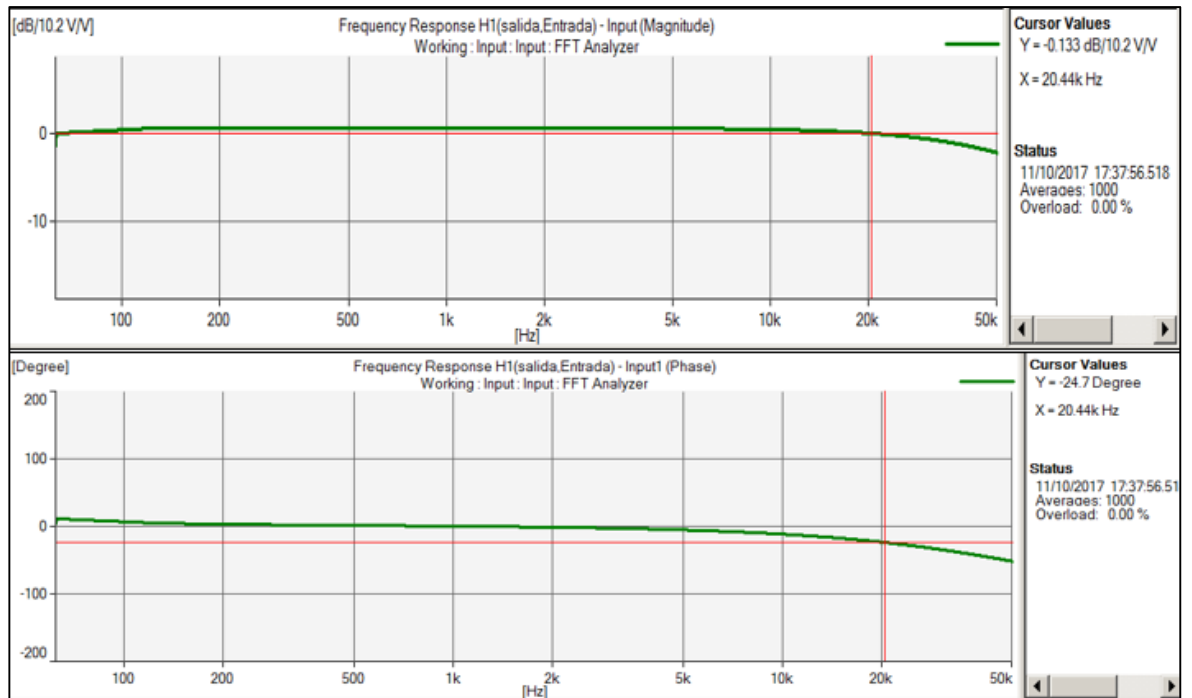


Figura 64. Respuesta en frecuencia del amplificador medida hasta 50 kHz.

Como bien se sabe, medir hasta 50 kHz en el dominio de la frecuencia tiene como consecuencia que se pierda resolución de la FFT en las bajas frecuencias. Es por eso que se hace necesario una medición en bajas frecuencias para un análisis correcto y total. En la figura 65 se puede apreciar que la frecuencia de corte del amplificador se encuentra en aproximadamente 7.5 Hz y que, efectivamente, hasta 20 Hz la señal no decae.

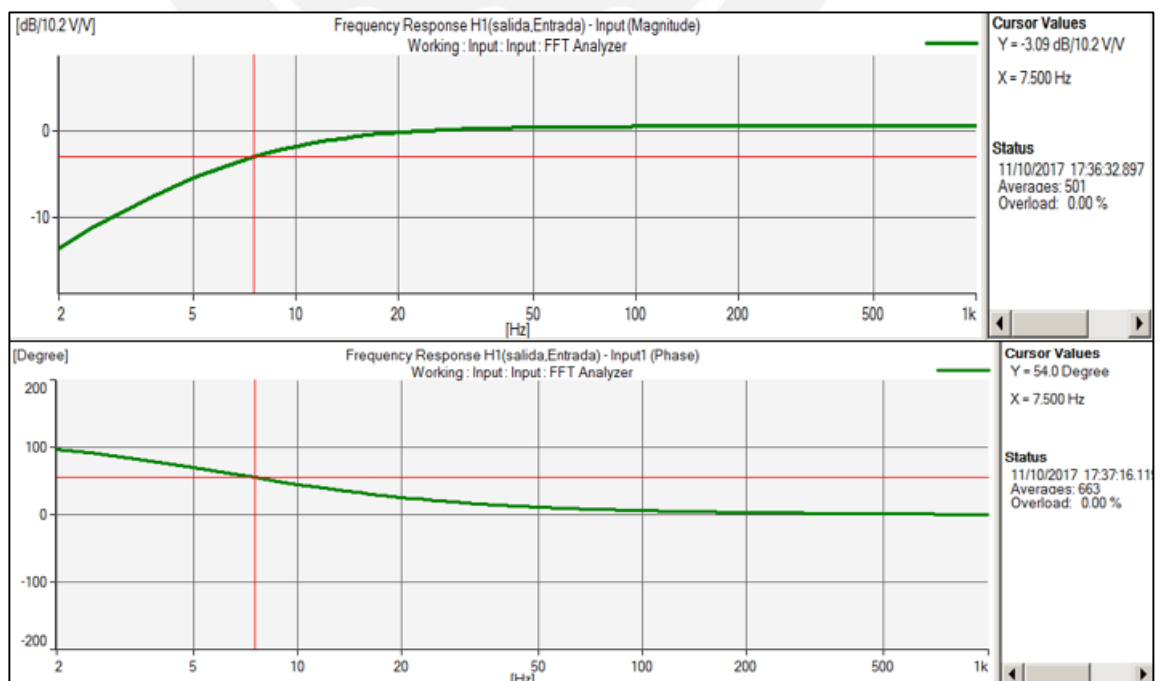


Figura 65. Respuesta en frecuencia del amplificador medida hasta 1 kHz.

4.1.4.3. Respuesta en frecuencia del filtro subsónico

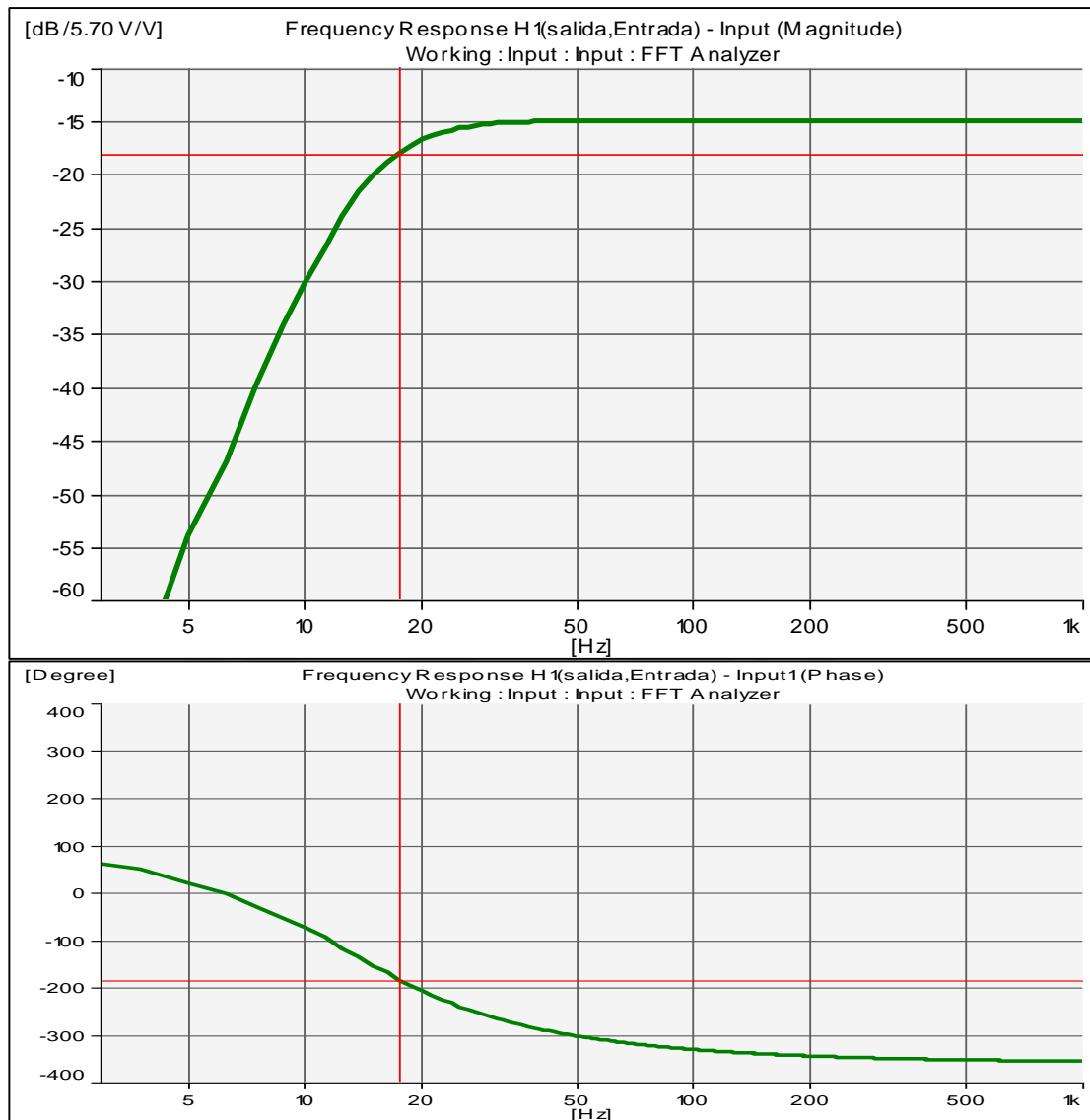


Figura 60. Respuesta en frecuencia del filtro subsónico.

Se realizó una medición por separado al filtro subsónico que integra la etapa del amplificador. En la figura 60 se comprueba que la frecuencia de corte está a 18 Hz, además de su característica pendiente empinada. Podemos observar que en la octava de 5 Hz a 10 Hz la repuesta en frecuencia decayó aproximadamente 24 dB.

4.1.4.4. Respuesta en frecuencia del amplificador con el filtro subsónico

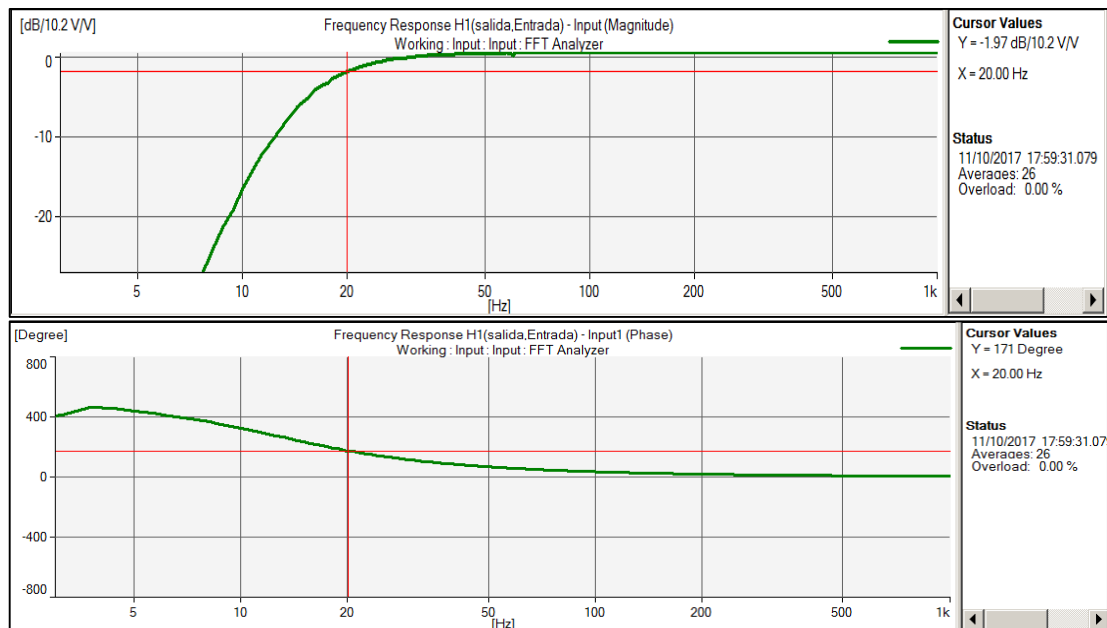


Figura 61. Respuesta en frecuencia del filtro subsónico con el amplificador.

Finalmente podemos apreciar la respuesta en frecuencia del filtro subsónico más el amplificador. En magnitud podemos ver que la pendiente en las bajas frecuencias se vuelve más empinada a comparación del amplificador con el filtro pasivo. No se posee la pendiente de 24 dB/octava del filtro subsónico debido a que ésta pendiente se está sumando con la pendiente del filtro pasabajos formado por R_i y C_i con frecuencia de corte en 7.96 Hz (ver sección 3.7.6 Componentes de la etapa de realimentación). También podemos observar la frecuencia de corte en 18 Hz. Además, podemos observar que la fase es menos lineal que sin el filtro subsónico. Esto es un precio a pagar por poseer la pendiente empinada deseada.

4.2. Medición de la Relación Señal a Ruido

4.2.1. Instrumentos

- Analizador Tipo 3160-A-042 de Brüel & Kjaer
- Software PULSE de Brüel & Kjaer
- Cables coaxiales con conectores BNC
- 2 resistencias de 8 ohms

4.2.2. Setup

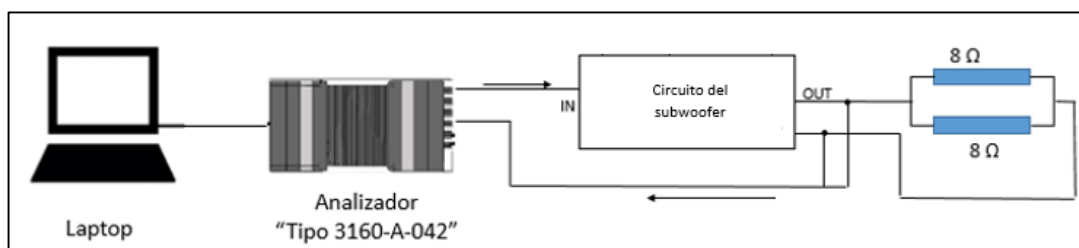


Figura 62. Primer setup para la medición de SNR.

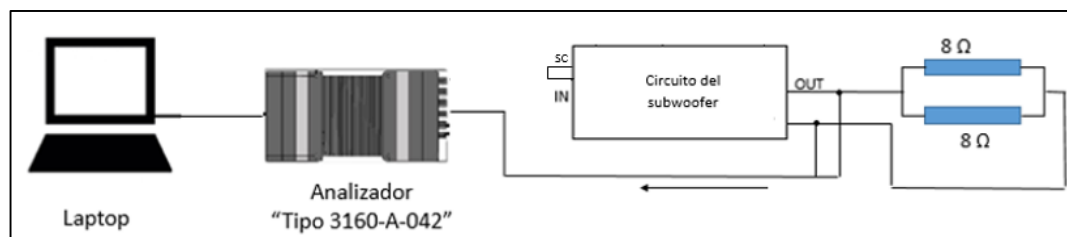


Figura 63. Segundo setup para la medición de SNR.

4.2.3. Desarrollo

Para la medición de SNR del circuito del subwoofer se hizo uso del software PULSE de Brüel & Kjaer y del analizador Tipo 3160-A-042. La medición se realizó con una carga de dos resistencias en paralelo de 8Ω para obtener el valor de la impedancia del driver. Se configuró la ganancia del circuito como la máxima posible, es decir 24.86 dB. Como primer paso, se envió una señal sinusoidal de 1 VRMS (figura 62). Con esta configuración se mide el nivel de la señal de salida. Se realizó la medición con el analizador, se guardaron los datos y a continuación se procedió a cortocircuitar la entrada (figura 63). Ésta configuración nos permite obtener el nivel de ruido o “noise floor” (toda aquella señal a excepción de la señal de entrada). Realizada ésta configuración se volvió a medir y guardar los resultados.

4.2.4. Mediciones

Los resultados nos muestran un SNR de 90 dB aproximadamente en el ancho de banda de trabajo del subwoofer (ver figura 64). Éste valor está acorde a los estándares de un altavoz activo de calidad. Algunos diseñadores de amplificadores suelen entregar el valor del SNR con ponderación A. Para ese caso el SNR del sistema aumentaría (ver figura 65).

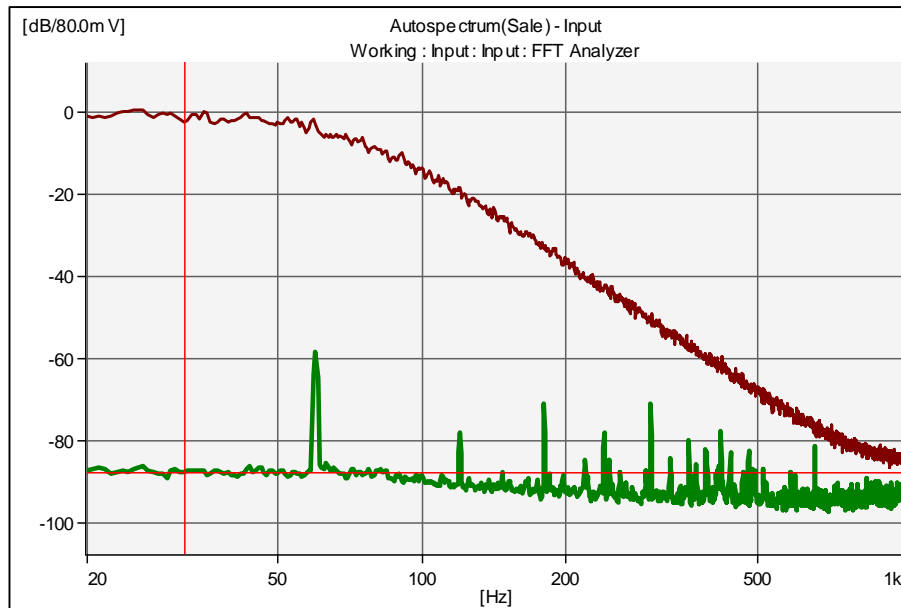


Figura 64. Comparación entre el nivel de la señal y el “noise floor”

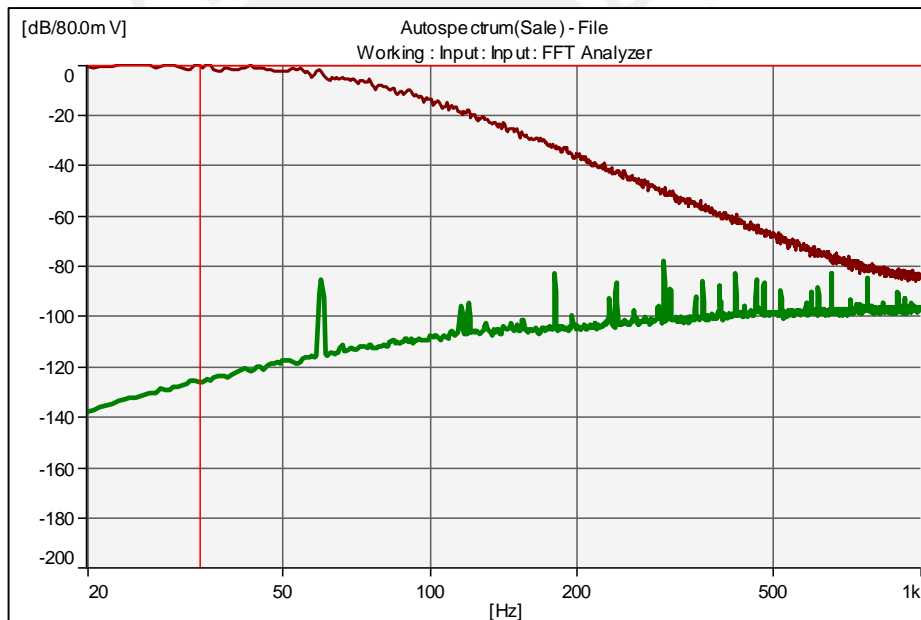


Figura 65. Comparación entre el nivel de la señal y el “noise floor” con ponderación A.

4.3. Medición de THD

4.3.1. Instrumentos

- Analizador de Audio Tipo 2012 de Brüel & Kjaer
- Cables coaxiales con conectores BNC
- 2 resistencias de 8 ohms

4.3.2. Setup

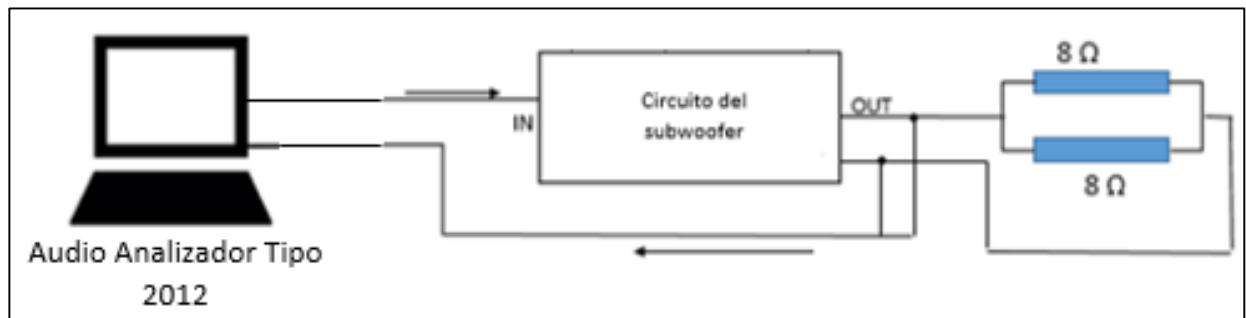


Figura 66. Setuo para la medición de THD del circuito del subwoofer.

4.3.3. Desarrollo

En la sección 2.4.3.2 se explica en qué consiste la medición de THD. En nuestro setup, el analizador Tipo 2012 es el encargado de enviar $1\ V_{RMS}$ como señal de entrada al circuito a medir. Como carga se usaron dos resistencias en paralelo de $8\ \Omega$ para obtener el valor de la impedancia del driver.

4.3.4. Mediciones

Podemos notar que el valor de THD en el ancho de banda de trabajo es en promedio 100 dB (figura 67). Éste valor se corresponde a los estándares para altavoces activos de calidad.

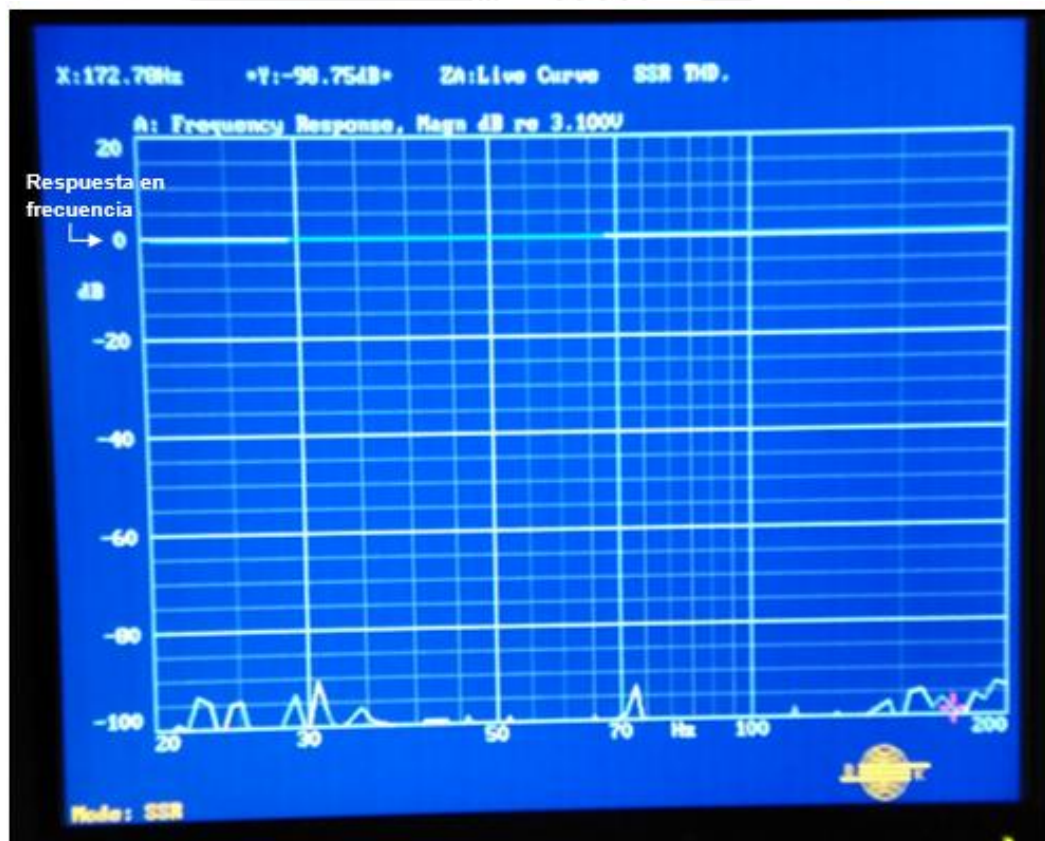


Figura 67. Gráfica del THD del circuito del subwoofer en su ancho de banda de trabajo.

4.4. Análisis modal

4.4.1. Instrumentos

- Martillo de impacto
- Acelerómetro
- -Analizador Tipo 3160-B-042 de Brüel & Kjaer
- -Software PULSE de Brüel & Kjaer

4.4.2. Setup

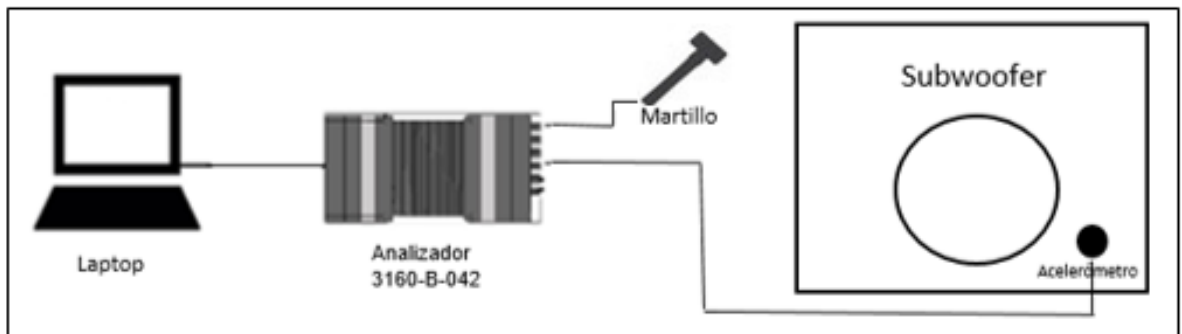


Figura 68. Setup para el análisis modal del subwoofer.



Figura 69. Imagen del setup para el análisis modal del subwoofer.

4.4.3. Desarrollo

La radiación producida por las paredes del gabinete acústico contamina el sonido radiado directamente por el altavoz. Ésta radiación es producto de las resonancias que ocurren en la estructura de la caja. Para minimizar éste

fenómeno y optimizar el sistema se deben agregar elementos rigidizantes a las paredes del gabinete para minimizar su vibración. La técnica del análisis modal experimental consiste en determinar los modos de resonancia de la estructura del gabinete acústico mediante las múltiples mediciones de las funciones de transferencia de ésta. La información obtenida nos permitirá un mejor tratamiento de rigidización. Las mediciones se realizaron tomando como guía a Døssing [47].

4.4.4. Mediciones

Se realizó el análisis modal de la estructura tanto antes como después de la rigidización. Los gráficos en 3D móviles como el de la figura 70, los cuales en base a su movimiento nos indican la forma de flexión de la caja, nos permitió definir las ubicaciones de los elementos rigidizantes. En la figura 71 podemos observar picos, los cuales representan las frecuencias de resonancia. Antes de la rigidización existían picos en 20 Hz, 35 Hz, 87.5 Hz, 102.5 Hz y 145 Hz. Después de la rigidización podemos observar que los picos en 20 Hz y 35 Hz disminuyeron considerablemente, los picos en 87.5 Hz y 102.5 Hz fueron eliminados y que el pico en 145 Hz se movió a 164 Hz, es decir, aún mucho más lejos del ancho de banda de trabajo del subwoofer, logrando así la optimización deseada de la estructura.

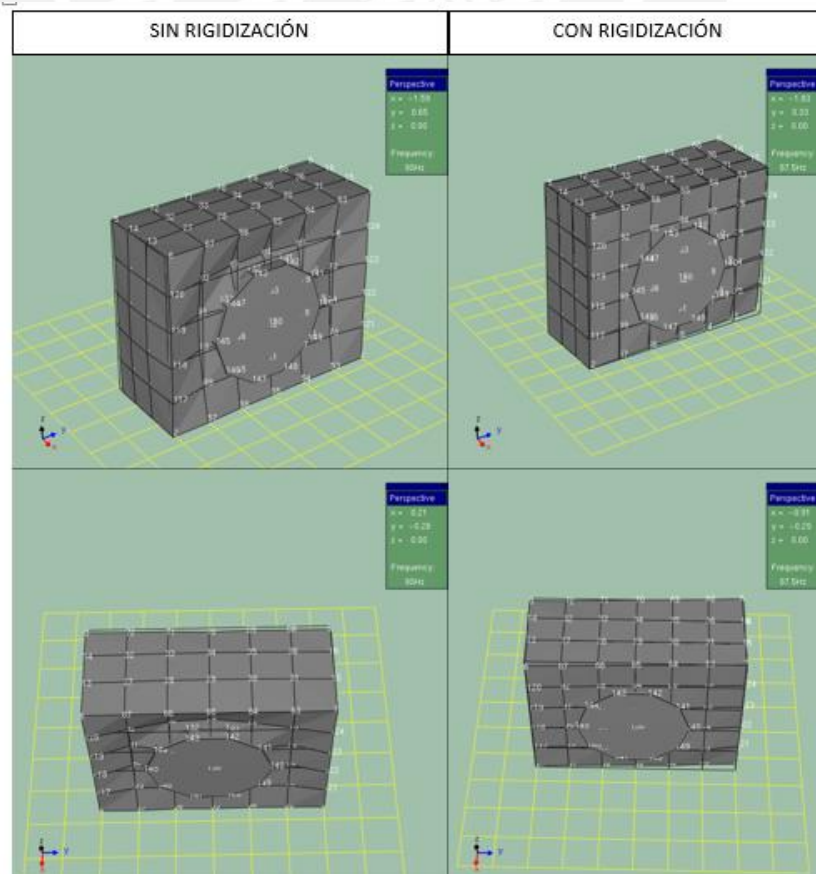


Figura 70. Comparación de la deformación de la estructura antes y después de la rigidización.

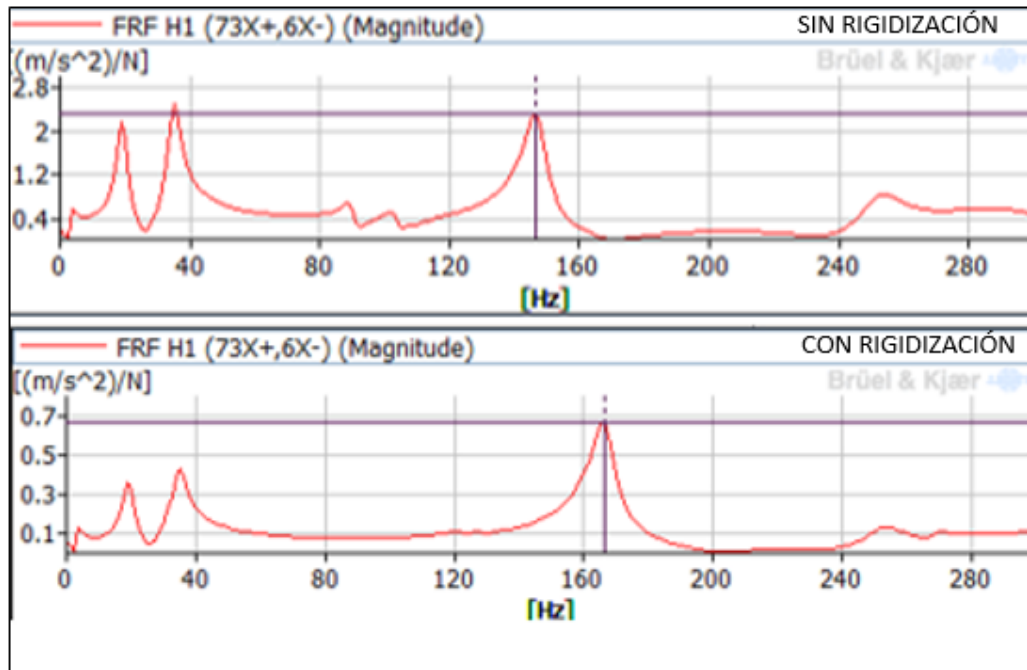


Figura 71. Comparación de frecuencias de resonancia antes y después de la rigidización.

4.5. Medición del Nivel de Presión Sonora del Sistema

4.5.1. Instrumentos

- Analizador de Audio Tipo 2012 de Brüel & Kjaer
- Micrófono

4.5.2. Setup

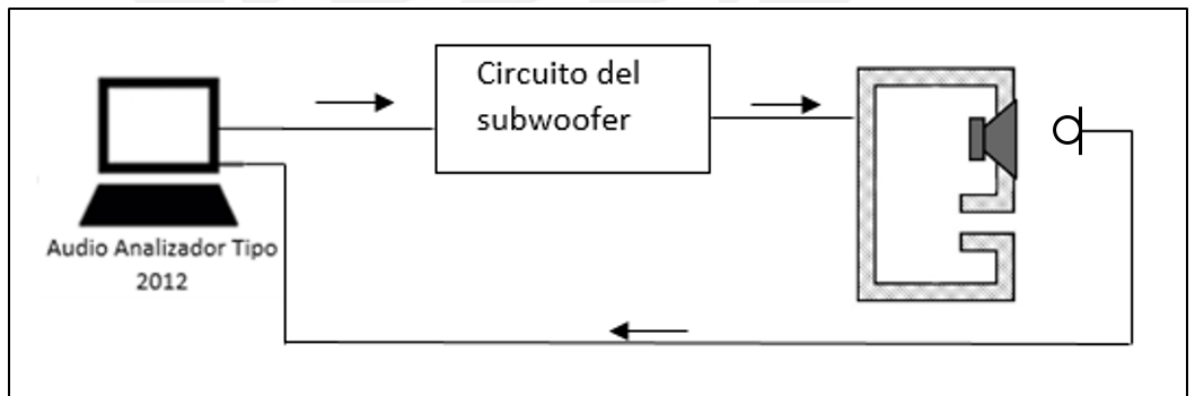


Figura 72. Medición de campo cercano del altavoz.

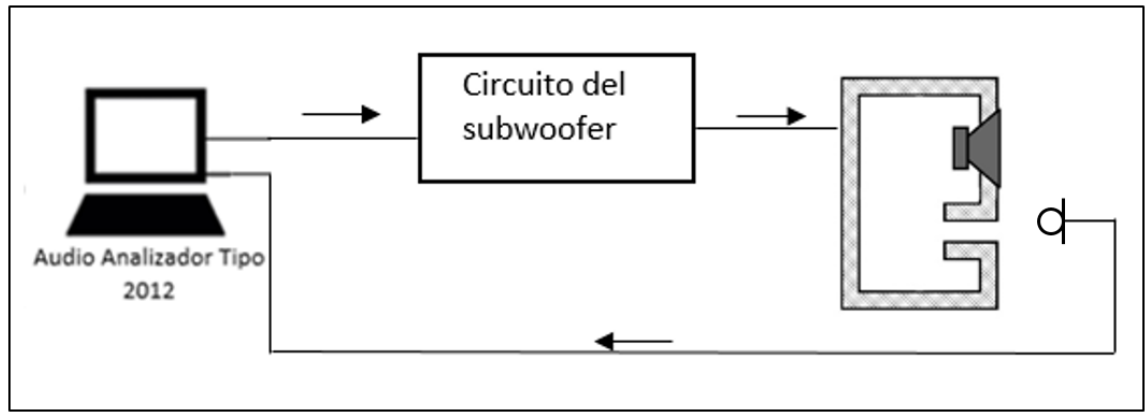


Figura 73. Medición de campo cercano del ducto.



Figura 74. Imagen de la medición de campo cercano del altavoz.

4.5.3. Desarrollo

Para desarrollar de ésta medición se usó las configuraciones indicadas en las figuras 72 y 73. La primera medición se realizó para el altavoz (figura 74) y la segunda, para el ducto. Estas mediciones se sustentan en el método de Keele [46] el cual nos permite realizar mediciones en campo cercano en ambientes no anecoicos. Además, Keele demuestra que esta técnica funciona óptimamente para mediciones de altavoces en cajas acústicas de configuración reflectora de bajos. En este caso la medición se realizó con un micrófono ubicado muy cerca del radiador acústico. Las magnitudes que son medidas tanto para el altavoz como para el conducto son distintas, por lo cual, para lograr proporcionalidad entre ambas potencias, se dividió la magnitud de la respuesta del ducto entre el cociente del diámetro del altavoz y el mismo ducto. Luego de esto, ambas respuestas se sumaron para obtener la respuesta total del bass réflex (figura 75).

4.5.4. Mediciones

En la figura 75 podemos observar la respuesta acústica del sistema implementado en la presente tesis. Se logró elevar el nivel de las más bajas frecuencias. Aproximadamente se obtiene un ancho de banda de 30 Hz a 100 Hz.

Por otro lado, se puede realizar una comparación entre la respuesta del sistema medida (figura 75) y la respuesta del sistema medida (76). Es preciso aclarar que el software utilizado para la simulación no contempla la adición de filtros activos a la respuesta total del sistema, el cual es nuestro caso. Sin embargo, dentro del ancho de banda de trabajo del subwoofer podemos notar la similitud entre ambas curvas.

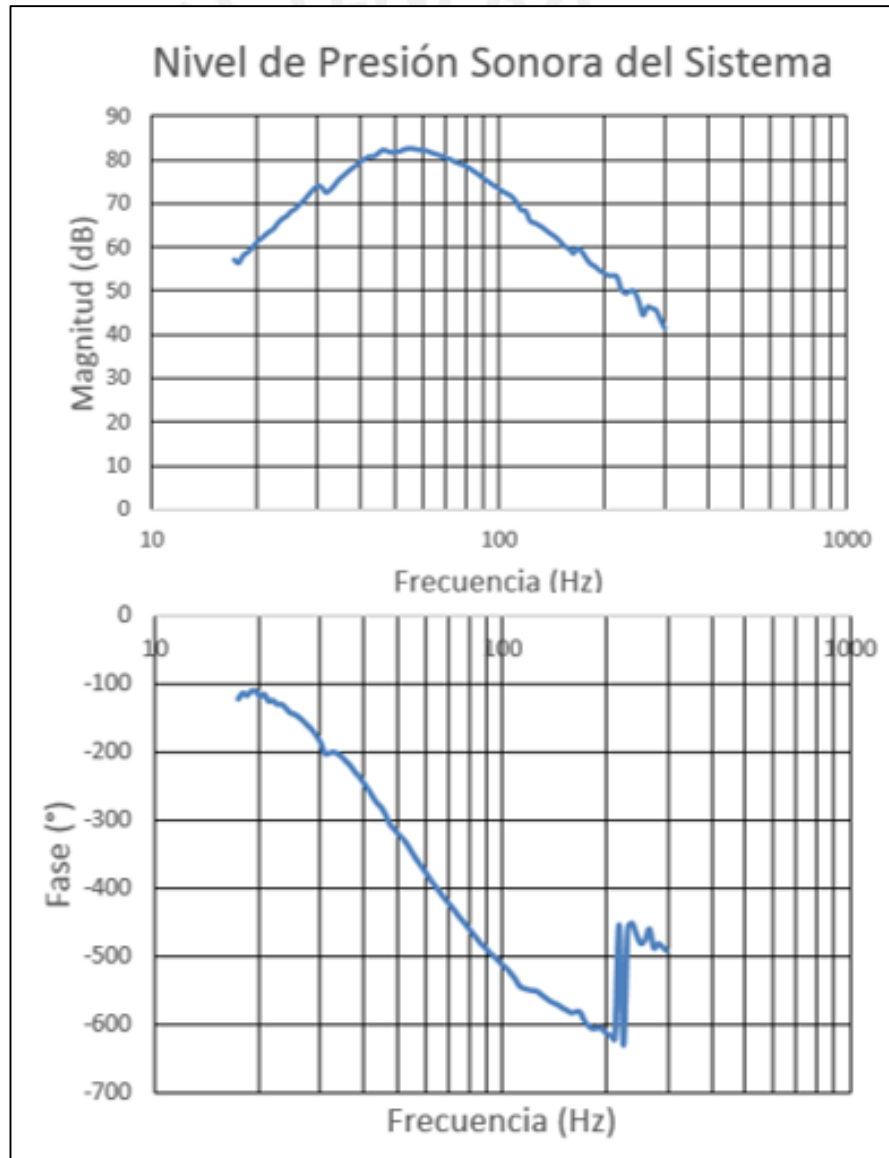


Figura 75. Nivel de presión sonora del sistema.

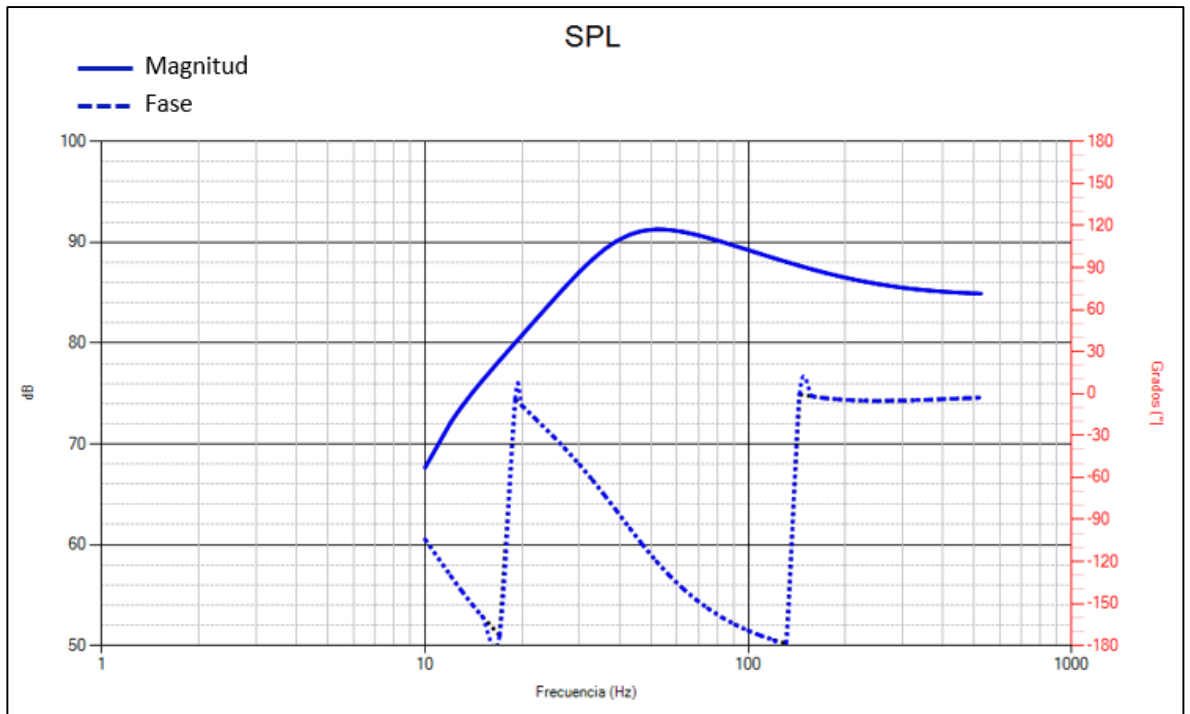


Figura 76. Simulación del subwoofer con las dimensiones finales después de la implementación.

5. Conclusiones

- La elección del altavoz para el diseño de una unidad de reproducción depende en gran medida de su frecuencia de resonancia pues esta define el ancho de banda de la respuesta en frecuencia.
- En el diseño de una unidad de reproducción de alta fidelidad, el análisis del modelo electroacústico del altavoz y el gabinete acústico es fundamental, tal como es el caso del reflector de bajos que, debido a su propiedad de mejorar la respuesta del sistema en las bajas frecuencias, es idóneo para un subwoofer.
- El ancho de banda del amplificador debe ser lo suficientemente mayor al ancho de banda audible, 20 Hz a 20 kHz, de manera que garantice magnitud y fase constante, tal y como se puede apreciar en el desarrollo de la presente investigación.
- Si bien los componentes y materiales para implementar una unidad de reproducción de alta fidelidad pueden ser conseguidos en su mayoría en el mercado local, los instrumentos y ambientes para garantizar un proceso de la calidad necesaria son escasos en el país y poseen un precio considerable.

6. Recomendaciones

- **Diseño digital:** El diseño del filtro pasabajos propuesto en esta tesis puede ser replicado de manera digital. Una comparación de desempeño entre un futuro diseño digital y el diseño analógico presente podría dar pie a una siguiente investigación. Así mismo, el utilizar un amplificador tipo D en vez de uno tipo AB se presta a una futura investigación.
- **Componentes:** El uso de componentes de mayor calidad, algunos de los cuales no se encuentran disponibles en el mercado local, podría significar una mejora en las características generales del subwoofer implementado en ésta tesis.
- **Configuraciones de gabinete acústicos:** El estudio comparativo propuesto en esta tesis fue en base a un software de simulación. Debido a que la elección del altavoz y el diseño de la parte electrónica están concluidos, se recomienda implementar otras configuraciones de gabinetes acústicos para este diseño electrónico en particular, y de este modo comparar las ventajas y desventajas de cada uno respecto al reflector de bajos de la presente tesis.
- **Sistema home theater:** El filtro pasabajos implementado fue diseñado a partir de la rama pasabajos de un LR4 y con frecuencia de corte variable. Si se quisiera continuar con el diseño de las demás unidades de reproducción del sistema home theater, se podría tomar como referencia este diseño y, en especial, las frecuencias de corte escogidas en la presente tesis, para el diseño de la parte restante de la red de cruce (rama pasa altos).

7. Referencias bibliográficas

[1] SCHOENHERR, Steven

Loudspeaker History. Consulta: 17 de junio de 2017.

<https://web.archive.org/web/20060905003027/http://history.sandiego.edu/gen/recording/loudspeaker.html>

[2] DOLBY

Frequently asked questions about Dolby Digital. Consulta: 10 de junio de 2017.

<https://www.dolby.com/us/en/technologies/dolby-digital.pdf>

[3] NOUSAINÉ, Tom

1997 “Multiple subwoofer for home theater”. Ponencia presentada en la 103ª Convención de la AES. Audio Engineering Society. New York, del 26 al 29 de setiembre.

[4] WELTI, Tod

2012 “Optimal Configurations for Subwoofers in Rooms Considering Seat to Seat Variation and Low Frequency Efficiency”. Ponencia presentada en la 133ª Convención de la AES. Audio Engineering Society. San Francisco, del 26 al 29 de octubre.

[5] BACKMAN, Juha

2015 “Subwoofers in rooms: stereophonic reproduction”. Ponencia presentada en la 138ª Convención de la AES. Audio Engineering Society. Warsaw, del 07 al 10 de mayo.

[6] SOZANSKI, Krzysztof

2007 “Digital correction filters for subwoofer loudspeaker systems with acoustic dipoles”. Ponencia presentada en la 32ª Conferencia Internacional de la AES: DSP for loudspeakers. Audio Engineering Society. Hillerod, del 21 al 23 de setiembre.

[7] SUKALO, Drazenko

2009 “Subwoofer loudspeaker system with dynamic push-pull drive”. Ponencia presentada en la 126ª Convención de la AES. Audio Engineering Society. Munich, del 07 al 10 de mayo.

[8] THIELE, Neville

2014 "Bandpass subwoofer design". Journal of the Audio Engineering Society. Volumen 63, número 2, pp. 145-160.

[9] BENOIT, Merit, Guy LEMARQUAND y Bernard NEMOFF

2008 "An ironless low frequency subwoofer functioning under its resonance frequency". Ponencia presentada en la 125° Convención de la AES. Audio Engineering Society. San Francisco, del 02 al 05 de octubre.

[10] FUTTRUP, Claus

2006 "Design considerations for shallow subwoofers". Ponencia presentada en la 121° Convención de la AES. Audio Engineering Society. San Francisco, del 05 al 08 de octubre.

[11] DI COLA, Mario, Claudio LASTRUCCI y Lorenzo LOMBARDI

2014 "Subwoofer design with moving magnet linear motor". Ponencia presentada en la 137° Convención de la AES. Audio Engineering Society. Los Ángeles, del 09 al 12 de octubre.

[12] STEREOPHILE

JL Audio Fathom f212 powered subwoofer Specifications. Consulta: 10 de julio de 2017.

<https://www.stereophile.com/content/jl-audio-fathom-f212-powered-subwoofer-specifications>

[13] BOWERS & WILKINS

ASW10CM S2. Consulta: 10 de julio de 2017.

http://www.bowers-wilkins.com/Speakers/Home_Audio/CM_Series/ASW10CM-S2.html

[14] REVEL

B1. Consulta: 10 de julio de 2017.

[http://www.revelspeakers.com/productdetail/~product/b1.html](http://www.revelspeakers.com/productdetail/~/product/b1.html)

[15] JBL

ES250P. Consulta: 10 de julio de 2017.

<https://mm.jbl.com/ES250P.html>

[16] YAMAHA

YST-SW216 Powered Subwoofer. Consulta: 10 de julio de 2017.

https://usa.yamaha.com/products/audio_visual/speaker_systems/yst-sw216/index.html

[17] BARSTOW, Loren

s/f Home speaker glossary. En Crutchfield. Consulta: 15 de julio de 2017.

https://www.crutchfield.com/S-Qx2hqNKIEqf/Learn/learningcenter/home/speakers_glossary.html#

[18] DAVIS, Gary y Ralph JONES

1987 The Sound Reinforcement Handbook. Segunda Edición. Milwaukee: Hal Leonard Publishing Corporation.

[19] KRISHNAVEDALA

2011 "Linkwitz vs Butterworth.svg". En Wikimedia Commons. Consulta: 05 de junio de 2018.

https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Linkwitz_vs_Butterworth.svg

[20] ELLIOT, Roth

1998 Benefits of Bi-Amping (Not quite magic but close) Part 1. En Elliot Sound Products. Consulta: 10 de julio de 2017.

<http://sound.whsites.net/bi-amp.htm>

[21] BURNETT, Jhon

2008 Crossovers. En Lenard Audio. Consulta: 15 de julio de 2017.

http://education.lenardaudio.com/en/06_x-over.html

[22] DUNCAN, Ben

1997 High Performance Audio Power Amplifiers. Segunda Edición. Oxford: Newnes.

[23] KANTO

s/f Yaro2. En Kanto. Consulta: 12 de julio de 2017.

<https://kantoaudio.com/product/yaro2amp/>

[24] OUTLAW

s/f The model 7700. En Kanto. Consulta: 12 de julio de 2017.
<https://www.outlawaudio.com/products/7700.html>

[25] NICOLETTI, Robert

2013 How to select the best audio amplifier for your design. En Maxim Integrated. Consulta: 30 de mayo de 2017.
<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5590>

[26] BERANEK, Leo

1969 Acústica. Segunda Edición. Buenos Aires: Editorial Hispano Americana.

[27] MIYARA, Federico.

s/f Introducción a la electroacústica. Consulta: 07 de julio de 2017.
<https://www.fceia.unr.edu.ar/acustica/audio/electroac.pdf>

[28] ACOUSTIC FRONTIERS

2013 THX reference level explained. Consulta: 10 de Julio de 2017.
<http://www.acousticfrontiers.com/2013314thx-reference-level/>

[29] DICKINSON, Vance

2006 The loudspeaker design cookbook. Séptima edición. New Hampshire: Audio Amateur Press

[30] SELF, Douglas

2006 Audio Power Amplifier Design Handbook. Cuarta Edición. Oxford: Newnes.

[31] TEXAS INSTRUMENTS

2013 LM3886 *Overture*[™] Audio Power Amplifier Series High-Performance 68W Audio Power Amplifier w/Mute” [hoja técnica].

[32] JVCKENWOOD CORPORATION.

s/f Subwoofer Instruction Manual [manual de usuario].

[33] INTEGRACOUSTICS

2016 Thielle/Small parameters. Consulta: 18 de Julio de 2017.
<http://www.integracoustics.com/MUG/MUG/articles/woofer/>

[34] LINKWITZ, Siegfried

2014 Active Filters. Consulta: 21 de octubre de 2017.

<http://www.linkwitzlab.com/filters.htm#9>

[35] NEWARK

2017 C4D0604N-A - Rotary Switch, 4 Position, 6 Pole, 30 °, 300 mA, 125 V, C4 Series. Consulta: 21 de octubre de 2017

<http://www.newark.com/electroswitch/c4d0604n-a/switch-rotary-6p4t-500ma-125v/dp/06M4599>

[36] ELLIOTT, Rod

2009 Subsonic filter for phono pre amps, subwoofers, PA systems, etc. Consulta: 21 de octubre de 2017

<http://sound.whsites.net/project99.htm>

[37] ELECTRÓNICOS CALDAS

s/f STM-202. Consulta: 21 de octubre de 2017.

<http://www.electronicoscaldas.com/switches-teclados/537-interruptor-de-codillo-stm-202.html>

[38] MOUSER ELECTRONICS

s/f ATS-52450B-C2-R0. Consulta: 21 de octubre de 2017.

<https://www.mouser.pe/ProductDetail/Advanced-Thermal-Solutions/ATS-52450B-C2-R0/?qs=sGAEpiMZZMttgyDkZ5WiumGsSiMtK5Z6JEmUlttOwno%3d>

[39] RHOSCH

2005 Comentario del 16 de febrero a "MDF v Plywood construction". Consulta: 21 de octubre de 2017

<http://www.diyaudio.com/forums/multi-way/51746-mdf-plywood-construction.html>

[40] DAR

s/f Gain Staging. Consulta: 30 de octubre de 2017.

<http://www.vettaville.nl/vvGain%20Staging.htm>

[41] CONSTRUYASUVIDEOROCKOLA.COM

s/f PARLANTES Y CROSSOVER. Consulta: 30 de octubre de 2018.

http://construyasuvideorockola.com/sonido_spk.php

[42] GEDDES, Earl

1989 "An introduction to band-pass loudspeakers systems". Journal of the Audio Engineering Society. Volumen 37, número 5, pp. 308-342.

[43] WELTI, Tod

2004 "Subjective Comparison of Single Channel versus Two Channel Subwoofer Reproduction". Ponencia presentada en la 117° Convención de la AES. Audio Engineering Society. San Francisco, del 28 al 31 de octubre.

[44] BACKMAN, Juha

2004 "Subwoofers in rooms: modal analysis for loudspeaker placement". Ponencia presentada en la 130° Convención de la AES. Audio Engineering Society. Londres, del 13 al 16 de mayo.

[45] LINKWITZ, Seigfried

2018 "Phoenix Power Supply for 6 or 10 LM3886". Consulta: 30 de octubre de 2018.

<http://www.linkwitzlab.com/images/graphics/3886pwr.gif>

[46] KEELE, D. B.

1973 "Low frequency loudspeaker assessment by nearfield sound pressure measurement". Paper presentado en la 45° Convención de la AES. Los Ángeles, 15 de mayo.

[47] DØSSING, O.

1988 Structural Testing: Modal Analysis and Simulation. Naerum, Alemania:
Brüel & Kjær

<http://www.bksv.com/doc/br0507.pdf>

[48] SVEE

2007 Full-range speaker cross section. Consulta: 30 de noviembre de 2018.

<https://en.wikipedia.org/wiki/File:FullRangeSpk.svg#filelinks>

