



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”
ZACATENCO**

“TRANSDUCTOR ACÚSTICO MECÁNICO”

TESIS

**PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA**

PRESENTA :

DAVID ALONSO TAPIA ABREGO

ASESOR:

M. EN I. EDUARDO GABRIEL BALDERAS



CDMX, MARZO 2019.

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”

TEMA DE TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN TESIS Y EXAMEN ORAL INDIVIDUAL
DEBERA (N) DESARROLLAR C. DAVID ALONSO TAPIA ABREGO

“TRANSDUCTOR ACÚSTICO MECANICO”

DISEÑAR UN DISPOSITIVO QUE CONVIERTA SEÑALES DE AUDIO EN VIBRACIONES CONTROLADAS QUE SERÁN TRANSMITIDAS A TRAVÉS DEL CRANEO APROVECHANDO EL PRINCIPIO DE CONDUCCIÓN OSEA CON EL FIN DE QUE LAS PERSONAS QUE PADECEN SORDERA CONDUCTIVA Y EL PÚBLICO EN GENERAL TENGAN UNA NUEVA FORMA DE ESCUCHAR.

- ❖ INTRODUCCIÓN
- ❖ ANÁLISIS Y DISEÑO
- ❖ PRUEBAS DE LABORATORIO
- ❖ CONCLUSIONES

CIUDAD DE MÉXICO, A 26 DE MARZO DEL 2019.

ASESOR

M. EN I. EDUARDO GABRIEL BALDERAS



ING. GABRIEL VEGA REYES

JEFE DEL DEPARTAMENTO DE
INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

Instituto Politécnico Nacional
PRESENTE

A protesta de decir la verdad el que suscribe **David Alonso Tapia Abrego**, manifiesto ser autor y titular de los derechos morales y patrimoniales de la obra titulada **“Transductor acústico mecánico”**, en adelante **“La Tesis”** y de la cual se adjunta copia, en un impreso y un cd, por lo que por medio del presente y con fundamento en el artículo 27 fracción II, inciso b) de la Ley Federal de Derechos de Autor, otorgo al **Instituto Politécnico Nacional**, en adelante **El IPN**, autorización no exclusiva para comunicar y exhibir públicamente total o parcialmente en medios digitales o en cualquier otro medio, para que sirva como una base teórica para los docentes o estudiantes que deseen consultarla y así apoyar trabajos afines a los temas que se presentan en esta tesis, por un periodo de **50 años** contando a partir de la fecha de la presente autorización, dicho periodo se renovará automáticamente en caso de no dar aviso expreso a **El IPN** de su terminación.

En virtud de lo anterior, **El IPN** deberá reconocer en todo momento mi calidad de autor de **“La Tesis”**.

Adicionalmente, y en mi calidad de autor y titular de los derechos morales y patrimoniales de **“La Tesis”**, manifiesto que la misma es original y que la presente autorización no contraviene ninguna otorgada por el suscrito respecto de **“La Tesis”**, por lo que deslindo de toda responsabilidad a **El IPN** en caso de que el contenido de **“La Tesis”** o la autorización concedida afecte o viole derechos autorales, industriales, secretos industriales, convenios o contratos de confidencialidad o en general cualquier derecho de propiedad intelectual de terceros y asumo las consecuencias legales y económicas de cualquier demanda o reclamación que puedan derivarse del caso.

Ciudad de México, a 18 de junio del 2019.

Atentamente



David Alonso Tapia Abrego

Contenido

Capítulo 1.....	1
Objetivo	1
Introducción.....	1
1.1. El sonido.....	2
1.2. El sistema auditivo.....	2
1.3. La sordera.	5
1.4. Conducción ósea.....	9
1.5. Planteamiento del dispositivo	12
Capítulo 2.....	14
Análisis y Diseño.	14
Diagrama a Bloques.....	14
2.1. Bloque de entrada.....	15
2.1.1. Micrófono de condensador.....	15
2.1.2 Entrada de Instrumento musical.....	28
2.1.3. Entrada de reproductor de música.	29
2.2. Bloque de procesamiento.	30
2.2.1 Filtro pasa-banda 20Hz - 20kHz.....	30
2.1.2. Simulación.	52
2.2.3. Filtro pasa banda para señales de voz 250Hz – 3kHz.	55
2.2.4. Simulación.	56
2.3. Bloque de salida.	58
2.3.1. Transductor electromecánico.	58
2.3.2. Caracterización del transductor.....	60
2.3.3. Impedancia del transductor.....	61
2.3.4. Corriente del transductor.....	61
2.3.5 Potencia del transductor.....	61
2.3.6. Amplificador de potencia.....	62
2.3.7. Análisis de la segunda etapa del amplificador.	65
2.3.8. Operación en corriente alterna.....	73
2.3.9. Impedancia de entrada.	76
2.3.10. Cálculo de los capacitores	77
2.3.11. Análisis de la primera etapa del amplificador	79

2.3.12 Análisis en cd.	80
2.3.13 Análisis en ca.	89
2.3.14 Simulación.	96
Capítulo 3	99
Pruebas de laboratorio.....	99
3.1. Bloque de entrada.....	99
3.1.1 Entrada del micrófono de condensador.	99
3.2. Bloque de procesamiento.	100
3.2.1 Filtro pasa banda 20Hz a 20kHz.	100
3.2.2 Filtro pasa banda para señales de voz 250Hz a 3kHz.	102
3.3. Bloque de salida.	105
3.3.1. Amplificador de potencia.....	105
3.4 Construcción del circuito.....	107
3.4.1. Diagrama esquemático de todo el sistema.	108
3.4.2. Diseño del circuito impreso.	109
Capítulo 4	111
Conclusiones	111
Mejoras posteriores	112
Referencias.	114

Capítulo 1.

Objetivo

Diseñar un dispositivo que convierta señales de audio en vibraciones controladas que serán transmitidas a través del cráneo aprovechando el principio de conducción ósea con el fin de que las personas que padecen sordera conductiva y el público en general tengan una nueva forma de escuchar.

Introducción.

Este proyecto va dirigido a todo el público, pero principalmente a personas que presentan cierta discapacidad auditiva con la intención de que con el uso del dispositivo desarrollen una nueva capacidad de percibir los sonidos de su entorno en forma de vibraciones, de este modo se espera lograr que estas personas sean capaces de escuchar sonidos como la voz de otra persona, un instrumento musical, un concierto, o música con el uso de un reproductor mp3. El desarrollo de este proyecto no solo va dirigido a las personas con discapacidad auditiva, también las personas que tienen su sistema auditivo en buen estado serán aptas para hacer uso del dispositivo, conociendo de este modo una nueva forma de registrar los sonidos sin usar sus oídos completamente y abriendo paso a un nuevo campo de investigación con el objetivo de conocer las diferentes formas en que el cuerpo humano puede interpretar el sonido a través de la vibración.

Este proyecto tiene dos enfoques principales, por un lado, está el enfoque médico ya que el objetivo de desarrollar este dispositivo es ayudar a combatir ciertos padecimientos del sistema auditivo. Por otro lado, un segundo enfoque de este proyecto es la música, se pretende dar a las personas con discapacidad auditiva acceso a la música, haciendo el uso de este dispositivo serán capaces de utilizar y registrar los sonidos de un instrumento musical ya sea acústico o eléctrico, además será posible registrar música en vivo en algún concierto y música pregrabada con la ayuda de un reproductor mp3 como puede ser un teléfono.

El dispositivo consta de una entrada jack de 6.5mm para un instrumento musical como puede ser una guitarra eléctrica, un teclado, un bajo, etc, también, un micrófono de condensador de alta calidad con el propósito de recibir señales de voz que luego serán procesadas y amplificadas, además, el dispositivo cuenta con una entrada jack de 3.5mm donde es posible conectar un reproductor de música como puede ser un teléfono celular o una computadora. Todas estas señales de audio son procesadas y convertidas en vibración a través de un transductor electromecánico.

Para entender como una persona es capaz de recibir e interpretar las ondas sonoras primero es necesario entender qué es exactamente una onda sonora, cuál es el proceso que

se lleva a cabo en el cuerpo humano para interpretar estas ondas y qué órganos intervienen en dicho proceso.

1.1. El sonido.

El sonido es una sensación producida en el oído por el movimiento vibratorio de los cuerpos, transmitido por un medio elástico como el aire. El órgano del cuerpo humano encargado de recibir las ondas sonoras es el oído. Después de ser recibidas por el oído las ondas sonoras son procesadas y enviadas al cerebro en forma de impulsos eléctricos, ya en el cerebro estos impulsos son interpretados y de esta forma es que una persona es capaz de escuchar.

1.2. El sistema auditivo.

Es el sistema encargado de transformar las ondas sonoras en impulsos eléctricos. El sistema auditivo está constituido de tres etapas, el oído externo, el oído medio, y el oído interno. Cada una de estas etapas consta de varias partes que trabajan en conjunto. La figura 1.1 muestra un esquema donde se aprecia el sistema auditivo y sus partes.

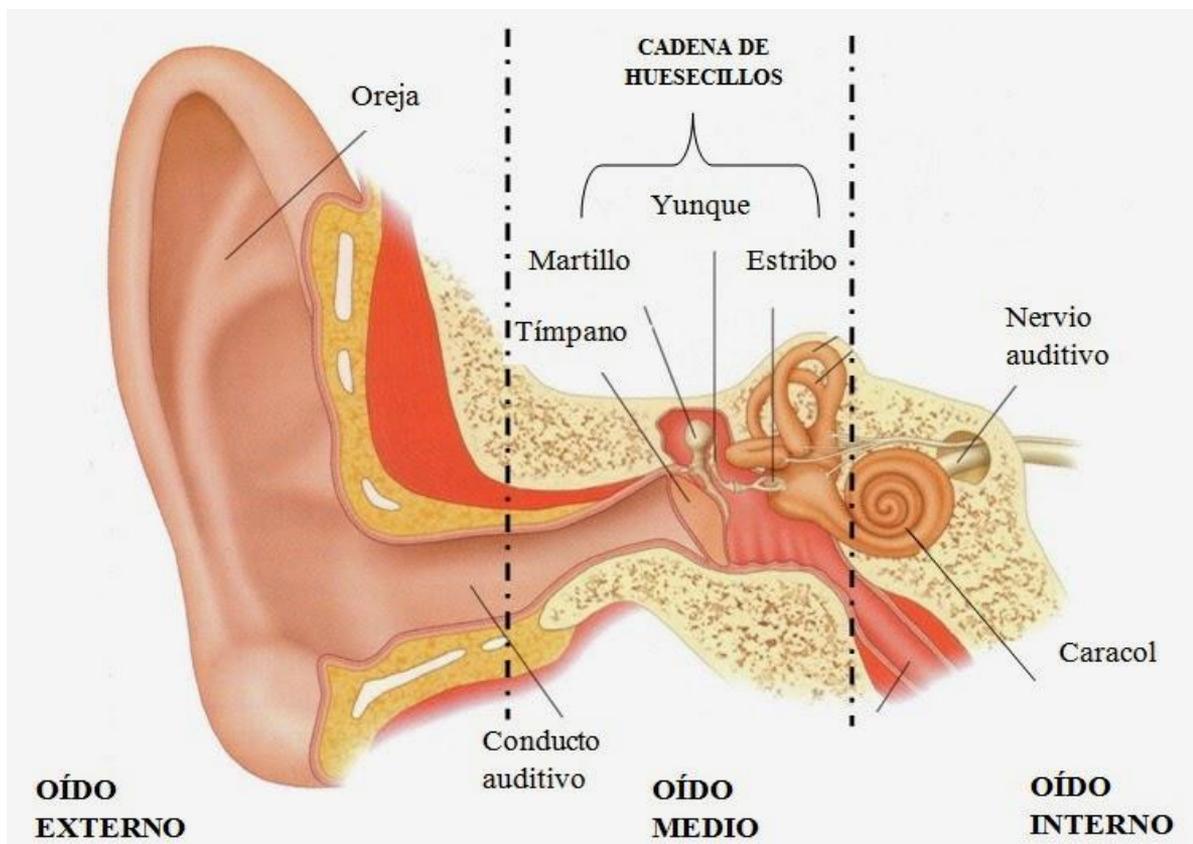


Figura 1.1. El sistema auditivo y sus partes.

El proceso que realiza el sistema auditivo para la recepción del sonido es el siguiente. Comenzando con el oído externo, que está constituido por el pabellón auditivo u oreja, el canal auditivo y el tímpano, la onda de sonido llega a la oreja cuya función es dirigir las ondas hacia el interior del conducto auditivo aumentando la presión debido a que el área transversal del conducto auditivo se hace más pequeña. Después de recorrer el conducto auditivo, la onda llega al tímpano, que es una membrana cuya función es moverse con la misma amplitud y frecuencia que la onda sonora. En este punto termina el oído externo y comienza el oído medio. El oído medio está constituido por una serie de huesos llamados martillo, yunque y estribo que se encargan de conducir el movimiento del tímpano hacia el oído interno. Después de llegar al tímpano la onda de presión sonora es convertida en una onda mecánica debido a la libertad que tiene el tímpano para moverse, esta onda se transmite primero a través del martillo, luego pasa por el yunque y finalmente llega al estribo que se encarga de transferir la energía de la onda mecánica generando movimiento en la ventana oval. En este punto termina el oído medio y comienza el oído interno. El oído interno está conformado por diferentes partes, la primera es la ventana oval que es una membrana que se encuentra unida al estribo y se encarga de aislar el oído medio del oído interno. Otro órgano importante es la cóclea o caracol, que es un conducto en forma de tubo enrollado que está lleno de fluidos llamados endolinfa y perilinfa, éstos fluidos tiene varias funciones entre las cuales se encuentran el control del equilibrio y la transmisión de las ondas mecánicas hacia las terminales nerviosas ver figura 1.2.

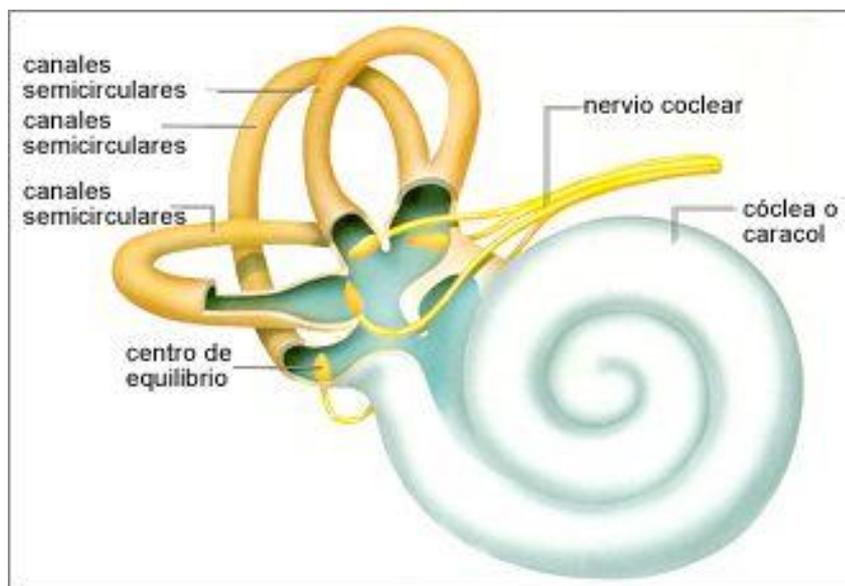


Figura 1.2. Cóclea o caracol.

En el interior de la cóclea se encuentra el órgano de Corti (figura 1.3.), este órgano está situado sobre la fibra basilar y tiene la tarea de convertir las ondas mecánicas en impulsos eléctricos. Cuando una onda llega a la membrana tectorial a través de los fluidos endolinfa

y perilinfa se genera un movimiento el cual provoca que las células ciliadas sean activadas, dichas células son sensitivas al movimiento de la membrana tectorial y tienen la tarea específica de convertir dicho movimiento en impulsos eléctricos que después son enviados al cerebro a través del nervio coclear.

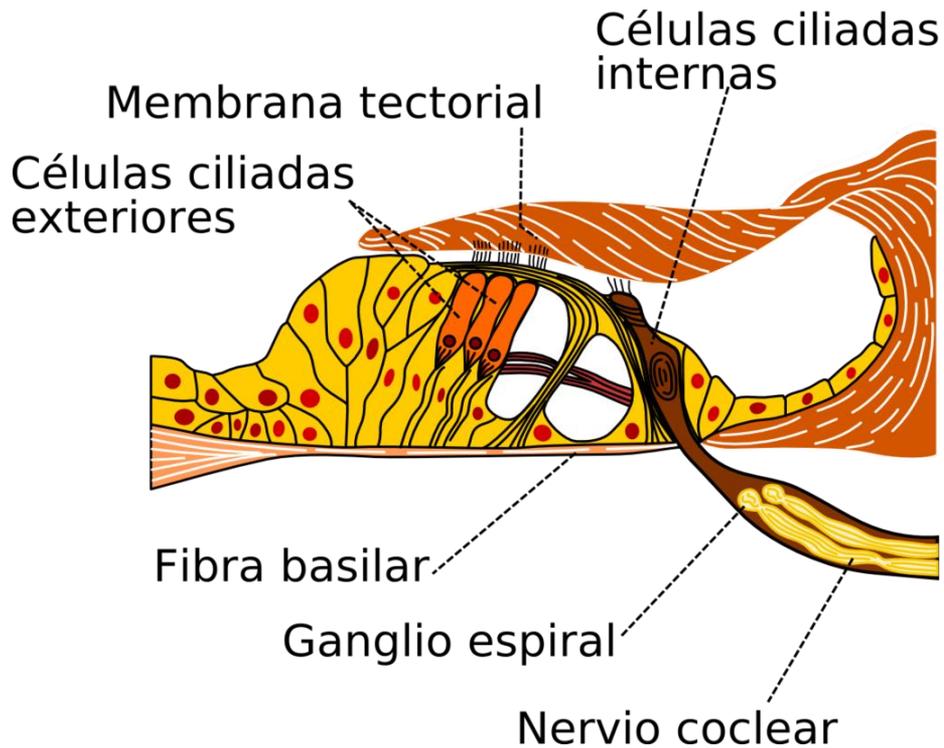


Figura 1.3. Órgano de Corti.

Otra función importante de la cóclea es que debido a su forma es capaz de distinguir entre ciertos intervalos de frecuencias haciendo posible discriminar frecuencias que no necesitan ser procesadas por el cerebro, esto es posible gracias que a lo largo de la trayectoria de la cóclea el conducto se hace más estrecho, como una especie de cono. Se sabe que la frecuencia de resonancia de un cuerpo depende de sus dimensiones, de este modo es posible saber que las frecuencias que son captadas en el inicio de la cóclea son las frecuencias agudas entre 15 kHz y 20kHz en una persona joven y mientras se avanza por el conducto éste se hace más estrecho y su frecuencia de resonancia se hace más baja hasta llegar al extremo de la cóclea cuya frecuencia de resonancia es aproximadamente 20Hz ver figura 1.4. Es así que el intervalo de frecuencias que el oído humano es capaz de procesar es de 20Hz a 20kHz.

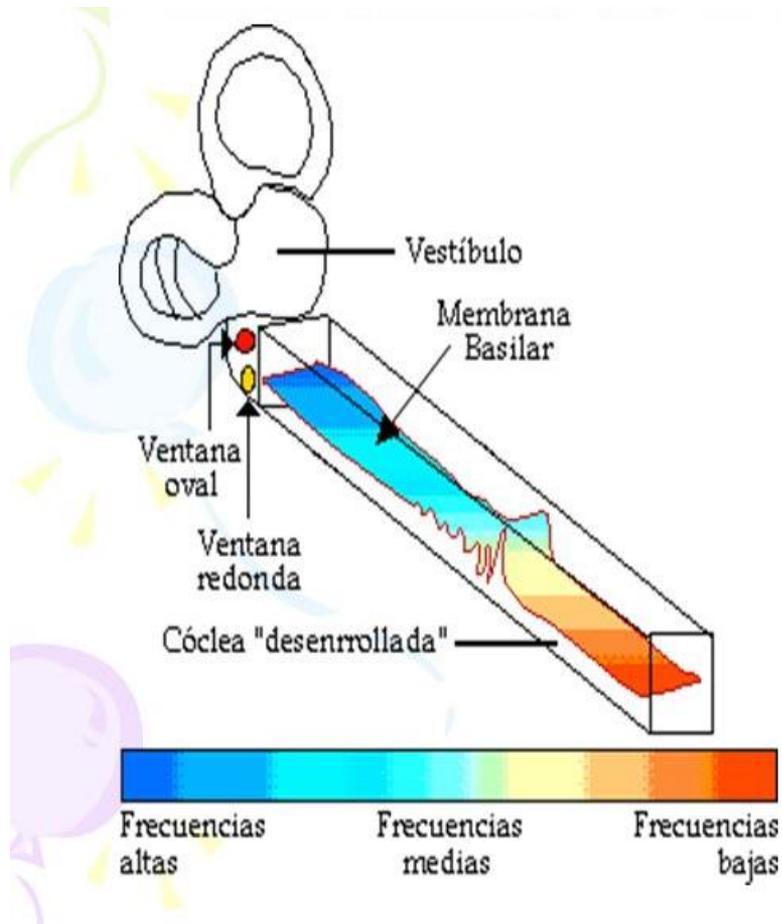


Figura 1.4. Debido a su forma, diferentes partes de la membrana basilar vibran con diferentes frecuencias. En la imagen se aprecia que las frecuencias altas del orden de 20 kHz se encuentran en la entrada de la cóclea, mientras que las frecuencias bajas del orden de 20 Hz se encuentran en el extremo opuesto.

Ahora que ya se tiene una idea clara de cómo es que el sistema auditivo funciona, es necesario analizar cuáles son los factores que causan un mal funcionamiento en el sistema, con el fin de saber si es posible dar solución a estos problemas con la aplicación del dispositivo que en este texto se describe. Ahora bien, en este escrito no se profundiza acerca de las patologías del sistema auditivo, sólo se mencionan a grandes rasgos los tipos de sordera que existen con el propósito de tener una clara noción del campo de aplicación del proyecto.

1.3. La sordera.

La sordera es la pérdida total o parcial del sentido del oído y es debida al mal funcionamiento de una o varias de las secciones que conforman el sistema auditivo, puede ser unilateral (sólo un oído) o bilateral (los dos oídos).

Se le llama hipoacusia a la pérdida parcial de la capacidad auditiva, ya sea unilateral o bilateral, en este caso las personas que padecen de hipoacusia son capaces de escuchar con ayuda de audífonos y aparatos auditivos, por otro lado, la cofosis es la pérdida total de la audición en uno o ambos oídos, en este caso la solución más efectiva es un implante de cóclea que debe ser diseñado para cada persona según su padecimiento específico.

Con base en información proporcionada por la OMS (Organización Mundial de la Salud), es posible hacer una clasificación de los diferentes factores que influyen en el desarrollo de sordera.

Causa:

- Genética o hereditaria.
- Adquirida.

Edad a la que Apareció:

- Congénita - presente desde el nacimiento.
- Adquirida – presente después de los 7 meses de edad.

El tipo:

Neurosensorial – afectación del oído interno (órgano de corti, ventana oval) o en el nervio auditivo.

Conductiva – afectación en el oído externo (pabellón auricular, canal auditivo, membrana timpánica) o medio (martillo, yunque, estribo).

La severidad:

- Leve – pérdida de 21dB - 40dB.
- Moderada – pérdida de 41dB - 71dB.
- Grave – pérdida de 71dB – 90dB.
- Profunda o anacusia – pérdida de 100dB.

Oído en que está la afectación:

- Unilateral – cuando sólo se presenta la afectación en un oído.
- Bilateral – la afectación está en ambos oídos.

Momento de desarrollo del lenguaje:

- Prelocutiva o prelingual – antes del desarrollo del lenguaje.
- Poslocutiva o poslingual – después de desarrollar el lenguaje.

En relación con la educación:

- Hipoacúsicos – presentan dificultad para escuchar, pero suelen auxiliarse de una prótesis, pueden adquirir el lenguaje vía oral.
- Profundos – audición disfuncional, no pueden adquirir el lenguaje vía oral.

En relación con el entorno comunicativo familiar:

- Con padres oyentes.
- Con padres con sordera.

De acuerdo con estudios de la OMS realizados en el año 2015, las causas de la sordera pueden ser de origen hereditario, o adquiridas.

Entre las causas de origen hereditario se incluyen factores como los genes autosómicos recesivos, que dan paso a los siguientes síndromes:

- Síndrome de Usher. Sordera congénita presente desde la segunda década de vida. La persona también desarrolla retinitis pigmentaria (lo que afecta la capacidad de la retina para responder a la luz), ocasionando ceguera.
- Síndrome de Pendred. La persona presenta sordera congénita profunda, asociada a la disfunción vestibular bocio tiroideo (aumento de la tiroides).
- Síndrome de Jervell y Lange-Nielsen. Las personas desarrollan sordera congénita y presentan episodios de síncope (desmayo), arritmias y muerte súbita.

Dentro de los padecimientos ocasionados por genes autosómicos dominantes se incluyen:

- Síndrome de Waardenburg (SW). Las personas presentan grados variables de sordera sensorio – neural, albinismo parcial, sinofris (falta de separación entre cejas), puente nasal ancho y alto con hipoplasia (desarrollo incompleto) de las fosas nasales y dilatación del acueducto vestibular.
- Síndrome branquio oto renal (SBOR). Las personas presentan sordera conductiva, sensorio neural o mixta, malformaciones en el oído como foseas o papilomas preauriculares, y displasia (anomalía en el desarrollo de un tejido) renal, también

dilatación del acueducto vestibular sin síntomas vertiginosos, así como alteraciones en las vías urinarias.

Ahora bien, la sordera adquirida es causada por:

- Complicaciones durante el embarazo o el parto, como anoxia (falta de aire), uso de fórceps, etc.
- Infecciones durante el embarazo, como:
 - Rubeola.
 - Sífilis.
 - Anginas.
 - Tosferina.
 - Sarampión.
 - Herpes.
 - Viruela.
 - Paperas.
- Uso inadecuado de medicamentos ototóxicos durante el embarazo como:
 - Aminoglucólisis.
 - Citotóxicos.
 - Antipalúdicos.
 - Diuréticos.
- Exposición prolongada a ruidos altos (mayores a 60dB).
- Uso inadecuado de auriculares.
- Pérdida natural de las células ciliadas con el paso del tiempo.
- Uso inadecuado de cotonetes o hisopos, ocasionando rotura del tímpano.
- Obstrucción del canal auditivo por exceso de cerumen.
- Objetos introducidos en el oído.

Toda la información recién presentada sobre los tipos de sordera fue obtenida de la tesis de licenciatura de Deni Reyes Perez, licenciada en psicología egresada de la Facultad de

Psicología de la Universidad Nacional Autónoma de México, titulada “Psicología y Música: la piel como sistema de recepción del sonido en personas con sordera.”, en la cual, se presenta información útil sobre estudios científicos que se han realizado en busca de formas alternativas de escuchar para las personas con sordera. En este trabajo se hace énfasis en la capacidad de la piel para percibir vibraciones e interpretarlas como sonido, además se hace una recopilación detallada (estado del arte) de estudios científicos, investigaciones, artículos publicados, y experimentos que se han realizado con el fin de obtener conocimiento sobre este tema en particular y así desarrollar tecnología que ayude a las personas con sordera a comunicarse con el resto de la sociedad. Si el lector de este texto desea más información al respecto se recomienda consultar la tesis. En ella se plantean varios prototipos que se han desarrollado con la intención de transmitir el sonido a través de la vibración, entre ellas la conducción ósea, que es el principio en el cual se basa este proyecto.

1.4. Conducción ósea.

La conducción ósea puede definirse como la propagación de ondas sonoras a través de los huesos del cráneo, las ondas mecánicas se propagan a través del hueso y lleguen directamente al oído interno sin pasar por el oído externo y el oído medio. Es una manera de escuchar a través de vibraciones. Este fenómeno ha sido estudiado desde el siglo XVIII, una de las primeras personas en utilizarlo fue el famoso pianista y compositor Ludwig Van Beethoven (1770 – 1827), quien después de perder el oído por una enfermedad llamada otosclerosis continuó componiendo música, pero de una manera diferente, él escuchaba la música a través de la vibración que sentía en su mandíbula al morder una varilla que el mismo fijó a su piano. Las vibraciones se propagaban desde su mandíbula hasta el cráneo y luego hasta su oído interno, de esta manera a Beethoven encontró una nueva manera de escuchar a través de la vibración. La figura 1.5 muestra el proceso por el cual es posible escuchar a través del cráneo.

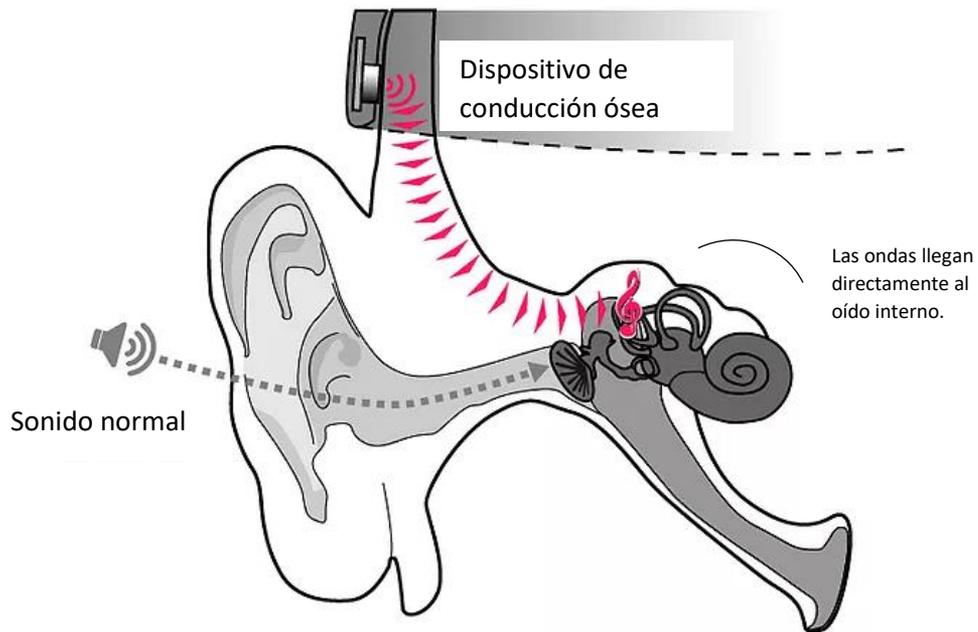


Figura 1.5. Las vibraciones se transmiten a través de los huesos del cráneo hasta llegar al oído interno.

Desde entonces se han realizado numerosos estudios relacionados con el tema y se han encontrado un gran número de aplicaciones para esta cualidad del sistema auditivo, una de ellas es un implante auditivo que consiste en un receptor de titanio, que se muestra en la figura 1.6., este dispositivo se fija al cráneo detrás de la oreja y genera vibración igual a la señal de audio que recibe, que se transmite vía ósea hasta el oído interno. Este dispositivo es una ayuda para personas con sordera y es empleado frecuentemente.



Figura 1.6. Implante auditivo de conducción ósea.

Este principio, además de tener aplicaciones en el ámbito médico, tiene aplicación en el ámbito militar ya que es una herramienta que permite a los soldados tener un canal de comunicación con su equipo y a su vez estar alertas de cualquier sonido que se pueda presentar en el campo de batalla ya que, al estar fijo en el cráneo, el dispositivo no bloquea la entrada del oído y de este modo es posible contar con dos canales auditivos, además, su tamaño es pequeño y puede considerarse muy discreto a la vista.

Otra aplicación útil para este tipo de dispositivos es la comunicación bajo el agua, gracias a la conducción ósea es posible tener los oídos completamente bloqueados y mantener un canal de comunicación al estar bajo el agua.

Más recientemente se ha desarrollado tecnología de este tipo enfocada al deporte, muchos ciclistas y corredores tienen el hábito de escuchar música mientras realizan sus entrenamientos y al bloquear sus oídos con audífonos convencionales pierden la noción de su entorno y esto puede resultar peligroso. Los audífonos de conducción ósea permiten escuchar música sin tener que bloquear los oídos con audífonos convencionales, dando a los deportistas la oportunidad de escuchar música y a su vez estar conscientes de su entorno, lo cual hace el deporte menos peligroso. La figura 1.7 muestra unos audífonos de conducción ósea comerciales.



Figura 1.7. Audífonos de conducción ósea.

Ahora bien, se ha demostrado que el principio de conducción ósea es una herramienta aplicable para tratar distintos tipos de sordera. Como se explicó anteriormente, hay muchos tipos de sordera y cada uno es debido a diferentes causas, en este punto es necesario hacer un análisis para identificar qué tipos de sordera son tratables con el principio de conducción ósea.

Basados en la investigación realizada es posible saber que este principio es aplicable a todos los padecimientos que están relacionados con sordera conductiva, es decir, cualquier padecimiento que afecte al oído externo y al oído medio ya que, como se explicó anteriormente, las ondas mecánicas se transmiten a través de los huesos del cráneo sin pasar por el oído externo y medio.

Este principio también es aplicable para casos especiales de sordera neurosensorial (daños en el oído interno), por ejemplo, si una persona tiene dañado el oído interno solo de un lado o posee por lo menos una cóclea funcionando, aunque no sea al cien por ciento de su capacidad, es posible aplicar el principio de la conducción ósea como una ayuda para que esta persona pueda escuchar. Por otro lado, cabe aclarar que, si la persona presenta sordera neurosensorial total en ambos oídos, el principio de conducción ósea no es aplicable para dar solución a ese problema, en este caso lo más recomendable es un implante coclear.

Ahora que se tiene la información necesaria, es momento de proceder al diseño del dispositivo.

1.5. Planteamiento del dispositivo

Se requiere que el dispositivo sea capaz de convertir señales de audio en vibración. Para ello se plantea el dispositivo en los siguientes tres bloques:

Bloque de entrada. Esta etapa está constituida de tres partes, cada una de ellas se encarga de la recepción de una señal de audio en específico, estas partes son:

- Micrófono de condensador. Esta parte de la entrada se tiene la función de recibir el sonido de la voz humana o de algún instrumento musical acústico y convertirla en una señal eléctrica que posteriormente será amplificada y después procesada.
- Instrumento musical. Esta parte consta de un conector jack de 6.5mm en el cual se conecta un instrumento musical, esta etapa no necesita amplificarse ya que el nivel de voltaje que manejan los instrumentos musicales se encuentra en un nivel estándar establecido llamado voltaje de línea, del cual se habla más adelante.
- Entrada de reproductor de música. Esta parte consiste en un conector jack de 3.5mm en el cual se conecta un reproductor de música como puede ser un teléfono celular, una computadora, etc. La salida de estos reproductores también se está en el nivel de línea.

Bloque de procesamiento. Se trata de dos filtros pasa banda, el primero de ellos es un filtro para señales de voz, el cual está diseñado para bloquear todas las frecuencias que se encuentran fuera del intervalo de 250Hz – 3kHz, el cual es el intervalo de frecuencias que componen la voz humana. Este filtro tiene como propósito eliminar todo el ruido ambiental y sonidos que no se parecen a la voz para que una persona que no está acostumbrada a distinguir palabras le sea más fácil distinguir la voz de otros sonidos. El segundo filtro es un filtro pasa banda cuyo ancho de banda va desde los 20Hz hasta los 20kHz. La función de este filtro es eliminar todas las frecuencias que se encuentran fuera del intervalo de frecuencias audibles del ser humano. Después de estos filtros se encuentra una etapa de amplificación de potencia, con la cual es posible ajustar el nivel de la señal al valor que sea necesario para enviarla a la salida.

Bloque de salida. Este bloque consiste en un transductor electromecánico que convierte la señal eléctrica proveniente de las etapas anteriores en vibración que será transmitida al cráneo de un individuo. Debido a que se trata de una tecnología relativamente nueva, es difícil encontrar matrículas comerciales de este tipo componentes, además debido al poco tiempo que se tiene para la realización del proyecto se ha decidido utilizar un transductor electromecánico proveniente de unos audífonos de conducción ósea comerciales para el primer prototipo, se realiza una caracterización para adaptarlos a el dispositivo que aquí se plantea. Se tiene planeado desarrollar este tipo de transductores posteriormente, aplicándola no solo al cráneo, sino también a diferentes partes del cuerpo ya que está demostrado que la vibración puede recibirse e interpretarse haciendo uso de la piel.

Este proyecto se limita únicamente al uso de audífonos de conducción ósea, pero es preciso decir que una notable mejora en el diseño es agregar un mayor número de transductores y colocarlos en diferentes partes del cuerpo, se ha comprobado mediante estudios y experimentos que es posible distinguir la frecuencia de las vibraciones en diferentes zonas del cuerpo humano.

Capítulo 2

Análisis y Diseño.

Diagrama a Bloques.

A continuación, se muestra el diagrama a bloques del dispositivo.

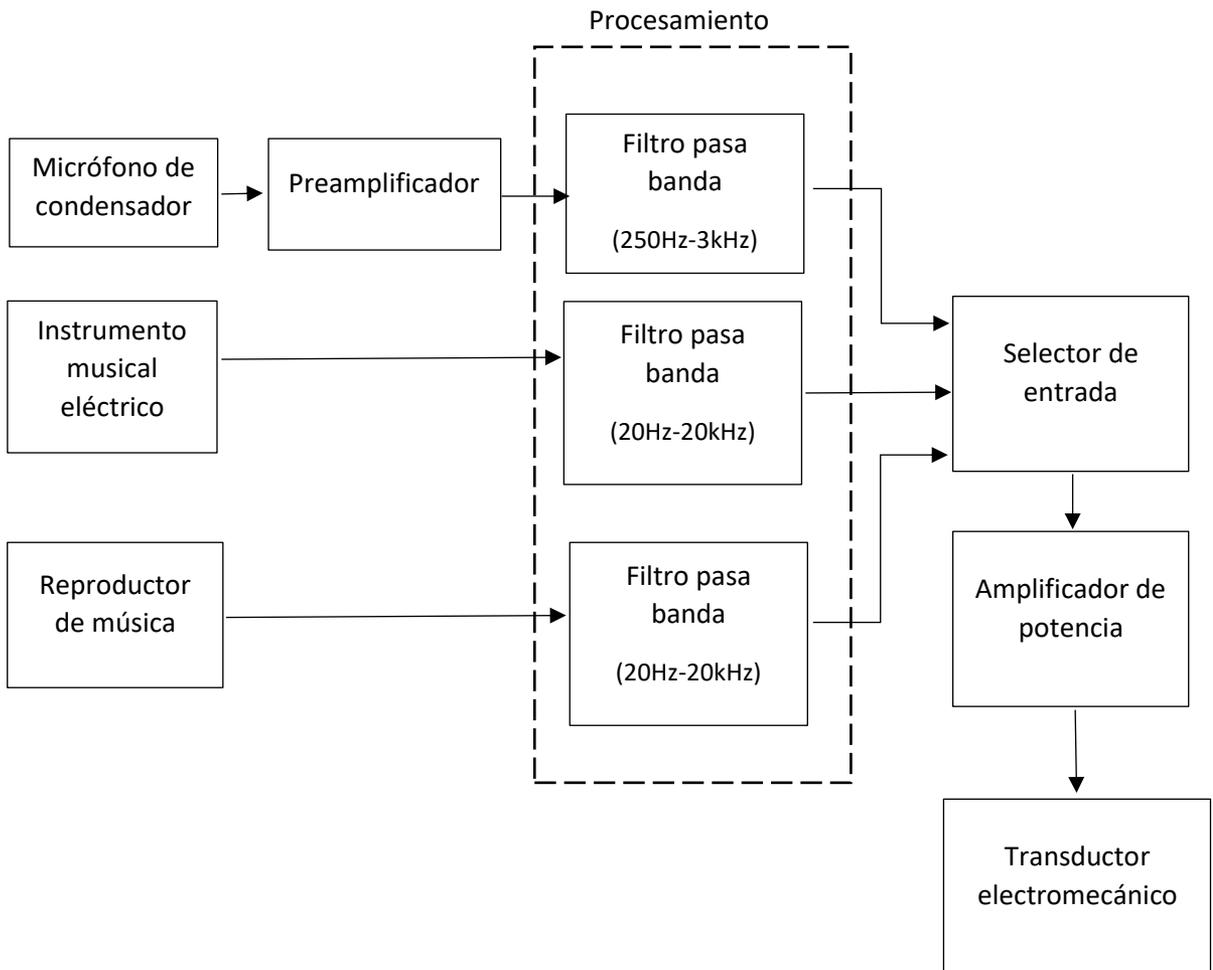


Figura 2.1. Diagrama a bloques del sistema.

2.1. Bloque de entrada.

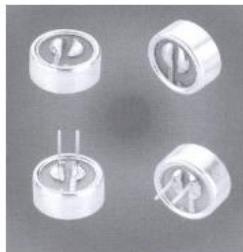
2.1.1. Micrófono de condensador.

Esta parte de la entrada corresponde a un micrófono condensador el cual es capaz de captar señales sonoras provenientes de diferentes fuentes, como son voz, instrumentos musicales, o el sonido presente en el ambiente, por ejemplo, en conciertos de cualquier tipo. La elección de un micrófono de condensador se debe a que, a diferencia de los micrófonos dinámicos (de bobina móvil), tienen una respuesta lineal en las frecuencias por debajo de los 2kHz, como se observa en la figura 2.1.1, lo cual los hace ideales para grabar voz e instrumentos musicales, presenta una impedancia de salida baja, en el orden de los 2 k Ω , lo cual es un parámetro ideal ya que es necesario acoplarlo a una etapa de amplificación mediante el uso de un amplificador operacional, el tamaño del diafragma no está limitado por el hecho de acoplarse a un determinado campo magnético, gracias a su poca masa se diseñan de modo tal que su frecuencia de resonancia se ubica en el extremo alto de la banda de audio, dando una respuesta plana en toda la banda.

Soberton Inc.

EM9445, EM9445P

Omnidirectional Electret Condenser Microphone



Sensitivity	0dB = 1V/Pa. 1KHz
Directivity	Omnidirectional
Impedance	Low Impedance
Current Consumption	Max. 0.5mA
Standard Operation Voltage	4.5V
Sensitivity Reduction	Within -3dB at 1.5V
S/N Ratio	More than 60dB
Sensitivity Range	-36 \pm 2dB, -38 \pm 2dB, -40 \pm 2dB, -42 \pm 2dB, -44 \pm 2dB, -46 \pm 2dB

Figura 2.1.1 Tabla de características del micrófono condensador EM9445 obtenida de la hoja de especificaciones.

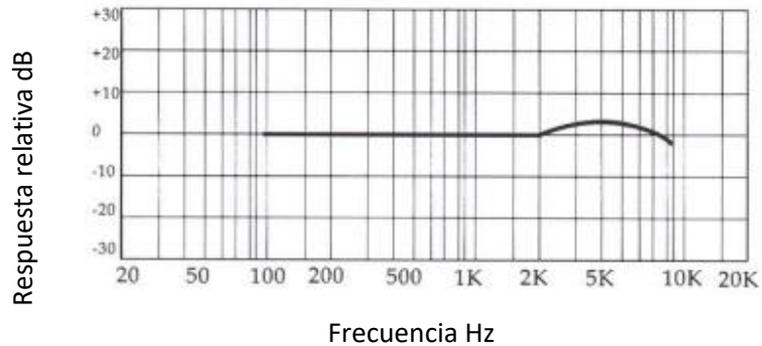


Figura 2.1.2. Respuesta en del micrófono condensador EM9445. Como se puede observar, el micrófono presenta una respuesta plana en el intervalo de 100 a 2kHz y un aumento de ganancia en el intervalo de frecuencias de 2kHz a 10kHz.

Por otro lado, este tipo de micrófonos presenta ciertas desventajas: debido a su gran sensibilidad, si la fuente sonora es alta puede causar distorsión, además, es posible que el funcionamiento del micrófono se vea afectado por las condiciones de humedad y temperatura.

Actualmente el micrófono de condensador se considera el estándar de máxima calidad y, haciendo un análisis en cuanto a ventajas y desventajas se puede concluir que el micrófono de condensador Electret es el dispositivo que mejor se ajusta a las necesidades de este proyecto y por lo tanto es el dispositivo que se emplea.

Funcionamiento y circuito de polarización.

El micrófono de condensador está constituido por dos placas, una de ellas tiene la libertad de moverse mientras que la otra permanece fija, esta placa móvil hace el papel de una membrana que se moverá a la misma frecuencia que las ondas de presión acústica.

Según la ecuación de la capacitancia de un condensador de placas paralelas, ésta varía proporcionalmente con la distancia de separación entre las placas, ver ecuación [2.1.1], de este modo, al variar la capacitancia del condensador la diferencia de potencial entre sus terminales también varía, ver ecuación [2.1.2]. De esta manera es que se convierte una señal acústica en una señal eléctrica.

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad [2.1.1]$$

Donde:

- C: Capacitancia [F].
- ϵ : Permitividad del dieléctrico[F/m].
- A: Área de las placas [m²].
- d: distancia de separación [m].

La capacitancia en un capacitor de placas paralelas es inversamente proporcional a la distancia que las separa.

$$V = \frac{Q}{C} \quad [2.1.2]$$

- V: Voltaje en el capacitor [V].
- Q: Carga del capacitor [C].
- C: Capacitancia [F].

El voltaje en el capacitor es inversamente proporcional a la capacitancia.

Ahora bien, para que exista una variación en la capacitancia y con ello una variación en la diferencia de potencial en las terminales del condensador, es necesario que exista carga en el capacitor, para ello el capacitor debe estar polarizado, es decir, debe estar conectado a una fuente de alimentación de CD para así almacenar carga, la cual genera la diferencia de potencial que varía con el movimiento de la membrana. El circuito de polarización sugerido por la hoja de especificaciones se presenta en la figura 2.1.3.

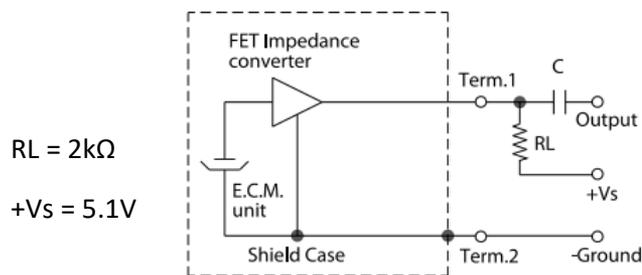


Figura 2.1.3. Diagrama esquemático del circuito de polarización de un micrófono de condensador. Se puede apreciar que todos los elementos dentro de la línea punteada representan a los elementos internos del micrófono. El circuito de polarización consta de una fuente de CD (+Vs), un resistor (RL) y un capacitor de acoplamiento (C). Imagen tomada de la hoja de especificaciones del fabricante.

Preamplificador.

Debido a que el micrófono condensador proporciona bajos niveles de voltaje de señal en su salida, en el orden de 10 milivolts, es necesario añadir una etapa de amplificación con el fin de ajustar los niveles de voltaje de la señal a el voltaje de línea, que es el estándar de voltaje de las señales de audio, se mide en decibeles [dB] y corresponde a una magnitud de -10dBV, lo cual equivale a $0.3162 V_{rms}$ o $0.447 V_p$ para equipos domésticos.

Para lograr este voltaje se proponen varios amplificadores con distintas características con el objetivo de seleccionar el adecuado para la aplicación deseada, en este caso el preamplificador.

El primer diseño que se propone es un preamplificador diseñado con un transistor de unión bipolar del tipo NPN en configuración de realimentación de colector (ver figura 2.1.4.A.) el cual, como se puede apreciar, presenta una respuesta no lineal desde los 0Hz hasta los 10kHz, esto se debe a que los valores de los capacitores no son los adecuados, es posible corregirlos y obtener una respuesta acorde a lo que se necesita para este proyecto. Por otro lado, una desventaja de los preamplificadores construidos con transistores es que pueden tener una impedancia de entrada relativamente baja y eso afecta en la ganancia en voltaje, por tal motivo esta opción es descartada.

En el segundo diseño propuesto se hace uso de un amplificador operacional. Los amplificadores operacionales tienen ciertas características que los diferencian de un amplificador construido con un transistor, entre las cuales destacan su alta impedancia de entrada, la ganancia en lazo abierto, razón de rechazo en modo común, entre otras. Es posible construir un preamplificador para un micrófono con un amplificador operacional en configuración de amplificador inversor, para este caso se utiliza el amplificador operacional TL082, el cual presenta una ganancia en lazo abierto de aproximadamente 150000, su impedancia de entrada es de $10^{12}\Omega$, su razón de rechazo en modo común es de aproximadamente 100dB. Debido a que la salida de este preamplificador se conecta a un filtro para señales de voz (250Hz – 3kHz), basta con que el amplificador operacional posea un ancho de banda suficiente como para amplificar señales de 3kHz con la ganancia suficiente.

En la figura 2.1.4.B. se aprecia el diagrama esquemático y la respuesta en frecuencia y fase del amplificador operacional TL082 como amplificador inversor.

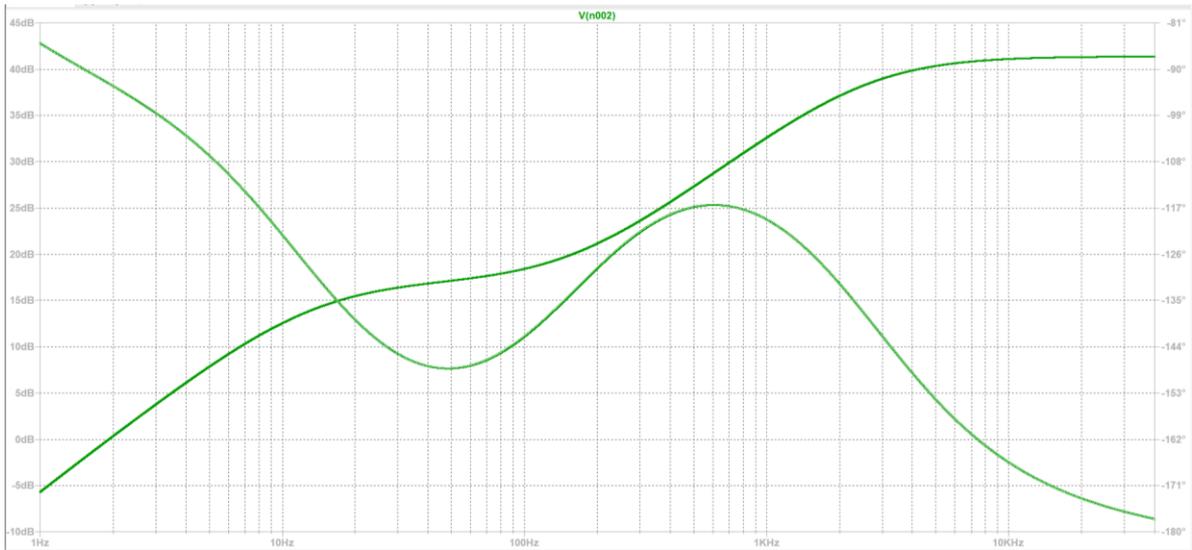
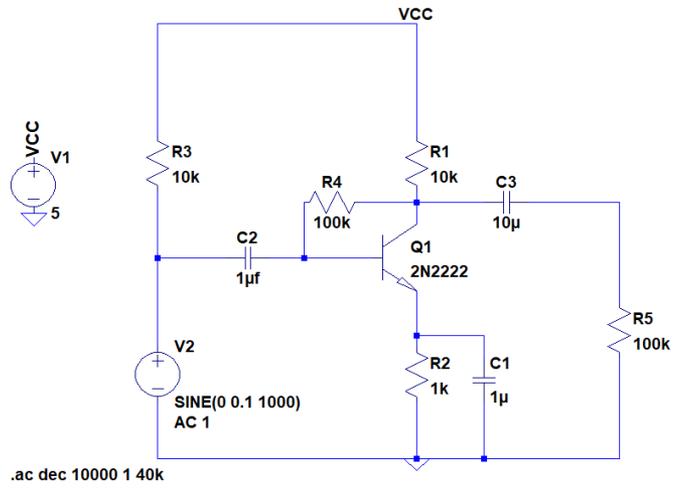


Figura 2.1.4.A. Diagrama esquemático y gráfica de respuesta en frecuencia, amplitud y fase del preamplificador construido con un transistor bipolar.

Respuesta en frecuencia del amplificador operacional.

Ya que la señal que se requiere amplificar es una señal de audio, el dispositivo de entrada constituido por el micrófono de condensador y el preamplificador deben tener una respuesta en frecuencia tal que amplifique las frecuencias comprendidas en el intervalo de 250Hz a 3kHz. En la figura 2.1.5.A. se puede apreciar la hoja de especificaciones del amplificador operacional TL082 la cual indica que este dispositivo posee un ancho de banda de 4MHz. En la figura 2.1.5.B. se presenta una gráfica de ganancia en dB contra frecuencia que muestra una ganancia de aproximadamente 35 (30dB) a una frecuencia de 100 kHz, a 3kHz la ganancia aumenta. Con estos datos se puede concluir que la respuesta en frecuencia de este amplificador operacional cumple con las características requeridas para este proyecto ya que, en el intervalo de los 250Hz a los 3kHz, el amplificador presenta una respuesta lineal, esto implica que no hay distorsión en la señal de salida debida a los cambios en la ganancia a diferentes frecuencias.

AC Electrical Characteristics ⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{Hz}-20\text{ kHz}$ (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	8	13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S = 100\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000\text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total Harmonic Distortion	$A_V = +10$, $R_L = 10\text{k}$, $V_O = 20\text{ V}_p - p$, $\text{BW} = 20\text{ Hz}-20\text{ kHz}$		<0.02		%

Figura 2.1.5A. Sección de la hoja de especificaciones del amplificador operacional TL082, se aprecia que el ancho de banda (GBP) es 4MHz.

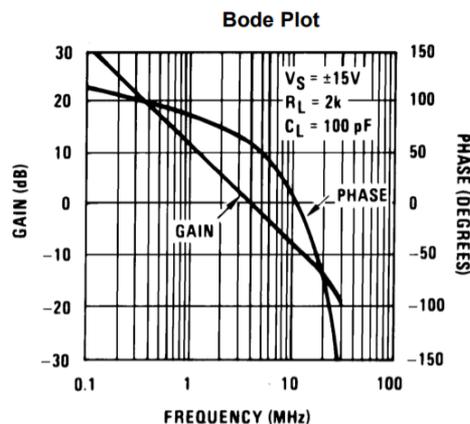


Figura 2.1.5B. Gráfica de ganancia contra frecuencia del amplificador operacional TL082 obtenida de la hoja de especificaciones de Texas Instruments.

Diagrama esquemático y análisis.

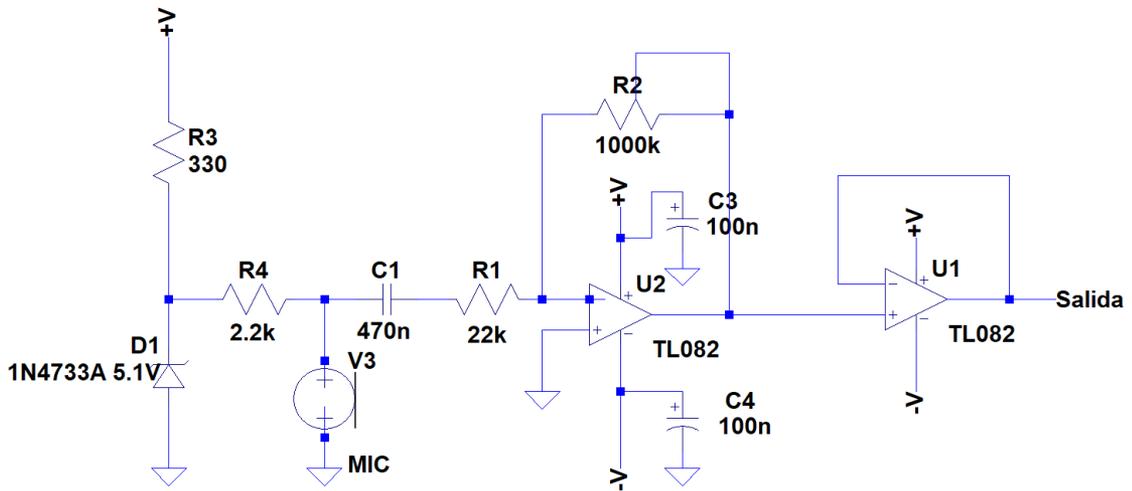


Figura 2.1.6. Diagrama esquemático final del preamplificador. Se trata de un amplificador operacional en configuración inversor.

La figura 2.1.6. muestra el diagrama esquemático final del preamplificador, En el cual se puede observar que la relación entre R1 y R2 determina la ganancia del preamplificador, el diodo Zener D1 actúa como un regulador de voltaje para la alimentación del micrófono, R3 es la resistencia que limita la corriente de operación del diodo Zener, C1 es un capacitor de acoplamiento entre el micrófono y la entrada del preamplificador, C3 y C4 minimizan el ruido de corriente alterna generado por el voltaje de rizo de la fuente de alimentación y por último el amplificador U1 es un amplificador no inversor con ganancia unitaria que tiene la función de acoplar impedancias además de que se encuentra dentro del mismo encapsulado del circuito integrado TL082. Se eligió un encapsulado con dos amplificadores por el hecho de que en los encapsulados con un solo amplificador operacional (TL081) es necesario conectar un potenciómetro y un resistor para el ajuste de offset y con el amplificador TL082 se evita esa conexión.

Diodo Zener.

El diodo D1 tiene la función de regular el voltaje de alimentación de 9V a 5.1V para alimentar el micrófono, se elige este valor debido a que el voltaje de alimentación máximo del micrófono es 10V y si se alimenta con una fuente de 9V es probable que la vida útil del micrófono se vea reducida. El valor de $\pm 9V$ en la fuente de alimentación de los operacionales se elige debido a que se plantea que la fuente de alimentación de todo el circuito se construya con dos baterías de 9 V.

Para el análisis de este regulador se tiene el siguiente circuito:

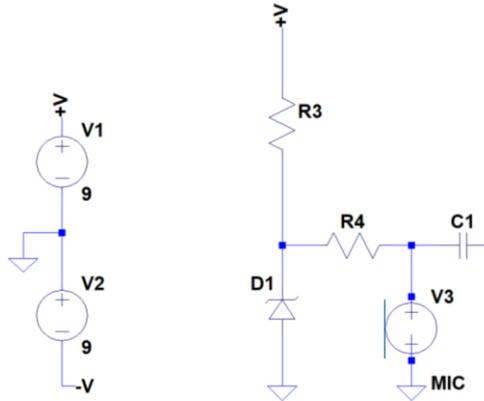


Figura 2.1.7. Diagrama esquemático del circuito regulador de voltaje con diodo Zener.

Con base en la figura anterior se tiene:

$$I_{R3} = I_Z + I_{R4} \quad [2.1.3]$$

Donde:

I_Z : Corriente que pasa por el diodo Zener.

I_{R3} : Corriente en R3.

I_{R4} : Corriente en R4.

Se propone el diodo Zener 1N4733A el cual tiene una potencia máxima $P_D=1W$. Con base en este valor se puede calcular la corriente máxima I_{Zmax} que puede circular por el diodo. V_Z es el voltaje del Zener en inversa.

$$I_{Zmax} = \frac{P_D}{V_Z} \quad [2.1.4.]$$

$$I_{Zmax} = \frac{1W}{5.1V} = 196.07mA$$

Es necesario proponer un valor menor, se propone una $I_Z = 11mA$, observe que tanto C1 como el micrófono son capacitores los cuales pueden verse como un circuito abierto en

corriente directa, por otro lado, en corriente alterna existe un consumo de corriente por parte del micrófono, 0.5mA según la hoja de especificaciones (figura 2.1.1), pero no de C1 debido a que una de sus terminales está conectada a la entrada del preamplificador, que al estar construido con amplificadores operacionales se espera que su impedancia de entrada sea mucho mayor que la del micrófono. Por esta razón la corriente que circulará a través de R4 es de 0.5mA en corriente alterna. De esta forma:

$$I_{R3} = 11mA + 0.5mA = 11.05mA$$

El voltaje en R3 es:

$$V_{R3} = 9V - 5.1V = 3.9V$$

Aplicando la ley de ohm

$$R3 = \frac{V_{R3}}{I_{R3}} = \frac{3.9V}{11.05mA} = 352.94\Omega$$

Valor comercial:

$$R3=330\Omega.$$

El valor del resistor R4 es el sugerido por las hojas de especificaciones del micrófono que es:

$$R4=2.2k\Omega$$

Ganancia en voltaje.

Para esta parte del análisis es necesario obtener la impedancia de entrada y la impedancia de salida. Conociendo la impedancia de entrada es posible calcular el valor del capacitor de acoplamiento C1. Además, es necesario calcular la ganancia en lazo cerrado del amplificador con el fin de que la amplitud de la señal de salida tenga el nivel de voltaje de línea, el cual, como se menciona al inicio de la sección del preamplificador, es de 0.447Vp. Después de realizar mediciones en distintos tipos de instrumentos musicales eléctricos tales como guitarras, teclados, bajos, se puede decir que sus salidas entregan un nivel de voltaje que varía entre 450 y 500mVp. El nivel de voltaje que se elige para el diseño del preamplificador para la señal de voz es 447mVp con el fin de que se iguale al nivel de las otras dos entradas, que son el instrumento musical y el reproductor de música, además, este nivel de salida debe ser modificable, para esto se propone que R2 sea un

potenciómetro. Partiendo del hecho de que el micrófono de condensador entrega una salida de aproximadamente 10mVp para un nivel acústico de -40dB hasta 2dB según la hoja de especificaciones, es necesario que el preamplificador tenga una ganancia en lazo cerrado de 44.7 con el fin de obtener 447mVp en la salida (nivel de voltaje de línea). La ganancia del amplificador operacional en configuración inversor se obtiene de la ecuación [2.1.5].

$$A_{CL} = \frac{R2}{R1} \quad [2.1.5.]$$

Sustituyendo valores:

$$A_{CL} = 44.7$$

$$\frac{R2}{R1} = 44.7$$

$$R2 = 44.7R1$$

La impedancia de entrada del amplificador inversor es R1, se debe elegir un valor que sea mucho mayor, al menos un orden de magnitud, que la impedancia de salida del micrófono, la cual se sabe es 2kΩ, para que el efecto de carga sea mínimo, es decir:

$$R1 \gg 2k\Omega \quad [2.1.6.]$$

$$R1 \geq 20k\Omega$$

Se propone R1=22kΩ.

$$R2 = 44.7(22k\Omega)$$

$$R2 = 983.4k\Omega$$

Se coloca un potenciómetro de $1M\Omega$ en lugar del resistor R2 con el cual es posible modificar la ganancia del preamplificador. De este modo, con valores comerciales:

$$A_{CL} = \frac{1M\Omega}{22k\Omega} = 45.45$$

El resultado obtenido es un valor aceptable ya que el nivel de voltaje de línea es de 447mVp y con una ganancia de 45.5 el preamplificador entrega a la salida un nivel máximo de 455mVp y puede ser regulado hasta 0.0mVp.

La ganancia en decibeles se obtiene de la siguiente expresión:

$$A_{dB} = 20\text{Log}(A_{CL}) \quad [2.1.7.]$$

$$A_{dB} = 20\text{Log}(45.45) = 33.15dB$$

Impedancia de salida.

La impedancia de salida de un amplificador operacional ideal es 0, por esta razón es que no se menciona en las hojas de especificaciones, en este caso la impedancia de salida del preamplificador es despreciada.

Capacitor de acoplamiento.

Para el cálculo del capacitor de acoplamiento (C_1) es necesario saber que éste funciona como un filtro pasa altas, esto quiere decir que permite el paso a frecuencias por encima de una frecuencia de corte inferior (f_1). La ecuación (2.1.8) permite calcular el valor del capacitor requerido para una frecuencia de corte inferior dada.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 Z_{ent}} \quad [2.1.8]$$

Donde:

C_1 : capacitancia [F].

f_1 : frecuencia de corte inferior.

Z_{ent} : Impedancia de entrada del preamplificador.

Sustituyendo valores para una frecuencia de corte inferior de 20Hz:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(20Hz)(22k\Omega)} = 361nF$$

Ajustando a valores comerciales de capacitores, se propone $C_1=470nF$, de este modo la frecuencia de corte del sistema es:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(470 \times 10^{-9}F)(22k\Omega)} = 15Hz$$

Este resultado indica que, con un capacitor de 470nF, la frecuencia de corte inferior es de 15Hz.

Debido a que este análisis se trata del preamplificador del micrófono y no del filtrado de la señal en el intervalo audible, se puede tomar como correcto el valor de 15Hz para la frecuencia de corte inferior. Posteriormente se realiza el análisis para el filtrado de la señal de voz en el intervalo de 250Hz a 3kHz.

De igual manera, los capacitores C_3 y C_4 sirven como filtros, pero en este caso minimizan el ruido de rizo de la fuente de cd, debido a que se desconoce la impedancia de la fuente de alimentación se elige un valor relativamente alto para los capacitores, esto es: $C_3 = C_4 = 100nF$.

$$C_3 = C_4 = 100nF$$

Cabe aclarar que este valor no se decide arbitrariamente, se analizaron diferentes hojas de especificaciones de amplificadores operacionales y en ellas sugieren este valor, además en el libro James M. Fiore, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits Theory and Application", tercera edición, página 125, aparece un diagrama esquemático que sugiere ese valor.

A continuación, se observa el diagrama esquemático final del preamplificador con los valores de sus componentes.

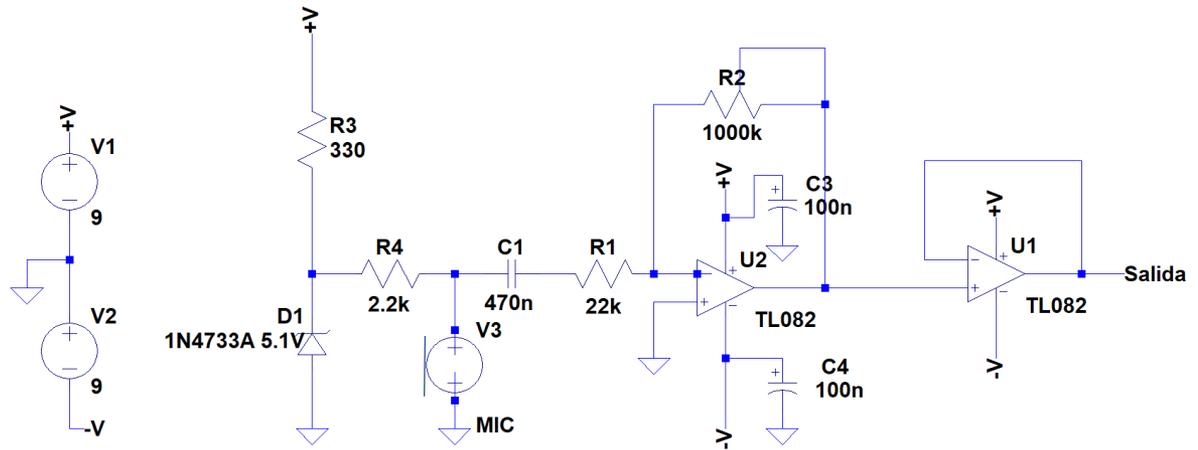


Figura 2.1.8. Diagrama esquemático final del micrófono con el preamplificador.

La salida de esta etapa se conecta posteriormente a la entrada de un filtro para señales de voz, el cual se analiza posteriormente en el bloque de procesamiento.

2.1.2 Entrada de Instrumento musical.

Esta parte del circuito corresponde simplemente a un conector Jack de 6.5mm en el cual se conecta un instrumento musical mediante un cable. En esta parte del circuito no es necesario realizar un acondicionamiento de la señal ya que, según las mediciones realizadas en el laboratorio, una guitarra eléctrica proporciona a su salida un voltaje que se encuentra en el intervalo de 0 a 500mVp, el cual se encuentra dentro del nivel estándar para señales de audio, (nivel de línea), ver figura 2.1.9. Así pues, el instrumento musical se conectará a un filtro pasa banda y posteriormente a un selector.



Figura 2.1.9. Medición de la señal producida por una guitarra eléctrica.

2.1.3. Entrada de reproductor de música.

Para la entrada del reproductor de música se tiene las mismas condiciones que para el instrumento musical, a excepción de que en esta etapa se utiliza un conector Jack de 3mm para la conexión de un cable auxiliar. El nivel de voltaje de salida de un reproductor de música se encuentra en el intervalo de 0 a 450mVp, por lo cual tampoco resulta necesario realizar un acondicionamiento de señal.

2.2. Bloque de procesamiento.

2.2.1 Filtro pasa-banda 20Hz - 20kHz.

Filtros activos de segundo orden.

La siguiente etapa del sistema corresponde a dos filtros pasa banda de segundo orden, los cuales tienen como principal finalidad bloquear todas las frecuencias que se encuentren fuera del intervalo de frecuencias deseado, en este caso el intervalo de frecuencias al que pertenece la voz (250Hz – 3kHz) y el intervalo de frecuencias audibles para el ser humano (20Hz – 20kHz).

El hecho de incluir una etapa de filtrado se debe a que el objetivo principal de este proyecto es reproducir señales de audio y, por tanto, no es necesario que el instrumento reproduzca las frecuencias inaudibles para una persona.

Funcionamiento

Un filtro pasa banda consiste en un elemento que permite el paso de cierta banda de frecuencias y atenúa todas las demás, para este caso se requiere que el filtro permita el paso de la banda de frecuencias audibles para una persona (20Hz-20kHz). Dicha banda de frecuencias se refiere a todas las frecuencias que se encuentran entre la frecuencia de corte inferior y superior. La frecuencia de corte inferior (f_1) es la frecuencia a la cual la amplitud se atenúa 3 dB con respecto a la amplitud de la señal original, dicho de otra manera, es cuando la amplitud de la salida equivale a 0.7071 veces la amplitud máxima. La frecuencia de corte superior (f_2) representa la frecuencia más alta que puede pasar y de igual manera se toma la frecuencia a la cual la amplitud se atenúa 3dB o equivale a 0.7071 veces la amplitud máxima. La Figura 2.2.1 muestra la respuesta en frecuencia de un filtro pasa banda.

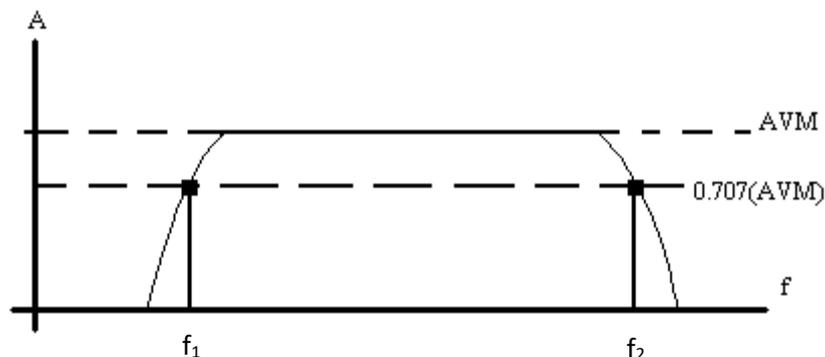


Figura 2.2.1. Respuesta en frecuencia de un filtro pasa banda. La letra A representa la amplitud, la letra f representa la frecuencia, las frecuencias de corte inferior y superior se muestran como f_1 y f_2 respectivamente, AVM es la amplitud de voltaje máxima de salida.

Existen dos tipos de filtros: filtros activos y filtros pasivos. Los filtros pasivos están constituidos sólo por capacitores y resistores y su característica que no es posible obtener un voltaje a la salida mayor que el de la entrada, sino que el voltaje se atenúa con relación a la impedancia de entrada. En los filtros activos se hace uso de capacitores, resistores y amplificadores operacionales, su ventaja es que es posible obtener un voltaje de salida mayor que el de la entrada, esto se logra ajustando la ganancia en lazo cerrado del amplificador.

El orden del filtro se refiere a la cantidad de polos en el denominador de la función de transferencia, mientras mayor sea el orden de un filtro, más abrupta será la atenuación de la ganancia en voltaje después de la frecuencia de corte, en otras palabras, un filtro de orden mayor es de mejor calidad que uno de orden menor ya que la amplitud de la señal de salida se atenúa mucho más rápido al aumentar la frecuencia a diferencia de un filtro de orden menor. En los ecualizadores de equipos profesionales de audio se utilizan filtros de 5 orden ya que es necesario que las frecuencias de corte estén exactamente donde se desea. En este proyecto se hará uso de filtros de segundo orden, debido a que no es necesario que las frecuencias de corte sean tan exactas, además de que por ser el primer prototipo se debe hacer una caracterización del transductor de salida para saber si es necesario aumentar o no el orden del filtro.

Función de transferencia.

La función de transferencia es una ecuación que describe el comportamiento del filtro, se emplea para el análisis de sistemas lineales en este caso filtros, analógicos, digitales o mecánicos. Esta función relaciona la amplitud y la fase de la señal en la salida del sistema con la frecuencia. El tipo de función de transferencia dicta el tipo respuesta que se obtiene y así la clase del filtro, entiéndase por clase del filtro si se trata de un filtro Butterworth, Chebyshev, Bessel, etc.

La clase del filtro determina el orden de este, y también la forma de la banda de transición. El factor de amortiguamiento es un elemento que está ligado a la clase del filtro y está relacionado al factor de calidad Q del filtro. El símbolo para el factor de amortiguamiento es α . La clase del filtro es un factor importante a la hora de determinar la forma de la región de transición (forma de la amplitud contra la frecuencia) y en algunos casos la forma de la banda de paso (intervalo de frecuencias que si pasan por el filtro) o la banda de rechazo (intervalos de frecuencias que no pasan por el filtro). Existen varias clases o arreglos de filtros, a continuación, se presentan los más populares.

Butterworth. Se caracteriza por una respuesta en amplitud y fase moderadas lo que implica una banda de paso suave y un corte agudo, es el filtro más popular, es la única clase de filtro cuya frecuencia de corte es igual a la frecuencia en la cual la amplitud ha caído 3dB.

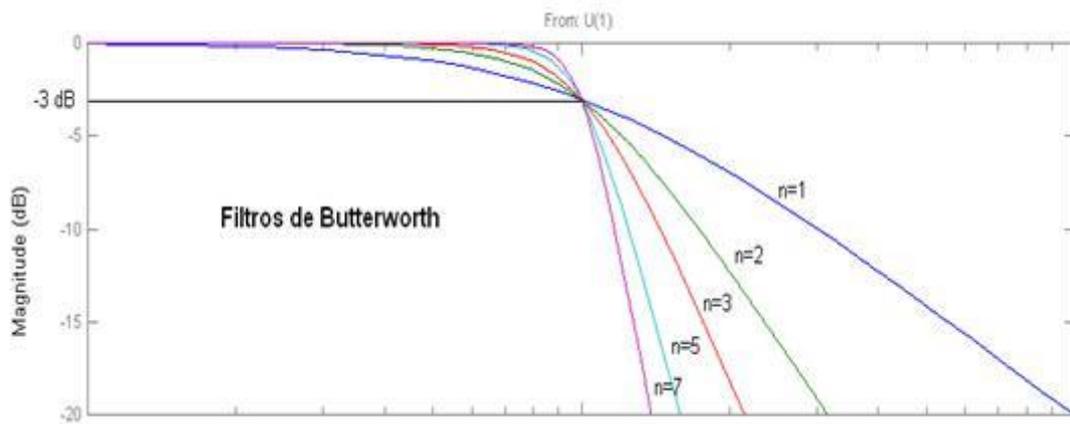


Figura 2.2.2. Gráfica de la región de transición o de un filtro Butterworth con la misma frecuencia de corte y diferente orden, la letra n representa el número de orden.

Chebyshev. Tiene un corte más agudo pero su banda de paso presenta ondulaciones.

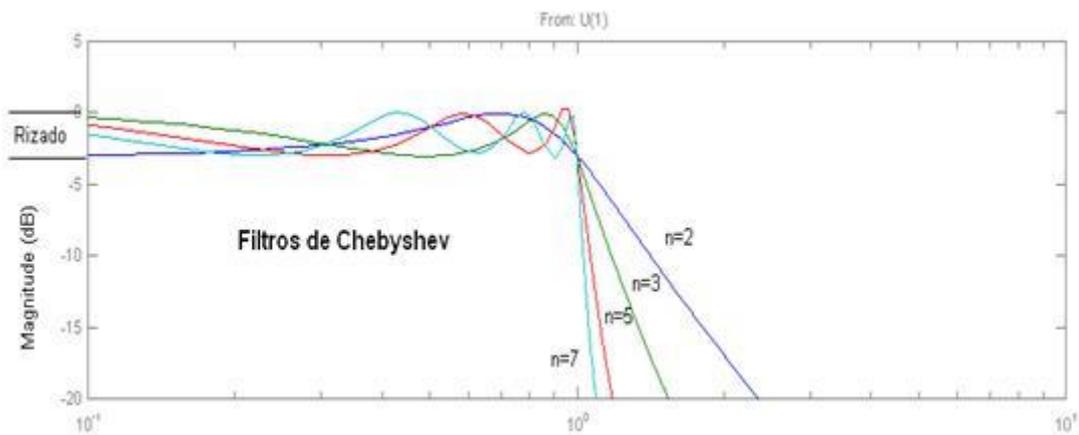


Figura 2.2.3. Gráfica de la región de transición o de un filtro Chebyshev con la misma frecuencia de corte y diferente orden, la letra n representa el número de orden.

Bessel. Es similar al filtro Butterworth en que su banda de paso es suave y no presenta ondulaciones, tiene un corte no tan agudo y presenta una variación de fase constante.

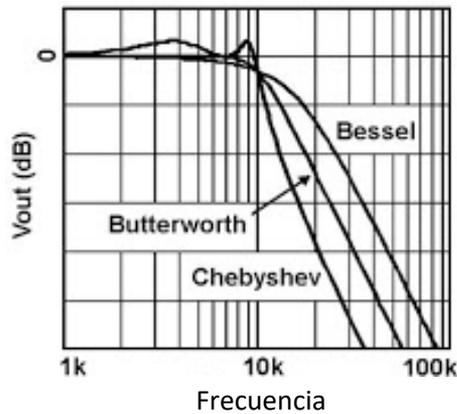


Figura 2.2.4. Grafica comparativa entre filtros Bessel, Butterworth, y Chebyshev cuya frecuencia de corte y orden son iguales, se puede apreciar que el filtro Bessel tiene un corte menos abrupto.

Después de realizar un análisis sobre qué clase de filtro es la ideal para este proyecto se concluye que la mejor opción es un filtro Butterworth de segundo orden ya que este filtro presenta una respuesta sin ondulaciones en la banda de paso y esto implica que no hay distorsión en la señal de salida, además, se elige que sea de segundo orden porque, a diferencia del filtro de primer orden, tiene una caída después de la frecuencia de corte más abrupta lo cual lo hace un filtro de mejor calidad aunque su diseño sea un poco más complejo que el de primer orden. Cabe mencionar que en sistemas de audio profesionales se utilizan filtros de alta calidad hasta de quinto orden. Por ser el primer prototipo no se realizará un filtro de tales características ya que es necesario realizar pruebas para determinar si en verdad es necesario que los filtros sean más selectivos.

Diseño de un filtro pasa banda Butterworth de segundo orden.

El siguiente análisis se basa en el texto: James M Fiore, "Operational amplifiers and linear integrated circuits Theory and Application", 3ª edición, diciembre 2017.

Para el adecuado diseño de un filtro pasa banda, el primer paso es determinar la frecuencia central (f_0), el ancho de banda (BW) y el factor Q del filtro, estos parámetros dependen de las frecuencias de corte superior (f_1) e inferior (f_2).

$$BW = f_2 - f_1 \quad [2.2.1.]$$

$$BW = 20\text{kHz} - 20\text{Hz}$$

$$BW = 19980\text{Hz}$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

$$f_0 = \sqrt{(20kHz)(20Hz)} \quad [2.2.2.]$$

$$f_0 = 632.45Hz$$

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

$$Q = \frac{632.45Hz}{19980Hz} \quad [2.2.3.]$$

$$Q = 0.0316$$

Existen tres criterios para el diseño de filtros pasa banda que tienen que ver directamente con el factor Q del filtro. Si el valor del factor Q del filtro se encuentra entre 0 y 1, es preferible realizar el filtro con la conexión en cascada de un filtro pasa bajas con uno pasa altas, para filtros con un factor Q mayor existen dos métodos: filtros de realimentación múltiple, para Q mayor a 10 y filtros de estado variable, para Q mayor que 1 y menor que 10.

Con base en lo anterior el diseño del filtro pasa banda se realizará con la conexión en cascada de un filtro pasa bajas de segundo orden, y un filtro pasa altas de segundo orden, de este modo se obtiene un filtro pasa banda de segundo orden.

Filtro pasa bajas de segundo orden.

A continuación, se presenta el esquema general de un filtro de segundo orden, este filtro puede ser pasa bajas o pasa altas, la posición en la red de los componentes resistivos y reactivos determina si se trata de un filtro pasa bajas o pasa altas.

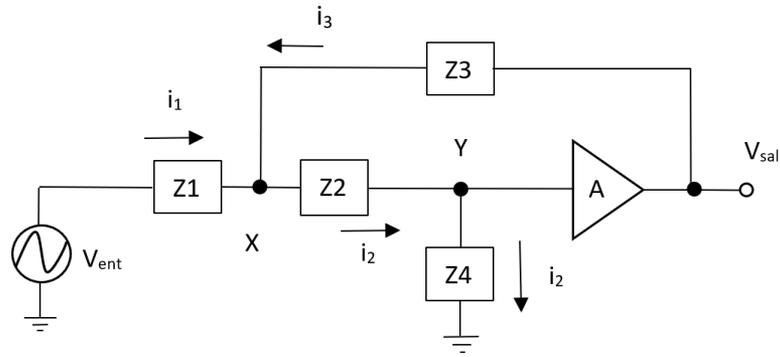


Figura 2.2.5. Diagrama general de un filtro de segundo orden, puede ser pasa bajas o pasa altas.

A partir de aquí se hace el análisis para encontrar la función de transferencia del filtro, para ello es necesario representar el voltaje de salida y de entrada únicamente en términos de impedancias. Para facilitar el análisis supóngase que $V_Y=1$, esto con la intención de que V_{ent} quede en términos de impedancias y V_Y desaparezca ecuación [2.2.4.].

$$V_{sal} = AV_Y = A \quad [2.2.4.]$$

$$i_1 = \frac{V_{ent} - V_X}{Z_1}$$

$$i_2 = \frac{1}{Z_4} \quad [2.2.5.]$$

$$i_3 = \frac{V_{sal} - V_X}{Z_3} = \frac{A - V_X}{Z_3}$$

$$V_X = i_2 Z_2 + V_Y$$

$$V_X = i_2 Z_2 + 1 \quad [2.2.6.]$$

Sustituyendo [2.2.5.] en [2.2.6.].

$$V_X = \frac{Z_2}{Z_4} + 1$$

Por nodos:

$$i_2 = i_1 + i_3$$

Sustituyendo i_1 , i_2 , y i_3 se obtiene:

$$\frac{1}{Z_4} = \frac{V_{ent} - V_X}{Z_1} + \frac{A - V_X}{Z_3}$$

Despejando V_{ent} :

$$\frac{V_{ent} - V_X}{Z_1} = \frac{1}{Z_4} - \frac{A - V_X}{Z_3}$$

$$V_{ent} - V_X = \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1(A - V_X)}{Z_3}$$

$$V_{ent} = \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1(A - V_X)}{Z_3} + V_X$$

Como:

$$V_X = \frac{Z_2}{Z_4} + 1$$

$$V_{ent} = \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1(A - V_X)}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1$$

$$V_{ent} = \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1}{Z_3} \left(A - \frac{Z_2}{Z_4} - 1 \right) + \frac{Z_2}{Z_4} + 1$$

$$V_{ent} = \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1}{Z_3} A + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1$$

$$V_{ent} = \frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3} (1 - A) + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1$$

Como:

$$V_{sal} = A$$

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{A}{\frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3} (1 - A) + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1} \quad [2.2.7.]$$

La ecuación [2.2.7.] es la función de transferencia de un filtro Butterworth de segundo orden. De esta ecuación es posible obtener parámetros que son importantes a la hora de hacer el diseño de un filtro, entre ellos se encuentran la frecuencia de corte (ω_c) y el factor de amortiguamiento (α), los cuales se obtienen más adelante. Ahora bien, como se menciona anteriormente, un filtro activo consta de amplificadores operacionales, capacitores y resistores; en un filtro **pasa bajas** los dos primeros elementos de la red, es decir Z_1 y Z_2 , deben ser resistores y Z_3 y Z_4 deben ser capacitores, mientras que para un filtro **pasa altas**, Z_1 y Z_2 deben ser capacitores y Z_3 y Z_4 resistores.

Así, para un filtro pasa bajas:

$$Z_1 = R_1; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = X_{C1}; \quad Z_4 = X_{C2};$$

Donde:

X_{C1} : Reactancia del capacitor 1.

X_{C2} : Reactancia del capacitor 2.

La reactancia es la oposición de un elemento al flujo de corriente alterna que varía con la frecuencia en un circuito eléctrico y se mide en ohms [Ω], en el caso de los capacitores e inductores este parámetro es conocido como reactancia capacitiva o reactancia inductiva. Es posible obtener una expresión que relacione la reactancia de un capacitor con la frecuencia haciendo uso de la transformada de Laplace, que es la transformación de una función en el dominio de una variable real, en este caso es el tiempo, al dominio de la

variable compleja $s=j\omega$ que representa la frecuencia compleja. De este modo, la reactancia de un capacitor se representa en términos de la frecuencia compleja como:

$$X_C = \frac{1}{sC} = \frac{1}{j\omega C}$$

En la expresión anterior se aprecia que la reactancia de un capacitor es puramente imaginaria debido a que en ella aparece la denotación compleja “j”.

Para el caso de los resistores, debido a que su resistencia se mantiene constante ante cualquier variación en la frecuencia, su impedancia en términos de la variable de Laplace simplemente se representa como R ya que no posee el término “w” que la haga depender de la frecuencia.

De este modo es posible expresar las impedancias del circuito como:

$$Z_1 = R_1; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = \frac{1}{sC_1}; \quad Z_4 = \frac{1}{sC_2};$$

Así:

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{A}{sR_1C_2 + sR_1C_1(1-A) + s^2R_1R_2C_1C_2 + sR_2C_2 + 1}$$

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{A}{s^2R_1R_2C_1C_2 + s(R_1C_2 + R_2C_2 + R_1C_1(1-A)) + 1}$$

El exponente más alto de la variable s determina el número de polos de la función de transferencia y así mismo el orden del filtro, en este caso el exponente más alto de la variable s es 2, por lo tanto, se trata de un filtro de segundo orden.

El siguiente paso es hacer que el coeficiente de s^2 sea 1 esto permite obtener la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{\frac{A}{R_1R_2C_1C_2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_2}(1-A)\right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \quad [2.2.8.]$$

La ecuación anterior es la función de transferencia de un filtro pasa bajas de segundo orden, esta ecuación puede compararse con la ecuación [2.2.9.], que es la forma de respuesta generalizada de cualquier sistema de segundo orden, con el propósito de obtener los parámetros w y α .

$$G(s) = \frac{Aw^2}{s^2 + \alpha ws + w^2} \quad [2.2.9.]$$

Donde:

$G(s)$: Función de transferencia del sistema.

A : Ganancia del sistema.

w : Frecuencia de resonancia en rad/s.

α : Factor de amortiguamiento.

Comparando la ecuación [2.2.8.] con la ecuación [2.2.9.] se obtiene:

$$w^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad [2.2.10.]$$

$$\alpha w = \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} (1 - A) \quad [2.2.11.]$$

Con base en la expresión general de la ecuación [2.2.9.] se pueden obtener expresiones para la magnitud de ganancia contra frecuencia y fase contra frecuencia. Ahora es conveniente normalizar la frecuencia crítica (resonancia) con el propósito de simplificar la deducción de las expresiones de magnitud y fase contra frecuencia y además facilitar el cálculo del valor de los componentes, esta normalización se logra haciendo que $w=1$ rad/s. Cuando se requiera diseñar un filtro cuya frecuencia de corte no sea 1rad/s se debe hacer un preescalamiento de frecuencia, el cual se explica más adelante.

La forma normalizada de la ecuación (2.2.9) es:

$$G(s) = \frac{A}{s^2 + \alpha s + 1} \quad [2.2.12.]$$

Para encontrar la magnitud y fase se sustituye la variable s por jw y se separan parte real y parte imaginaria.

$$G = \frac{A}{(jw)^2 + jaw + 1} = \frac{A}{-w^2 + jaw + 1}$$

$$G = \frac{A}{(1 - w^2) + jaw}$$

Multiplicando por el conjugado.

$$G = \frac{A}{(1 - w^2) + jaw} * \frac{(1 - w^2) - jaw}{(1 - w^2) - jaw}$$

$$G = \frac{A[(1 - w^2) - jaw]}{(1 - w^2) + \alpha^2 w^2}$$

$$G = \frac{A(1 - w^2)}{(1 - w^2) + \alpha^2 w^2} - j \frac{A\alpha w}{(1 - w^2) + \alpha^2 w^2} \quad [2.2.13.]$$

$$|G| = \sqrt{\text{Re}[G(jw)]^2 + \text{Im}[G(jw)]^2}$$

$$|G| = \sqrt{\left(\frac{A(1 - w^2)}{(1 - w^2)^2 + \alpha^2 w^2}\right)^2 + \left(\frac{-A\alpha w}{(1 - w^2)^2 + \alpha^2 w^2}\right)^2}$$

$$|G| = \sqrt{\frac{A^2(1 - w^2)^2}{[(1 - w^2)^2 + \alpha^2 w^2]^2} + \frac{A^2 w^2 \alpha^2}{[(1 - w^2)^2 + \alpha^2 w^2]^2}}$$

$$|G| = \frac{\sqrt{A^2[(1 - w^2)^2 + \alpha^2 w^2]^2}}{[(1 - w^2)^2 + \alpha^2 w^2]^2}$$

$$|G| = \frac{A\sqrt{[(1-w^2)^2 + \alpha^2 w^2]^2}}{[(1-w^2)^2 + \alpha^2 w^2]^2}$$

$$|G| = \frac{A}{\sqrt{(1-w^2)^2 + \alpha^2 w^2}}$$

Desarrollando el binomio al cuadrado.

$$|G| = \frac{A}{\sqrt{1 + w^2(\alpha^2 - 2) + w^4}} \quad [2.2.14.]$$

La ecuación [2.2.12] representa la magnitud de la señal en términos de la frecuencia w , haciendo una gráfica de esta función se puede apreciar la curva representativa de un filtro pasa bajas parecida a la siguiente:

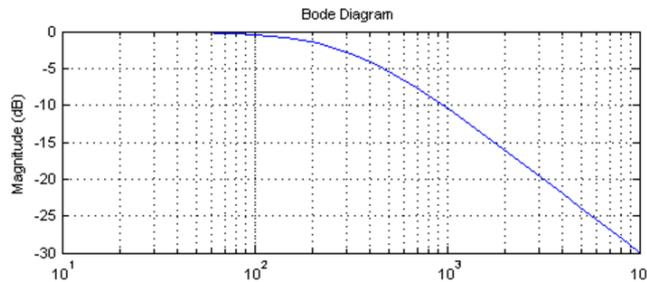


Figura 2.2.6. Curva de Magnitud contra frecuencia que representa la forma de respuesta del filtro. Cabe aclarar que aún no se ha calculado el valor del factor de amortiguamiento (α), por lo que ésta gráfica solo es ilustrativa.

Ahora para encontrar la función que corresponde al desfaseamiento (θ) de la señal se tiene que:

$$\theta = \text{arcTan} \left(\frac{\left(-\frac{A\alpha w}{(1-w^2)^2 + \alpha^2 w^2} \right)}{\left(\frac{A(1-w^2)}{(1-w^2)^2 + \alpha^2 w^2} \right)} \right)$$

$$\theta = \text{arcTan}\left(\frac{-A\alpha w}{A(1-w^2)}\right)$$

$$\theta = \text{arcTan}\left(\frac{-\alpha w}{(1-w^2)}\right) \quad [2.2.15.]$$

Como se puede apreciar, tanto la ecuación [2.2.14] como la ecuación [2.2.15] dependen del factor de amortiguamiento α , el cual es una constante y es diferente para cada tipo y clase de filtros. El cálculo de un valor específico del factor de amortiguamiento no se explica en este texto, pero se puede encontrar en textos especializados en diseño de filtros. A continuación, se presentan tablas con los valores del factor de amortiguamiento para diferentes clases y tipos de filtros. En la figura 2.2.6. se observa que para un filtro Butterworth de segundo orden el factor de amortiguamiento es $1.414 = \sqrt{2}$.

Second-Order Filter Parameters		
Type	α	k_f
Bessel	1.732	1.274
Butterworth	1.414	1.0
1 dB Chebyshev	1.045	0.863
2 dB Chebyshev	0.895	0.852
3 dB Chebyshev	0.767	0.841

$f_c = f_{3\text{ dB}} / k_f$ for high-pass
 $f_c = f_{3\text{ dB}} \cdot k_f$ for low-pass

Figura 2.2.6. Tabla obtenida del libro (James M. Fiore, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits Theory and Application", tercera edición, diciembre de 2017, página 457). En la tabla se aprecian diferentes valores para el factor de amortiguamiento α para filtros Bessel, Butterworth y Chebyshev de segundo orden.

En la figura 2.2.7 se puede observar una tabla donde se encuentran los factores de amortiguamiento para filtros de mayor orden contruidos con la conexión en cascada de filtros de menor orden, recordando que la elección de cómo construir el filtro se basa en el valor del factor de calidad Q del filtro. Esta tabla se encuentra en un texto especializado en diseño de filtros llamado "Don Lancaster, Active Filter Cookbook, segunda edición, 1996".

Third-Order Filter Parameters					
Type	Second-order section		First-order section		
	α	k_f	k_f	k_f	
Bessel	1.447	1.454	1.328		
Butterworth	1.0	1.0	1.0		
1 dB Chebyshev	0.496	0.911	0.452		
2 dB Chebyshev	0.402	0.913	0.322		
3 dB Chebyshev	0.326	0.916	0.299		

*Filter design tools
Parameters for third- through
sixth-order filters
From Lancaster, Don, Active Filter
Cookbook, Second edition,
Newnes 1996. Reprinted with
permission*

Fourth-Order Filter Parameters				
Type	Second-order section		Second-order section	
	α	k_f	α	k_f
Bessel	1.916	1.436	1.241	1.610
Butterworth	1.848	1.0	0.765	1.0
1 dB Chebyshev	1.275	0.502	0.281	0.943
2 dB Chebyshev	1.088	0.466	0.224	0.946
3 dB Chebyshev	0.929	0.443	0.179	0.950

Fifth-Order Filter Parameters					
Type	Second-order section		Second-order section		First-order section
	α	k_f	α	k_f	k_f
Bessel	1.775	1.613	1.091	1.819	1.557
Butterworth	1.618	1.0	0.618	1.0	1.0
1 dB Chebyshev	0.714	0.634	0.180	0.961	0.280
2 dB Chebyshev	0.578	0.624	0.142	0.964	0.223
3 dB Chebyshev	0.468	0.614	0.113	0.967	0.178

Sixth-Order Filter Parameters						
Type	Second-order section		Second-order section		Second-order section	
	α	k_f	α	k_f	α	k_f
Bessel	1.959	1.609	1.636	1.694	0.977	1.910
Butterworth	1.932	1.0	1.414	1.0	0.518	1.0
1 dB Chebyshev	1.314	0.347	0.455	0.733	0.125	0.977
2 dB Chebyshev	1.121	0.321	0.363	0.727	0.0989	0.976
3 dB Chebyshev	0.958	0.298	0.289	0.722	0.0782	0.975

$f_c = f_{3,db} / k_f$ for high-pass $f_c = f_{3,db} \cdot k_f$ for low-pass

Figura 2.2.7. Tabla obtenida del libro Lancaster, Don, "Active filter cookbook", segunda edición, 1996. En la tabla se aprecian diferentes valores para el factor de amortiguamiento α para filtros Bessel, Butterworth y Chebyshev de diferente orden.

Continuando con el análisis, ahora se sabe que el valor de α es $\sqrt{2}$, con base en la figura 2.2.6. Sustituyendo este valor en la ecuación [2.2.14.] se obtiene:

$$|G| = \frac{A}{\sqrt{1 + w^4}}$$

Conocido el valor de α , existen dos maneras de construir el filtro, una de ellas es la versión de componentes iguales y $A \neq 1$, y la otra forma es la de ganancia unitaria $A=1$. Para este diseño se elige la opción de ganancia unitaria ya que la etapa de potencia corresponde a otra parte del circuito y en esa parte se aplica una ganancia.

Ahora bien, partiendo de la ecuación [2.2.10.], y suponiendo que $w=1\text{rad/s}$, se propone que $A=1$, $R_1=R_2=1 \Omega$. Se obtiene la siguiente ecuación:

$$C_1 C_2 = 1$$

Por lo tanto:

$$C_1 = \frac{1}{C_2}$$

Sustituyendo el valor anterior de C_1 en la ecuación [2.2.8] y sabiendo que $A=1$ y $w=1\text{rad/s}$ se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{1}{s^2 + s \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_1} \right) + 1}$$

Como se sabe el segundo término del denominador de la ecuación [2.2.8.] es igual a αw , y sabiendo que $w=1$:

$$\alpha = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_1} = \frac{2}{C_1}$$

$$\boxed{C_1 = \frac{2}{\alpha}}$$

[2.2.16.]

Como:

$$C_1 = \frac{1}{C_2}$$

$$C_2 = \frac{\alpha}{2}$$

[2.2.17.]

Con estas ecuaciones se puede obtener el valor de los capacitores C_1 y C_2 para una frecuencia de corte normalizada a $\omega=1$ rad/s y con $R_1=R_2=1\Omega$, ver figura 2.2.8.

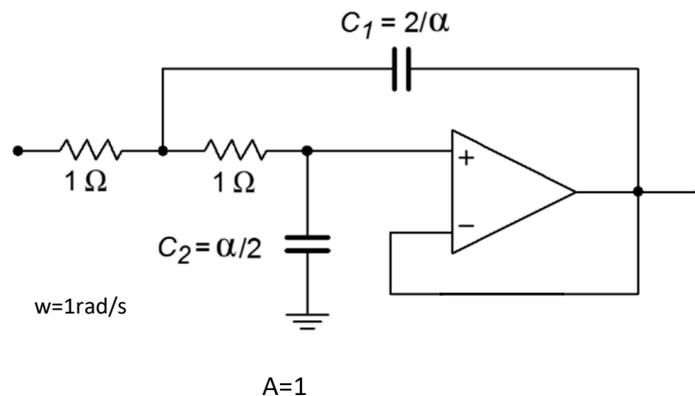


Figura 2.2.8. Diagrama esquemático de filtro pasa bajas de segundo orden. Nótese que la frecuencia de corte de este filtro se encuentra normalizada en 1 rad/s, y los valores de los resistores R_1 y R_2 son 1Ω .

Con el propósito de diseñar filtros cuya frecuencia de corte sea diferente de 1 rad/s es necesario hacer un preescalamiento de frecuencia, esto se logra haciendo que $\omega=2\pi f$, donde f es la frecuencia de corte deseada, además hay que tomar en cuenta que el valor de ω , R_1 y R_2 sigue siendo 1 por lo cual las variables ω y R no aparecen en las ecuaciones [2.2.16.] y [2.2.17.]. Con el fin de hacer un diseño práctico donde el valor de la frecuencia de corte y los resistores sea diferente de 1, estos valores se sustituyen por sus respectivas variables ω y R , de este modo las ecuaciones [2.2.16.] y [2.2.17.] se modifican y quedan de la siguiente forma:

Si, $R_1 = R_2 = R$, $\omega = 2\pi f_c$ y $\alpha = \sqrt{2}$:

$$C_1 = \frac{2}{\alpha \omega_c R} = \frac{2}{\sqrt{2} \omega_c R} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_c R}$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_c R}$$

[2.2.18.]

Donde:

f_c : es la frecuencia de corte del filtro en Hz.

$$C_2 = \frac{\alpha}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2\omega_c R} = \frac{C_1}{2}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{2}$$

[2.2.19.]

Las ecuaciones [2.2.18.] y [2.2.19.] permiten calcular los valores de los componentes para un filtro pasa bajas Butterworth de segundo orden dada su frecuencia de corte, siempre y cuando se proponga el mismo valor de resistencia para R_1 y R_2 .

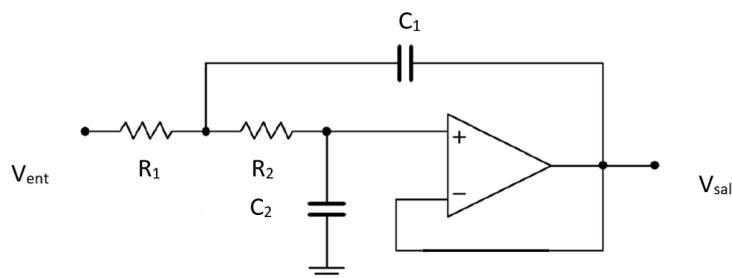


Figura 2.2.9. Diagrama esquemático final del filtro Butterworth pasa bajas de segundo orden para cualquier frecuencia de corte.

Cálculos.

Se requiere un filtro pasa banda cuyas frecuencias de corte inferior y superior sean 20 Hz y 20kHz respectivamente, por esta razón la frecuencia de corte del filtro pasa bajas es 20kHz

Se propone $R=10k\Omega$, de este modo:

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi(20kHz)(10k\Omega)} = 1.12nF$$

Valor comercial:

$$C_1=1nF$$

$$C_2 = \frac{1.12nF}{2} = 0.562nF$$

Valor comercial:

$$C_2 = 0.56nF$$

De este modo el diseño final del circuito se queda en la figura 2.2.10.

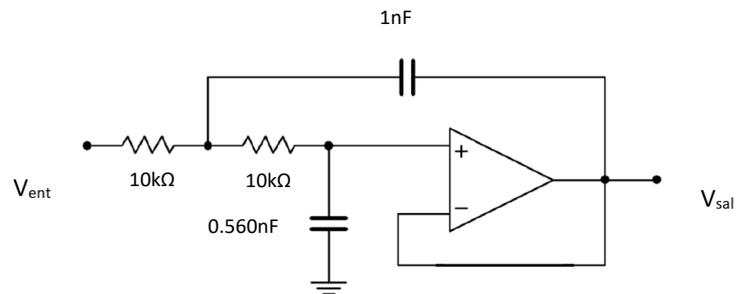


Figura 2.2.10. Diagrama esquemático final del filtro Butterworth pasa bajas de segundo orden con frecuencia de corte $\omega_c=20Hz$.

El siguiente paso es diseñar un filtro pasa altas Butterworth de segundo orden, el cual se conecta en cascada con el filtro pasa bajas para así lograr un filtro pasa banda Butterworth de segundo orden.

Diseño de un filtro pasa altas Butterworth de segundo orden.

Para realizar el análisis de un filtro pasa altas se parte de la función de transferencia de un filtro de segundo orden, que es la ecuación [2.2.7], la cual se demostró anteriormente.

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{A}{\frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3}(1 - A) + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1}$$

La diferencia entre un filtro pasa bajas y un filtro pasa altas es la posición de los componentes reactivos y resistivos. Con base en el diagrama de la figura 2.2.9., para construir un filtro pasa altas, únicamente es necesario intercambiar los componentes resistivos y reactivos, de este modo, Z_1 es ahora la reactancia de un capacitor al igual que Z_2 , así mismo, Z_3 y Z_4 pasan a ser resistores.

De este modo los valores de las impedancias de la ecuación anterior pueden expresarse como:

$$Z_1 = X_{C1}; \quad Z_2 = X_{C2}; \quad Z_3 = R_1; \quad Z_4 = R_2;$$

Considerando:

$$Z_1 = \frac{1}{sC_1}; \quad Z_2 = \frac{1}{sC_2};$$

Sustituyendo los valores de las impedancias en la ecuación (2.2.7):

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{A}{\frac{1}{sR_2C_1} + \frac{1}{sR_1C_1}(1 - A) + \frac{1}{s^2R_1R_2C_1C_2} + \frac{1}{sR_2C_2} + 1}$$

Si se multiplica toda la ecuación por $\frac{s^2}{s^2} = 1$ se obtiene:

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{As^2}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2} + \frac{1}{R_1C_1}(1-A) \right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \quad [2.2.20]$$

Al comparar la ecuación [2.2.20] con la ecuación [2.2.9] se puede observar que:

$$\alpha w_c = \frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2} + \frac{1}{R_1C_1}(1-A); \quad w_c^2 = \frac{1}{R_1R_2C_1C_2};$$

Al igual que para el filtro pasa bajas, existen dos formas de realizar un filtro pasa altas, una de ellas es la versión de componentes iguales y la otra es la versión de ganancia unitaria. En este análisis se elige la versión de ganancia unitaria ya que el filtro pasa bajas diseñado anteriormente tiene las mismas características. Para este caso se tiene:

$$w_c = 1 \text{ rad/s}; \quad C_1 = C_2 = 1F; \quad A = 1;$$

Así:

$$\alpha = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2} = \frac{2}{R_2}$$

$$\boxed{R_2 = \frac{2}{\alpha}} \quad [2.2.21]$$

Como $w=C_1=C_2=1$, de la ecuación:

$$w_c^2 = \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}$$

Se obtiene:

$$R_1R_2C_1C_2 = 1$$

$$R_1 = \frac{1}{R_2}$$

$$R_1 = \frac{\alpha}{2}$$

[2.2.22]

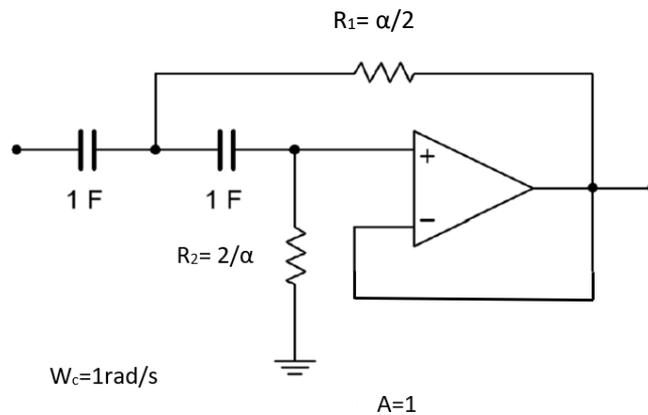


Figura 2.2.11. Diagrama esquemático de un filtro pasa altas de segundo orden con frecuencia normalizada a 1 rad/s.

Como en el caso anterior, si se desea diseñar un filtro cuya frecuencia de corte y valores de capacitores sean diferentes de 1, se procede a realizar un preescalamiento de frecuencia, esto se logra haciendo que $\omega = 2\pi f$, también se debe sustituir el valor de la frecuencia de corte y de los capacitores por su respectiva variable en las ecuaciones [2.2.21.] y [2.2.22.], sabiendo que $\alpha = \sqrt{2}$ se tiene lo siguiente:

Si, $C_1 = C_2 = C$, $\alpha = \sqrt{2}$ y $\omega = 2\pi f$:

$$R_1 = \frac{\alpha}{2\omega_c C} = \frac{\sqrt{2}}{2\omega_c C}$$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{4\pi f_c C}$$

[2.2.23.]

$$R_2 = \frac{2}{\alpha w_c C} = \frac{2}{\sqrt{2} w_c C} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \right) = \frac{2\sqrt{2}}{2 w_c C} = 2R_1$$

$$R_2 = 2R_1$$

[2.2.22]

Las ecuaciones [2.2.23.] y [2.2.24.] son válidas para cualquier filtro pasa altas Butterworth de segundo orden, con ellas se puede calcular el valor que deben tener los resistores R_1 y R_2 , si se propone un valor igual para C_1 y C_2 .

Ahora bien, se requiere diseñar un filtro pasa altas Butterworth de segundo orden cuya frecuencia de corte sea 20Hz. Este filtro se conecta en cascada con un filtro pasa bajas con la intención de construir un filtro pasa banda.

Cálculos:

Se propone $C_1 = C_2 = 1\mu F$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{4\pi(20Hz)(1\mu F)} = 5626.92\Omega$$

Valor comercial:

$$R_1 = 5.6k \Omega$$

$$R_2 = 2R_1 = 2(5626\Omega) = 11235\Omega$$

Valor comercial:

$$R_2 = 12k\Omega$$

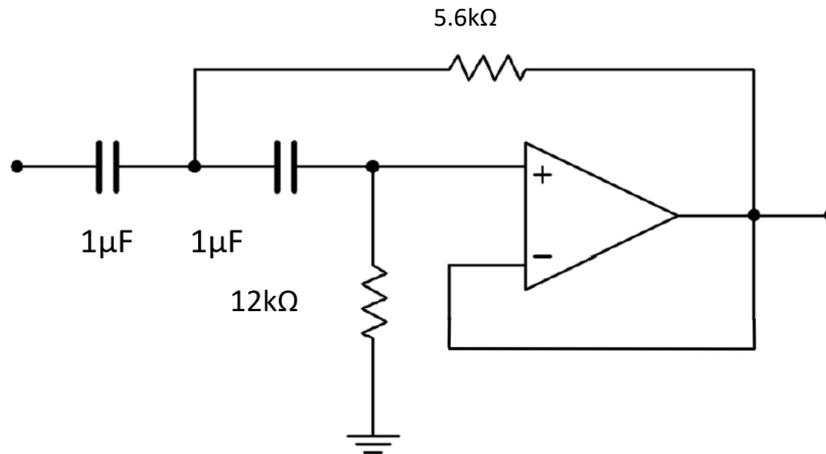


Figura 2.2.12. Diagrama esquemático de un filtro pasa altas Butterworth de segundo orden cuya frecuencia de corte es 20Hz.

El siguiente paso es conectar los filtros en cascada para así obtener un filtro pasa banda.

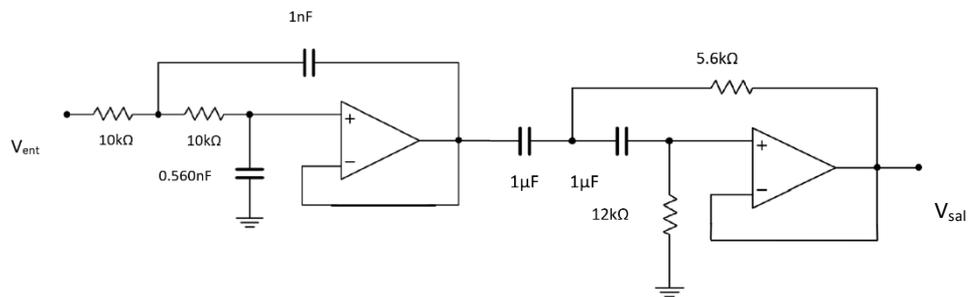


Figura 2.2.13. Diagrama esquemático de un filtro pasa banda Butterworth de segundo orden cuyas frecuencias de corte inferior y superior son 20Hz y 20kHz respectivamente.

2.1.2. Simulación.

A continuación, se presentan los resultados de la simulación de este circuito para lo cual se hace uso del software LTSpiceXVII. Este programa permite realizar diferentes mediciones, entre ellas la respuesta en frecuencia y en fase del filtro. En la figura 2.2.14 se muestra el diagrama esquemático de la simulación.

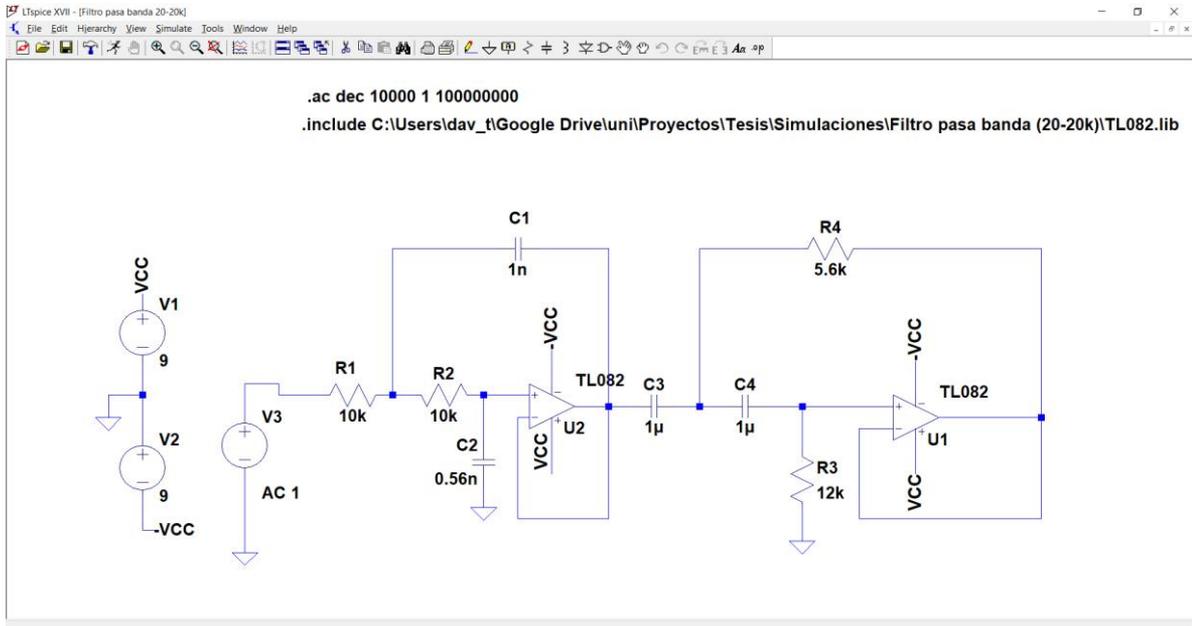


Figura 2.2.14. Diagrama esquemático de la simulación con los valores calculados anteriormente.

Haciendo uso de una herramienta de LTspice que se llama “AC analysis” es posible realizar un barrido de frecuencias para obtener la respuesta de un sistema. Es posible realizar un análisis en AC configurando cuatro opciones, que son: el tipo de barrido, número de puntos por década, frecuencia de inicio y frecuencia de parada. La figura 2.2.15 muestra la configuración seleccionada para el análisis del filtro. De esta forma es posible obtener una gráfica de la respuesta en magnitud y fase contra frecuencia. Dichas gráficas se muestran en la figura 2.2.16.

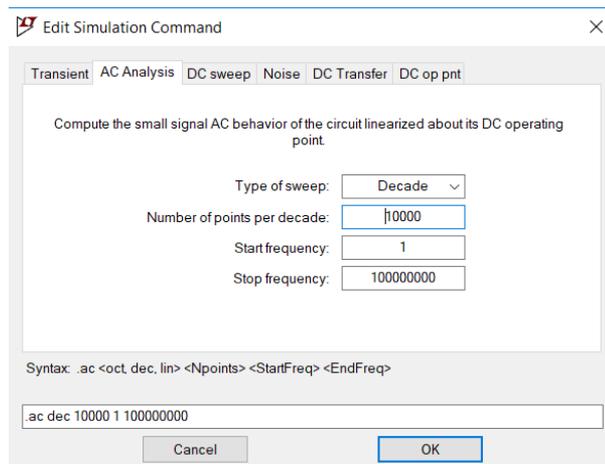


Figura 2.2.15. Configuración del análisis en CA de LTspice.

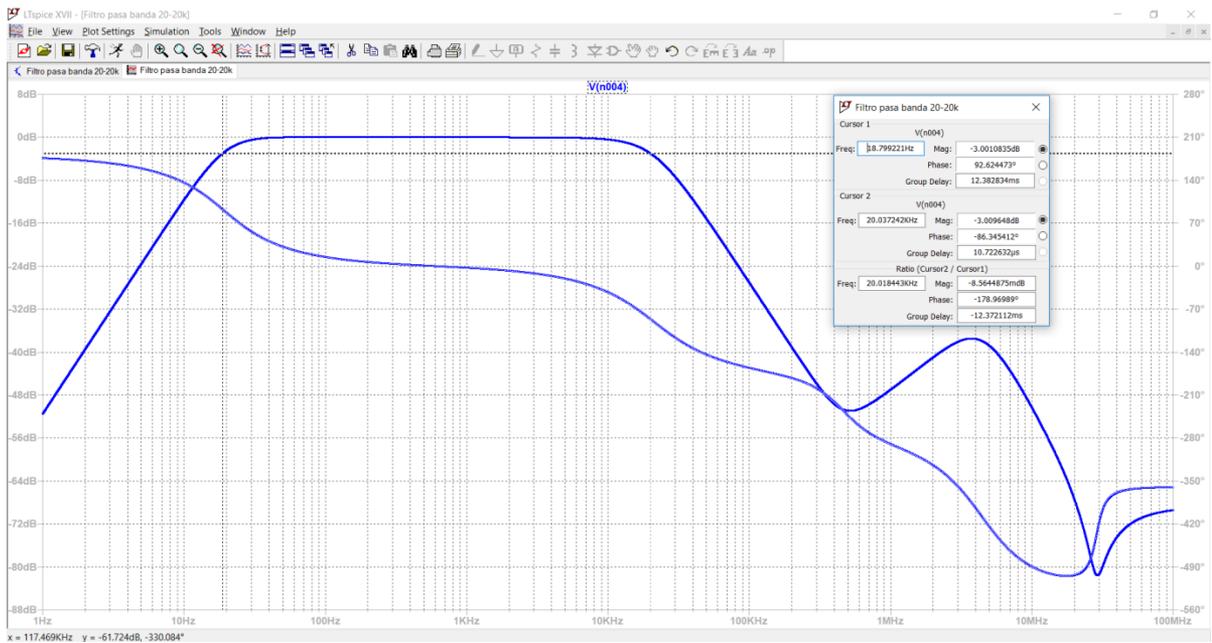


Figura 2.2.16. Gráfica de respuesta en frecuencia y fase del filtro pasa banda Butterworth de segundo orden.

Como se puede apreciar, la respuesta del filtro es la que se desea, nótese que la magnitud de la señal en la banda de paso es de 0dB, lo cual indica que la ganancia del filtro es 1 y por lo tanto la salida tendrá el mismo valor en amplitud que la entrada, además, las frecuencias de corte inferior y superior se encuentran en los 18.79Hz y 20.03kHz respectivamente, esto se puede comprobar situando los cursores sobre la curva de la gráfica, de este modo aparece una ventana que presenta información sobre cada punto de la gráfica, en esta ventana se puede apreciar que las frecuencias mencionadas anteriormente presentan una amplitud de -3dB. Cabe mencionar que las frecuencias de corte no son exactamente 20Hz y 20kHz esto se debe a que después de realizar el cálculo de los valores de los componentes es necesario ajustar estos valores a valores comerciales, al hacer esto se modifica ligeramente el valor que se calculó en primera instancia y debido a esto las frecuencias de corte no son exactas, no obstante, las frecuencias de corte resultantes son aproximadas a las frecuencia deseadas y se pueden considerar como correctas para el propósito de este filtro.

Después de realizar la simulación y las pruebas de laboratorio se concluye que el filtro recién diseñado funciona correctamente y será utilizado en este proyecto.

2.2.3. Filtro pasa banda para señales de voz 250Hz – 3kHz.

La voz humana está constituida por ondas sonoras que son generadas por las cuerdas vocales, éstas cuerdas son capaces de generar frecuencias en el intervalo de los 250Hz a los 3kHz, si bien existen fonemas que encuentran entre los 4kHz y los 8kHz, éstos no son completamente necesarios para que una señal de voz sea entendible.

Con base en lo anterior se propone el diseño de un filtro pasa banda cuyas frecuencias de corte inferior y superior son 250Hz y 3kHz respectivamente. Este filtro se coloca a la salida de la etapa del preamplificador del micrófono y su objetivo es bloquear todas las frecuencias que se encuentran fuera del intervalo de la voz humana.

Una persona con discapacidad auditiva no está acostumbrada a distinguir entre la voz de una persona y el ruido del exterior, por tal motivo, el propósito de este filtro es que una persona con discapacidad auditiva se familiarice con la voz humana antes de comenzar a distinguir otras fuentes sonoras.

Del mismo modo en que se realizó el filtro anterior, partiendo de las ecuaciones [2.2.18.], [2.2.19.], [2.2.23.] y [2.2.24.], se procede a calcular los valores de los componentes del filtro para señales de voz.

Para la sección pasa bajas se tiene lo siguiente.

Se propone $R_1 = R_2 = R = 33k\Omega$, de este modo:

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi(3kHz)(33k\Omega)} = 2.27nF$$

Valor comercial:

$$C_1 = 2.2nF$$

$$C_2 = \frac{2.27nF}{2} = 1.135nF$$

Valor comercial:

$$C_2 = 1nF$$

Para la sección pasa altas.

Se propone $C_1 = C_2 = C = 100\text{nF}$

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{4\pi(250\text{Hz})(100\text{nF})} = 4501\Omega$$

Valor comercial:

$$R_1 = 4.7\text{k}\Omega$$

$$R_2 = 2R_1 = 2(4501\Omega) = 9002\Omega$$

Valor comercial:

$$R_2 = 8.2\text{k}\Omega$$

Con estos valores el diagrama esquemático del filtro es el siguiente.

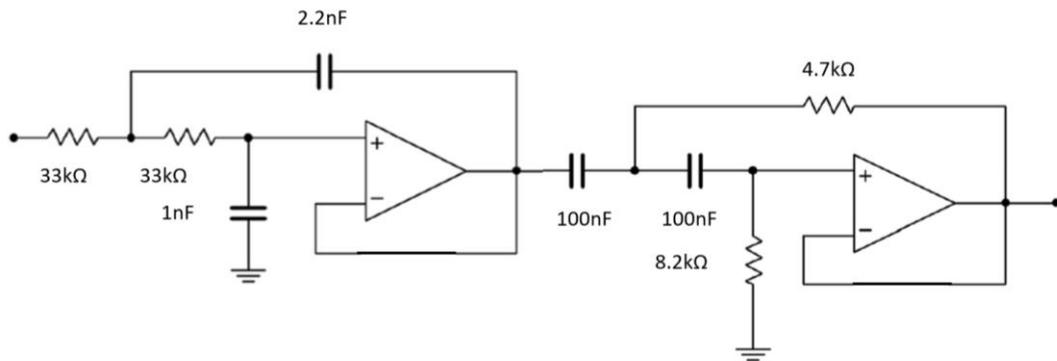


Figura 2.2.17. Diagrama esquemático del filtro pasa banda de 250Hz a 3kHz.

2.2.4. Simulación.

De la misma forma que en el diseño del filtro anterior, se realiza una simulación con el software Ltspice para comprobar que realmente el diseño realizado funciona correctamente.

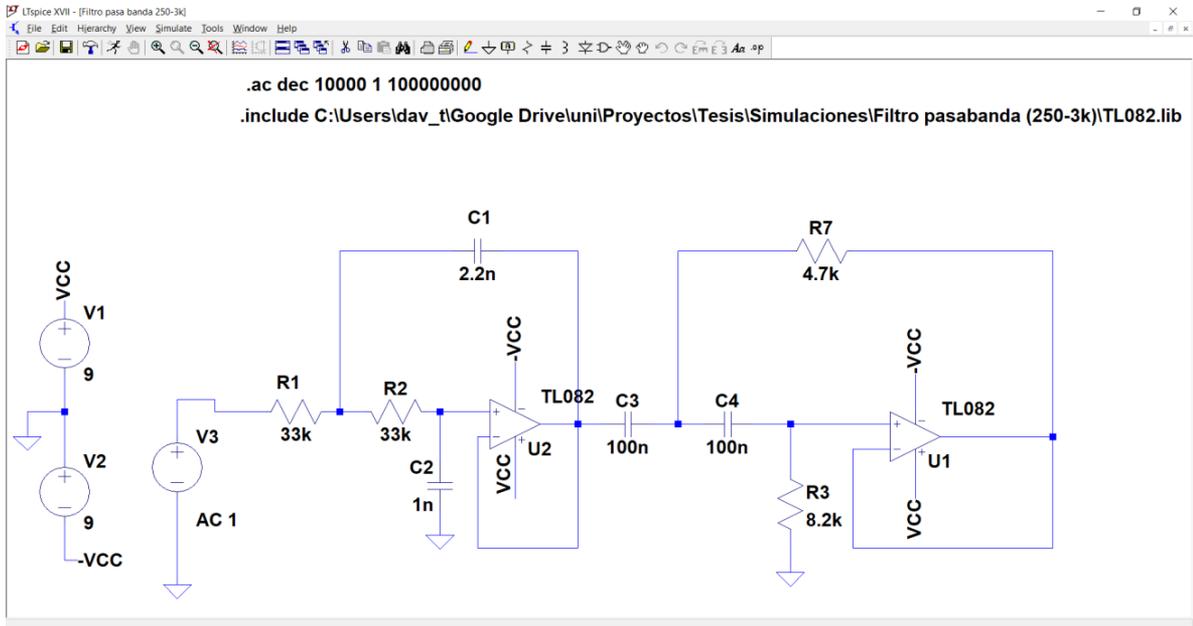


Figura 2.2.18. Simulación del filtro para señales de voz, cuyas frecuencias de corte son 250Hz y 3kHz.

La respuesta en frecuencia se observa a continuación.

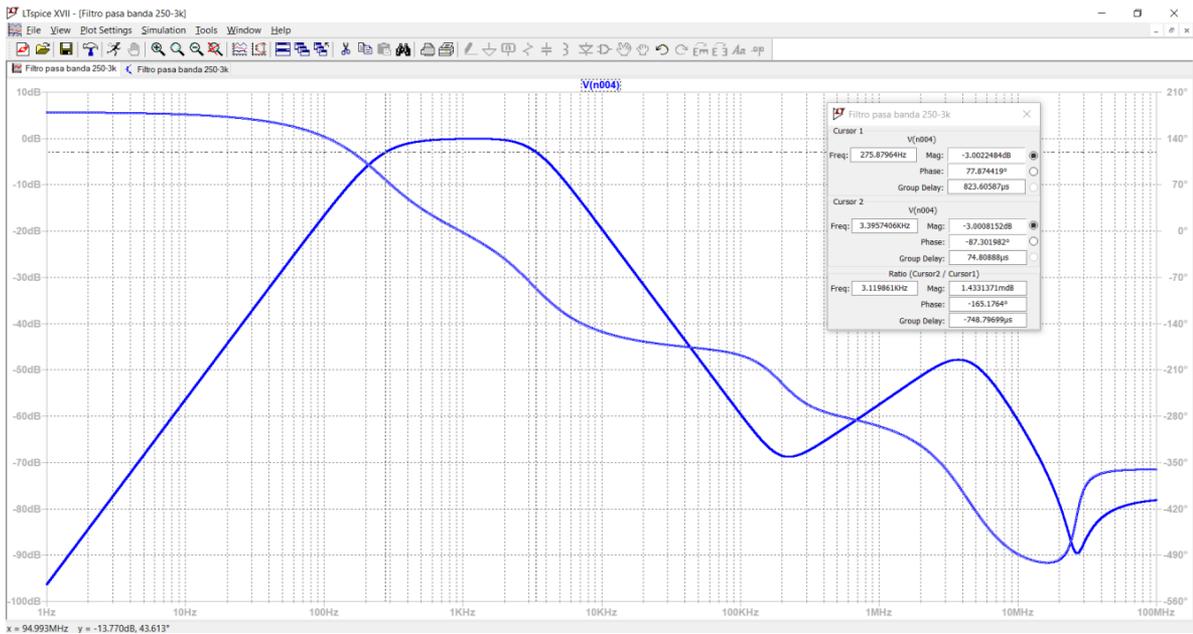


Figura 2.2.19. Respuesta en frecuencia y fase del filtro para señales de voz.

La figura 2.2.19 muestra la respuesta en frecuencia y fase del filtro pasa banda para señales de voz. Al igual que en el diseño del filtro anterior, las frecuencias de corte no son exactamente 250Hz y 3kHz, esto se debe a que los valores calculados no son valores comerciales y al realizar el ajuste a valores comerciales las frecuencias de corte se modifican ligeramente. Se puede apreciar en la ventana de información que las frecuencias de corte inferior y superior son 275Hz y 3.39kHz respectivamente, estos valores son adecuados para los propósitos del filtro ya que no se alejan demasiado de los valores deseados. Del mismo modo, la ganancia del filtro en la banda de paso es 1.

Con base en lo anterior se puede concluir que el diseño del filtro cumple con las características necesarias para ser utilizado en este proyecto.

2.3. Bloque de salida.

Después de que las tres señales han sido filtradas y acondicionadas a un mismo nivel de voltaje entran a la etapa de salida, la cual consta de un amplificador de potencia cuya salida se encuentra conectada un transductor electromecánico que se encarga de convertir la señal de corriente alterna proveniente de los filtros en vibración. EL amplificador de potencia tiene el propósito de amplificar la señal desde el nivel de voltaje de línea, que es de 477mVp, hasta un nivel de voltaje adecuado para excitar el transductor, este nivel se establece de acuerdo con una caracterización realizada en el transductor. Como se menciona anteriormente se realizaron mediciones en distintos instrumentos musicales y reproductores de música, se observa que la señal máxima de salida de estos equipos se encuentra en el intervalo de 477mVp a 500mVp, por esta razón el voltaje pico máximo de entrada del amplificador de potencia se propone de 500mVp.

2.3.1. Transductor electromecánico.

Se requiere un transductor que sea capaz de convertir una señal eléctrica de corriente alterna, en este caso la señal de audio, en movimiento mecánico (vibración) controlado el cual debe tener el mismo comportamiento que la señal eléctrica, es decir, se debe mover exactamente a la misma frecuencia y forma de la onda con la intención de que la vibración se acerque lo más posible a la forma de la señal de audio y una persona pueda interpretar esa vibración como sonido por medio del principio de conducción ósea.

Durante la investigación y el desarrollo de este proyecto se plantean dos tipos de transductores, el primero es un cristal piezoeléctrico. El cristal piezoeléctrico tiene la propiedad de cambiar su volumen cuando una corriente eléctrica circula a través de él, este cambio en sus dimensiones es proporcional a la cantidad de corriente que lo atraviesa,

además este material no sufre desgaste debido a que el cambio en sus dimensiones sucede a nivel molecular, ya que al haber corriente eléctrica en una dirección la estructura cristalina del material se reorganiza.

El segundo transductor propuesto es un dispositivo cuyo funcionamiento es similar al de un altavoz común, consta de una bobina fija colocada dentro de un campo magnético constante, en este caso se trata de un imán móvil. Cuando circula corriente a través de la bobina esta genera un campo magnético que interactúa con el campo magnético móvil generando movimiento. Este es el principio de funcionamiento de los altavoces de equipos de audio comunes, la diferencia está en que un altavoz tiene un diafragma unido a la bobina móvil (ver figura 2.3.1), el movimiento de la bobina y el diafragma genera una onda de presión acústica que se transmite a través del aire como sonido, por otro lado, en el transductor electromecánico la bobina de voz está fija en una placa y no tiene un diafragma, más bien tiene una masa móvil, que en este caso es un imán que genera el campo magnético constante, cuando circula corriente eléctrica a través de la bobina el campo magnético generado interactúa con el campo magnético del imán provocando movimiento mecánico, este movimiento tiene la misma frecuencia y forma de onda de la señal de audio.

Debido a que este tipo de transductores no son tan comunes en México y no fue posible obtenerlos con hojas de especificaciones y caracterizados, por lo que se decidió usar un transductor que pertenecía a unos audífonos de conducción ósea comerciales y realizar una caracterización para poder utilizarlos en este proyecto. La figura 2.3.2. muestra el aspecto de este tipo de transductor.

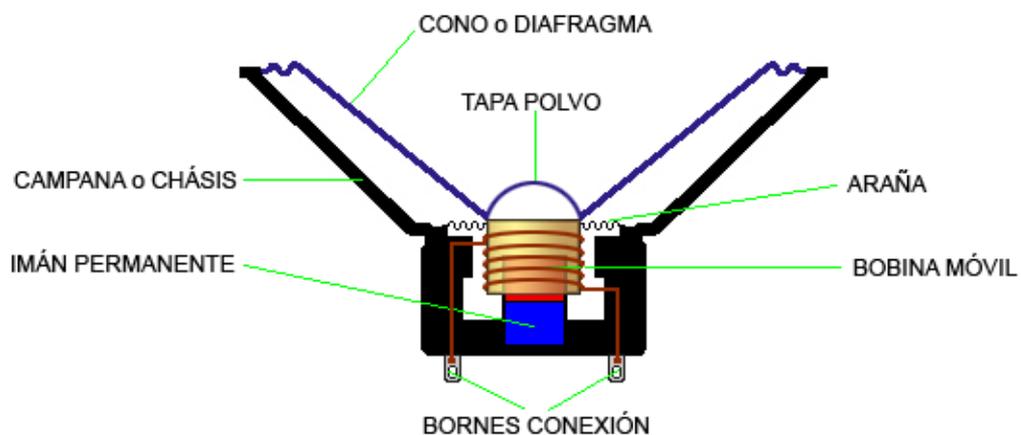


Figura 2.3.1. Partes de un altavoz.



Figura 2.3.1. Transductor electromecánico. Se observa que las terminales de la bobina se encuentran sobre la placa, mientras que el imán que genera el campo magnético fijo tiene libertad de movimiento y es el que genera la vibración.

2.3.2. Caracterización del transductor.

Debido a que no se cuenta con la hoja de especificaciones de este dispositivo resulta necesario realizar una caracterización con el objetivo de saber qué niveles de voltaje y de corriente deben ser suministrados al transductor para un correcto funcionamiento. Como se menciona anteriormente el transductor se obtuvo de unos audífonos de conducción ósea para deportistas diseñados únicamente para reproducir música, estos audífonos se conectan a un reproductor de música vía bluetooth. Ahora bien, es necesario diseñar un amplificador de potencia que suministre los niveles de potencia adecuados, se debe considerar que una potencia de salida por encima de los niveles establecidos para el transductor puede ser dañino para la salud de los usuarios del dispositivo, además, puede causar distorsión y daños en el transductor.

Con base en lo anterior se optó por realizar la caracterización de la siguiente forma: primero, se genera una onda senoidal con una frecuencia de 1kHz y una amplitud igual al nivel de línea (aproximadamente 500mVp), esta señal es generada mediante una aplicación en un teléfono inteligente, el cual se configura a volumen máximo, y es transmitida vía bluetooth hacia los audífonos. Después, haciendo uso de un multímetro se mide el nivel de voltaje rms de la señal en las terminales del transductor, las cuales se pueden observar en la imagen del lado izquierdo de la figura 2.3.1., para una frecuencia de 1kHz, se observó un voltaje de 1.41Vrms, que equivale a 2Vp, después se realizó un barrido de frecuencias desde los 20Hz hasta los 20kHz en el cual se observó que el voltaje mínimo registrado es de 1.223Vrms = 1.72Vp a una frecuencia de 20Hz. El voltaje máximo registrado es de 1.5Vrms = 2.12Vp a una frecuencia de 10kHz, de ahí en adelante la amplitud se mantiene casi constante hasta los 14kHz, después de esta frecuencia la señal se atenúa. Estos datos fueron

confirmados tiempo después con el uso de un osciloscopio, en el cual se pudo apreciar de mejor manera la forma de la señal y se observó que la señal presenta ruido cuya frecuencia se encuentra en el orden de 1MHz, este ruido es debido a que la señal es convertida de digital a analógico. De este modo el voltaje de salida pico que debe entregar el amplificador, que a su vez es el voltaje pico máximo del transductor es:

$$V_{Tp} = 2.12Vp \quad [2.3.1.]$$

2.3.3. Impedancia del transductor.

Después de realizar la caracterización de voltaje contra frecuencia y partiendo del hecho de que el transductor funciona de manera similar a un altavoz, es decir, está construido con una bobina, es posible medir la impedancia del transductor colocando el multímetro (configurado en ohms) entre sus dos terminales. El resultado de esta medición indica un valor de 9.5Ω , que es un valor muy parecido al estándar de impedancia de los altavoces para audio. Con base en esto es válido afirmar que la impedancia del transductor es:

$$Z_T = 9.5\Omega$$

2.3.4. Corriente del transductor.

El valor de corriente pico que circula por el transductor se calcula mediante la ley de ohm de la siguiente manera:

$$I_{Tp} = \frac{V_{Tp}}{Z_T} = \frac{2.12V}{9.5\Omega} = 223.15mA$$

2.3.5 Potencia del transductor.

La potencia máxima que va a disipar el transductor se calcula como:

$$P_T = V_{Trms} I_{Trms} = \frac{V_{Tp}}{\sqrt{2}} \frac{I_{Tp}}{\sqrt{2}} \quad [2.3.2.]$$

$$P_T = \frac{2.12Vp}{\sqrt{2}} \frac{223mA}{\sqrt{2}} = 0.2368 W_{rms}$$

2.3.6. Amplificador de potencia.

Como se menciona anteriormente es necesario diseñar un amplificador de potencia que sea capaz de amplificar una señal de 500mVp a 2.12Vp con una resistencia de carga, que en este caso es la impedancia del transductor, cuyo valor es de 9.5Ω. Esta impedancia corresponde únicamente a un transductor. Como primer prototipo se propone un diseño monofónico con el fin de diseñar solo un amplificador para los dos canales (derecho e izquierdo), la etapa de salida consta de dos transductores los cuales se conectan en paralelo debido a que la señal es monofónica. La conexión en paralelo de estos dos transductores implica que sus impedancias también se conectan en paralelo generando una impedancia igual a la mitad de la impedancia de un solo transductor. Con base en este valor la resistencia de carga del amplificador se define como:

$$RL2 = Z_T || Z_T = \frac{Z_T Z_T}{Z_T + Z_T} = \frac{Z_T Z_T}{2Z_T} = \frac{Z_T}{2} = \frac{9.5\Omega}{2} = 4.75\Omega$$

$$RL2 = 4.75\Omega$$

Conociendo este valor es posible definir el tipo de amplificador de potencia que debe ser utilizado en este proyecto. Se decide diseñar y construir un amplificador con transistores de unión bipolar de dos etapas, la primera de ellas será un amplificador en configuración emisor común con compensación para variaciones de temperatura, esta etapa es la encargada de dar la ganancia en voltaje necesaria a la señal de entrada para que alcance el nivel deseado. La figura 2.3.2. muestra la primera etapa del amplificador.

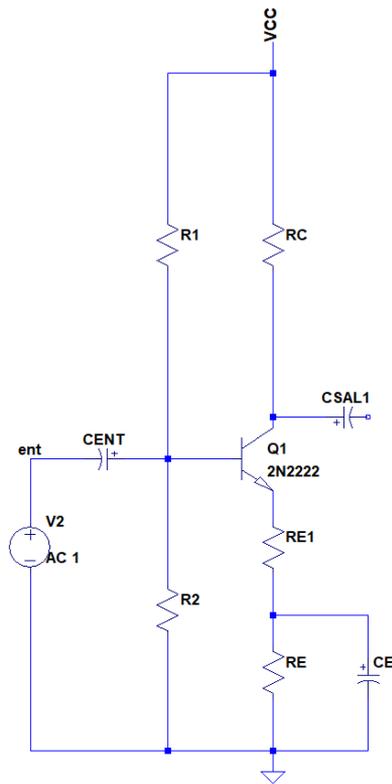


Figura 2.3.2. Primera etapa del amplificador de potencia, amplificador en configuración emisor común con protección para variaciones de temperatura.

La siguiente etapa corresponde a un amplificador clase AB push-pull, el cual está construido con dos transistores complementarios de unión bipolar en configuración seguidor de emisor. Este tipo de amplificador tiene la característica de que su ganancia en voltaje es 1 y proporciona la ganancia en corriente necesaria para asegurar que no haya caídas de voltaje debidas a resistencias de carga bajas, como en este caso, ya que $R_L=4.75\Omega$. Otra característica importante de esta configuración es que presenta una eficiencia de aproximadamente 80%, que es un valor alto comparado con otro tipo de configuraciones, esto se debe a que se hace uso de transistores complementarios NPN y PNP los cuales funcionan activándose en el ciclo positivo y negativo de la señal respectivamente, esto hace que el punto Q de cada transistor se localice muy cerca del eje horizontal en la gráfica de la recta de carga de CD, lo que implica que corriente de polarización es pequeña, en el orden de mili amperes. En otras configuraciones como emisor común, la corriente de polarización suele ser más alta con el fin de ubicar el punto Q en el centro de la recta de carga, esto significa que cuando no hay señal en la entrada el amplificador está consumiendo cierta

cantidad de corriente, lo cual lo hace menos eficiente. A continuación, se muestra el diagrama esquemático de la configuración AB push-pull.

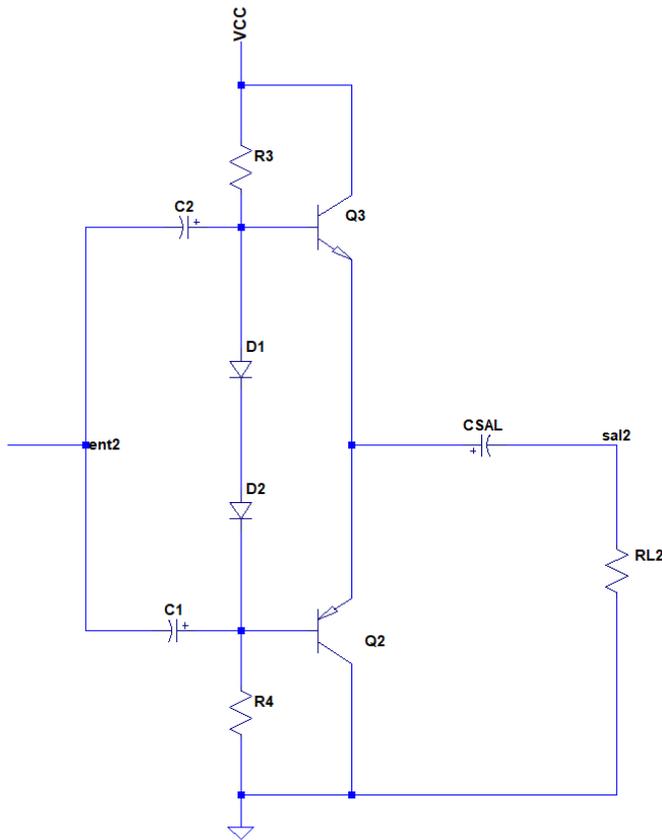


Figura 2.3.3. Segunda etapa del amplificador de potencia. Amplificador clase AB push-pull.

Ahora que se conocen todas las etapas que constituyen el amplificador de potencia es posible comenzar con el análisis. La siguiente figura muestra el diagrama esquemático completo del amplificador de potencia.

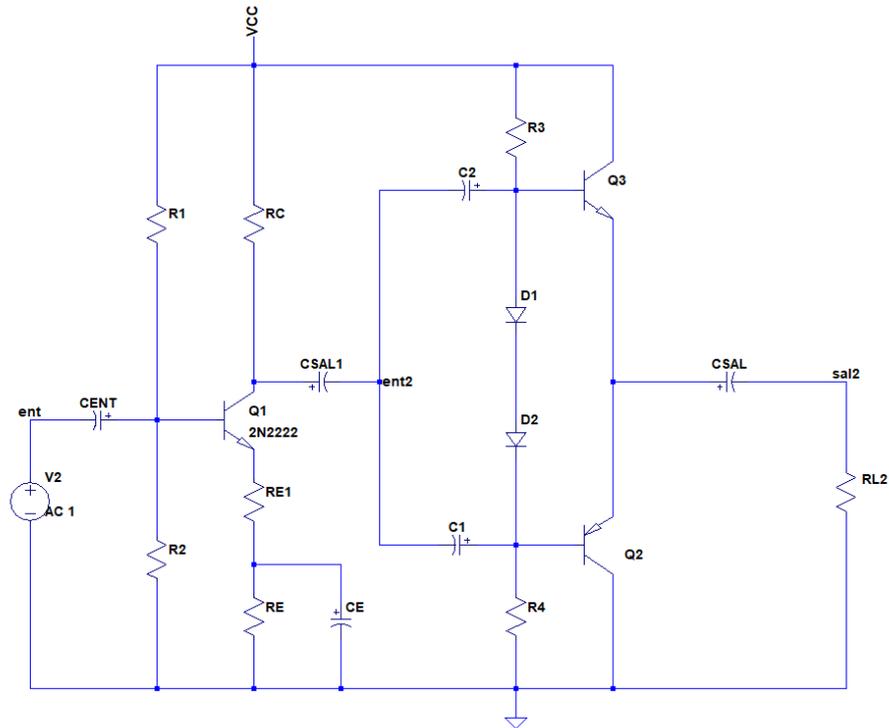


Figura 2.3.4. Diagrama esquemático del amplificador de potencia.

2.3.7. Análisis de la segunda etapa del amplificador.

Para calcular los valores de los componentes de este amplificador se propone iniciar con la etapa del amplificador clase AB push-pull ya que se conoce el valor de la resistencia de carga ($RL2=4.75\Omega$), el cual es un dato necesario para calcular la impedancia de entrada de la segunda etapa, que a su vez es la resistencia de carga de la primera etapa.

Antes de comenzar a hacer cálculos, es una buena práctica analizar el diagrama esquemático para entender exactamente qué función tiene cada componente, esto facilita la obtención de los modelos que representan al sistema. En la figura 2.3.3. se aprecia el diagrama esquemático del amplificador clase AB push-pull, como el circuito está alimentado con una sola fuente, el voltaje de salida máximo es igual al voltaje en el emisor de los transistores Q2 y Q3 que es:

$$V_{salp} = \frac{VCC}{2} = V_{CEQ} \quad [2.3.3.]$$

Se propone una fuente de alimentación de 9V, que es el mismo valor de la fuente de alimentación de los amplificadores operacionales en la etapa de filtrado y del preamplificador, de este modo, el voltaje máximo de salida del de potencia es:

$$V_{salp} = \frac{9V}{2} = 4.5Vp$$

Este voltaje es también el voltaje de polarización V_{CEQ} , como este valor no es cero, es necesario colocar un capacitor de acoplamiento (CSAL2) con el propósito de bloquear el voltaje de cd en la salida.

Del mismo modo, los capacitores C1 y C2 bloquean el voltaje de cd de la entrada.

Los diodos D1 y D2 son diodos rectificadores que se conectan en paralelo a las uniones base-emisor de los transistores Q2 y Q3. La idea es que el voltaje en directa del diodo sea igual al voltaje base-emisor del transistor, si esto se cumple, la distorsión de cruce por cero se minimiza.

La distorsión de cruce por cero es una distorsión en la forma de onda de la salida del amplificador que es causada por el voltaje base-emisor de encendido (V_{BEON}) del transistor ya que la señal de entrada tiene que llegar a cierto nivel de voltaje en la base del transistor para que este se active, mientras tanto el transistor se encuentra en corte. Al colocar un diodo en paralelo con la unión base-emisor de un transistor el voltaje en directa del diodo (V_F) se iguala con el voltaje base-emisor de encendido del transistor permitiendo que este se encienda en cuanto la señal de entrada llega a la base. En la figura 2.3.5. se aprecia la distorsión de cruce por cero.

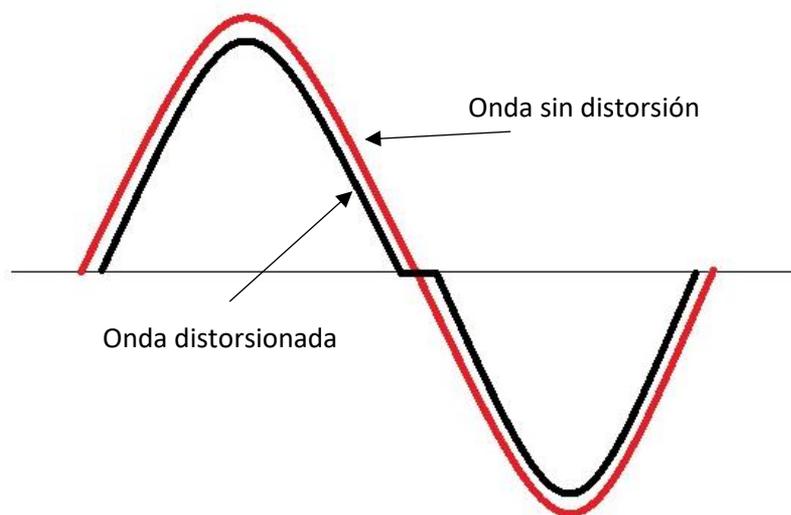


Figura 2.3.5. Distorsión de cruce por cero.

Es importante que los diodos D1 y D2 se encuentren en el mismo ambiente térmico que los transistores debido a que el aumento de la temperatura en las uniones del transistor provoca una disminución en el voltaje y un aumento en la corriente, si el voltaje en la unión es diferente del voltaje en directa del diodo habrá distorsión a la salida y debido a que no hay resistores en el emisor de los transistores la corriente aumentará, esto produce que el transistor disipe más potencia lo que aumenta la temperatura, éste fenómeno se conoce como embalamiento térmico. Se recomienda colocar los diodos lo más cerca posible de los transistores y conectarlos directamente con cobre para que así las variaciones en la temperatura tanto del diodo como del transistor sean lo más parecidas posible, además se puede colocar un resistor de valor bajo para controlar la corriente en el emisor.

Existen circuitos integrados que contienen una etapa de amplificador operacional seguido de una etapa de amplificador clase AB push-pull, en el cual están integrados diodos y transistores en el mismo encapsulado lo cual permite que sus condiciones térmicas sean iguales, así como los voltajes del diodo y de la unión base-emisor, lo que asegura que no hay distorsión en la salida debida al efecto térmico, tal es el caso del LM386, que es un amplificador de audio diseñado para trabajar con cargas desde 4Ω hasta 16Ω a una potencia de 1W, además su ganancia puede ser modificada según un arreglo externo de componentes y va desde 20 hasta 200. Este circuito integrado resulta ideal para las necesidades del proyecto, pero debido a que personalmente es algo que deseaba hacer y a que en la especialidad de electrónica se trata de diseñar electrónica, se procede a diseñar el amplificador completo con componentes individuales (discretos) con base en las necesidades del proyecto.

Continuando con el análisis, los resistores R3 y R4 tienen la función de controlar la corriente de polarización que es necesaria para polarizar los diodos en directa y la unión base-emisor del transistor, esta corriente puede ser pequeña, en el orden de miliamperes. Ahora bien, se requiere calcular el voltaje, la corriente y la potencia de salida de la etapa AB push-pull con base en la resistencia de carga RL2, con estos valores se puede determinar la matrícula de los transistores Q2 y Q3.

EL valor máximo de voltaje que puede haber en la salida (V_{salp}) del amplificador es 4.5V que también es el voltaje colector emisor en el punto Q (V_{CEQ}).

Para este caso, el voltaje de operación máximo (V_{opmax}) que se desea en la salida es de 2.12V con base en la caracterización del transductor. Este valor es utilizado para conocer la cantidad de potencia que disipa el transistor con el fin de seleccionar la matrícula adecuada. De este modo:

$$V_{opmax} = 2.12Vp$$

El valor rms de este voltaje es:

$$V_{oprms} = \frac{V_{opmax}}{\sqrt{2}}$$

$$V_{oprms} = \frac{2.12Vp}{\sqrt{2}} = 1.499Vrms$$

De este modo la corriente de operación máxima es:

$$I_{opmax} = \frac{V_{opmax}}{RL2}$$

$$I_{opmax} = \frac{2.12Vp}{4.75\Omega} = 446.31mA$$

El valor rms de esta corriente es:

$$I_{oprms} = \frac{I_{opmax}}{\sqrt{2}} = \frac{446.31mA}{\sqrt{2}} = 315.58 mA rms$$

La potencia de operación máxima se calcula de la siguiente forma:

$$P_{opmax} = I_{oprms}V_{oprms}$$

$$P_{opmax} = (1.499Vrms)(315.58mA rms) = 0.47306 Wrms$$

$$P_{opmax} = 473.06mWrms$$

Con estos datos es posible seleccionar la matrícula de los transistores Q2 y Q3, los cuales deben tener ciertas características. Existen criterios de diseño los cuales permiten seleccionar el componente adecuado, dichos criterios se enuncian a continuación:

1.- Ambos transistores deben tener la capacidad de disipar una potencia mayor a la potencia máxima de operación, que es de 473.06 mili watts rms. Se deja al criterio del diseñador decidir por cuanto debe ser mayor esta potencia, en este caso se decide que la potencia mínima (P_{min}) que deben disipar los transistores es:

$$P_{min} = P_{opmax} + 20\% = 1.2P_{opmax}$$

$$P_{min} = (1.2)(473.06mWrms) = 567.67 mWrms$$

2.- La corriente del colector debe ser mayor que la corriente de operación máxima (I_{opmax}), del mismo modo se propone que sea un 20% mayor.

$$I_{Cmin} = I_{opmax} + 20\%$$

$$I_{Cmin} = 1.2I_{opmax} = 1.2(446.1mA)$$

$$I_{Cmin} = 535.5mA$$

3.- Los transistores deben tener un ancho de banda adecuado a para la función que van a desempeñar, en este caso como amplificadores de audio.

Se sabe que la etapa push-pull tiene una ganancia en voltaje de 1. En las hojas de especificaciones se encuentra un parámetro que indica el ancho de banda del dispositivo, este valor es la frecuencia a la que la ganancia del transistor cae a 1, el ancho de banda mínimo necesario para que el transistor opere adecuadamente en este proyecto es 20kHz, que es la frecuencia máxima a la que opera el amplificador. La mayoría de los transistores actuales cuentan con anchos de banda muy por encima de este valor.

4.- Los transistores deben tener las mismas características internas, es decir, deben ser matrículas complementarias NPN y PNP. De no ser así, se presentarán distorsiones debidas a que los voltajes y corrientes de polarización no son iguales y se modifica la ubicación del punto de estabilidad Q en la recta de carga.

Considerando los cuatro criterios anteriores se seleccionan las matrículas BD137 y BD140, los cuales son transistores complementarios, sus características son una potencia máxima de 1.25W, corriente de colector máxima de 1.5A, h_{FE} de 250, el ancho de banda no se especifica en las hojas de datos pero se sabe que los transistores bipolares poseen anchos de banda en el orden de MHz, las matrículas son complementarias, es decir, los transistores están contruidos con las mismas características internas con la diferencia de que uno es NPN y el otro es PNP. Otro dato que es importante considerar es el voltaje base-emisor de encendido (V_{BEON}) debe ser lo más aproximado al voltaje en directa (V_F) del diodo, para el BD137 y BD140 el voltaje base-emisor de encendido es:

$$V_{BEON} = 1V$$

Para la selección de los diodos se toma en cuenta que su función es igualar el voltaje base-emisor del transistor por lo que se pueden usar diodos rectificadores. Existen dos criterios a considerar:

- 1.- La frecuencia de operación de los diodos. Al tratarse de una señal de audio los diodos deben ser de respuesta rápida, ya que se encienden y apagan al mismo tiempo que lo hacen los transistores, esto es a una frecuencia máxima de 20KHz. Un diodo rectificador de propósito general no es apto para operar a esas frecuencias.
- 2.- El voltaje en directa (V_F) del diodo debe ser lo más aproximado posible al voltaje base emisor de encendido (V_{BEON}) del transistor, esto con el propósito de minimizar la distorsión de cruce por cero.

Con base en lo anterior se selecciona el diodo 1N4148, que es un rectificador de respuesta rápida, su voltaje en directa es $V_F=1V$ para una corriente en directa $I_F=10mA$. Con el objetivo hacer el voltaje del diodo sea igual al 1V selecciona una corriente en directa del diodo de 2.5mA. Considerando lo anterior la corriente de polarización en el punto de estabilidad Q del amplificador es igual a la corriente en directa del diodo. Como los transistores funcionan en semiciclos diferentes, el análisis se realiza solo para un transistor analizando únicamente la parte de la malla indicada por la flecha en el diagrama de la figura 2.3.6.

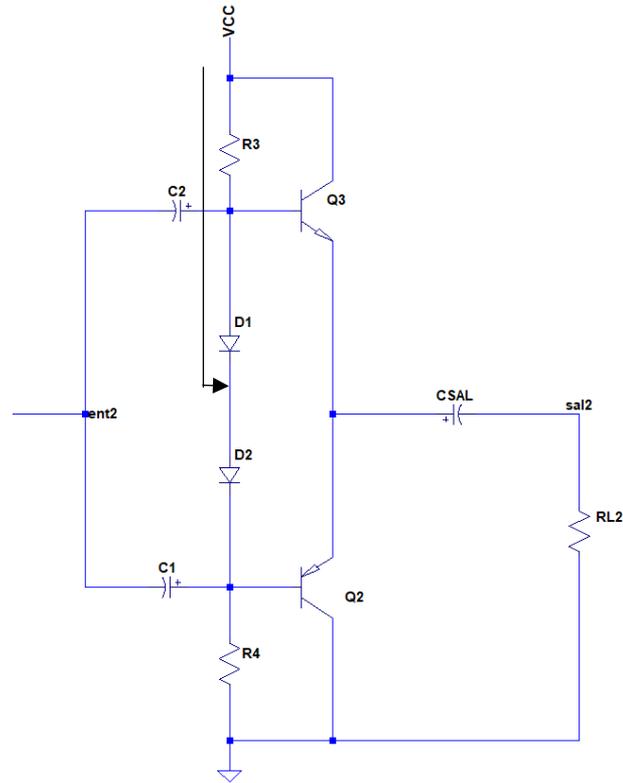


Figura 2.3.6. Análisis de la corriente de polarización del diodo D1, que es igual a la corriente I_{CQ3} del transistor Q3.

Suponiendo que los valores de los diodos y los resistores son iguales se tiene que el voltaje en el nodo entre los dos diodos es $V_{CC}/2$, de este modo la corriente I_{CQ} del transistor Q3 se calcula mediante la ley de ohm como:

$$I_{CQ3} = \frac{\frac{V_{CC}}{2} - V_{D1}}{R3} \quad [2.3.4.]$$

Como se propone:

$$I_{CQ3} = 2.5mA$$

$$D1 = D2$$

$$R3 = R4$$

Despejando R3 de la ecuación [2.3.4.] se obtiene:

$$R3 = \frac{\frac{VCC}{2} - V_{D1}}{I_{CQ2}} = \frac{\frac{9V}{2} - 0.8V}{2.5mA} = 1480\Omega$$

Valor comercial:

$$R3 = R4 = 1.5k\Omega$$

Con este valor la corriente de colector en el punto Q es:

$$I_{CQ3} = \frac{\frac{9V}{2} - 0.8V}{1.5K\Omega} = 2.466mA$$

Esta corriente es la corriente de cd de polarización en el punto Q del transistor Q3, que es igual a la corriente de polarización del transistor Q4.

La corriente de saturación en cd se da cuando en la unión colector-emisor del transistor existe un corto circuito, debido a que en este diseño no se tienen resistores conectados en serie con el colector o emisor de los transistores, la corriente de saturación en cd es infinita para un caso ideal, por esta razón la recta de carga de cd cruza casi verticalmente la región de corte como se muestra en la figura 2.3.7., además, se puede observar que el punto Q esta apenas por encima de la región de corte. El voltaje de la región de corte para un amplificador clase AB push-pull con estas características es $VCC/2 = V_{CEQ}$.

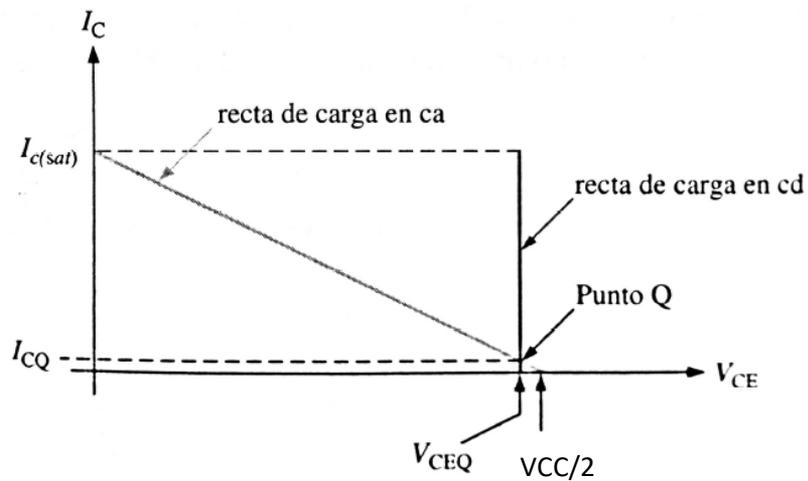


Figura 2.3.7. Rectas de carga en cd y ca para el transistor Q3. (Thomas L. Floyd, "Dispositivos Electrónicos", octava edición, Pearson, 2008, p. 333).

2.3.8. Operación en corriente alterna.

La figura 2.3.7. muestra la recta de carga en ca de este transistor, se observa que el punto Q está ligeramente por encima de la región de corte. El voltaje de ca de corte para la operación con una sola fuente es $V_{CC}/2$, $I_{CQ3}=2.466\text{mA}$ y la corriente de colector en saturación (I_{CSAT}) en corriente alterna para este transistor es:

$$I_{CSAT} = I_{salp} = \frac{V_{CC}}{RL2}$$

$$I_{CSAT} = I_{salp} = \frac{4.5V}{4.75\Omega} = 947\text{mA}$$

Con base en los resultados obtenidos hasta ahora es posible trazar la gráfica de la recta de carga en ca para este amplificador. Considerando los valores calculados para Q3, que son $V_{salp}= 4.5V$, $V_{CEQ}=V_{CC}/2$, $I_{CQ}= 2.466\text{mA}$ y $I_{CSAT}=947.36\text{mA}$ la gráfica resulta de la siguiente forma.

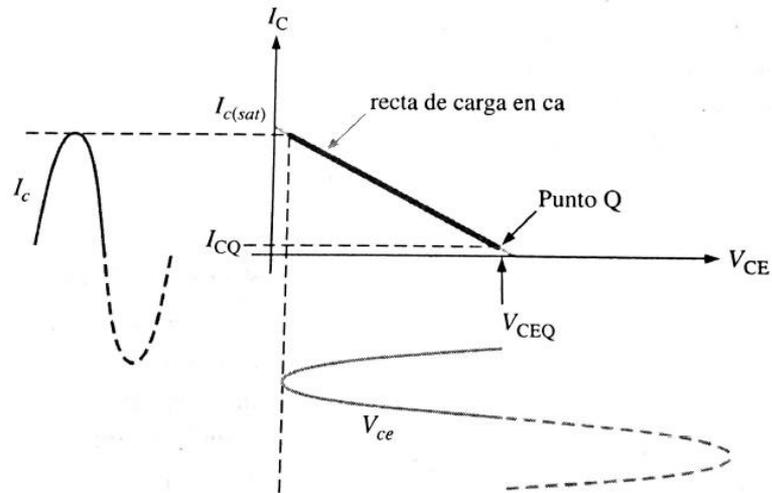


Figura 2.3.8. Recta de carga en ca para el transistor Q3. Thomas L. Floyd, "Dispositivos Electrónicos", octava edición, Pearson, 2008, p 334.

La grafica de las rectas de carga para el transistor Q2 se analizan de manera similar a las que se acaban de analizar, la única diferencia es que el signo de las corrientes y voltajes de polarización es negativo, ya que en este caso el transistor es de tipo PNP.

Luego de analizar las gráficas anteriores se puede apreciar que este tipo de configuración tiene una característica que lo diferencia de un amplificador clase A y es su eficiencia. El amplificador clase AB push-pull presenta una eficiencia de alrededor de 80%, mientras la eficiencia del amplificador clase A se encuentra alrededor del 29%. La recta de carga permite observar que la corriente de polarización es muy pequeña (2.466mA), en comparación con la corriente de saturación, esto significa que cuando no hay señal en la entrada del amplificador la corriente que consume es baja (2.466mA), en comparación a un amplificador clase A, cuya corriente de polarización suele ser mayor, esto implica que aun cuando no hay señal el amplificador está consumiendo corriente.

Eficiencia del amplificador.

La eficiencia de este amplificador se define como la relación entre la potencia de salida máxima (P_{sal}), y la potencia de cd (P_{CD}) debida a la fuente.

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{CD}} \quad [2.3.5.]$$

La potencia de salida máxima es:

$$P_{sal} = I_{sal(rms)}V_{sal(rms)} \quad [2.3.6.]$$

Como:

$$I_{sal(rms)} = \frac{I_{salp}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{CSAT}}{\sqrt{2}}$$

Y

$$V_{sal(rms)} = \frac{V_{salp}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CEQ}}{\sqrt{2}}$$

Si se sustituye $V_{CC}/2$ en lugar de V_{CEQ} , la potencia de salida queda:

$$P_{sal} = \frac{I_{salp}V_{CEQ}}{2} = \frac{I_{CSAT}V_{CC}}{4} \quad [2.3.7.]$$

La potencia de entrada en cd proviene de la fuente de alimentación V_{CC} y es:

$$P_{CD} = I_{CC}V_{CC} \quad [2.3.8.]$$

Debido a que cada transistor se activa en medio ciclo, I_{CC} es una señal de media onda cuyo valor promedio es:

$$I_{CC} = \frac{I_{CSAT}}{\pi}$$

De este modo:

$$P_{CD} = \frac{I_{C(sat)}V_{CC}}{\pi} \quad [2.3.9.]$$

Por lo tanto, la eficiencia es:

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{CD}} = \frac{\frac{I_{CSAT}V_{CC}}{4}}{\frac{I_{CSAT}V_{CC}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 0.7853$$

expresado en porcentaje:

$$\eta = 78.53\%$$

2.3.9. Impedancia de entrada.

Se trata de la impedancia de entrada de la segunda etapa y se denota como R_{ent2} . Considerando que los resistores R1 y R2 son resistores de polarización y que el arreglo push-pull en simetría complementaria es en realidad una configuración seguidor emisor, la impedancia de entrada se expresa en términos del modelo equivalente del amplificador en parámetros r como:

$$R_{ent2} = \beta_{ca}(r'_e + R_E) || R3 || R4$$

Como $R_E = RL2$:

$$R_{ent2} = \beta_{ca}(r'_e + RL2) || R3 || R4 \quad [2.3.10.]$$

Recordando que RL2 es la resistencia de carga de la segunda etapa o la impedancia del transductor, que vale 4.75 ohms.

El parámetro r'_e corresponde a la resistencia del emisor en corriente alterna, este se calcula con la siguiente ecuación:

$$r'_e = \frac{25mV}{I_E} \quad [2.3.11.]$$

Como $I_E = I_{salp} = 947.3mA$:

$$r'_e = \frac{25mV}{947.3mA} = 0.0263\Omega$$

Después de consultar la hoja de especificaciones se sabe que para el transistor BD137 $\beta_{ca} = 250$, así:

$$R_{ent2} = 250(0.0263\Omega + 4.75\Omega) || 1.5k\Omega || 1.5k\Omega$$

$$R_{ent2} = 1194.075\Omega || 750\Omega$$

$$R_{ent2} = \frac{(1194.075\Omega)(750\Omega)}{1194.075\Omega + 750\Omega} = 460.68\Omega$$

Este valor corresponde a la impedancia de entrada de la segunda etapa que a su vez es la resistencia de carga de la primera etapa.

2.3.10. Cálculo de los capacitores

Con base en la figura 2.3.6. los capacitores C1 y C2 son capacitores de acoplamiento en la entrada de la segunda etapa, estos capacitores actúan como filtro pasa altas, por lo que su frecuencia de corte (f_c) debe ser la frecuencia mínima de operación del amplificador, esto es 20Hz. EL valor de los capacitores se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$C1 = C2 = \frac{1}{2\pi f_c R_{ent2}} \quad [2.3.12.]$$

$$C1 = C2 = \frac{1}{2\pi(20Hz)(460.64)} = 17.27\mu F$$

Valor comercial, se elige el valor comercial superior más próximo:

$$C1 = C2 = 22 \mu F$$

El voltaje de polarización en cd en la entrada del amplificador determina el voltaje máximo del capacitor, este último debe ser por lo menos dos veces el voltaje máximo de polarización en cd, con el fin de alargar su vida útil. En este caso el voltaje de polarización es el voltaje en directa del diodo $V_F=0.8V$, el voltaje máximo de operación de los capacitores C1 y C2 debe mayor o igual a 1.6V. Para este caso se seleccionan capacitores electrolíticos de 22uF a 6V.

El capacitor CSAL es un capacitor de acoplamiento que actúa como filtro pasa altas, se calcula de la siguiente manera:

$$CSAL = \frac{1}{2\pi f_c (RL2)} \quad [2.3.12.]$$

$$CSAL = \frac{1}{2\pi(20Hz)(4.75\Omega)} = 1675\mu F$$

Valor comercial:

$$C_{SAL} = 1600\mu F$$

De la misma manera el voltaje máximo del capacitor debe ser mayor que el voltaje de polarización de cd, que en este caso es $V_{CC}/2=4.5V$. Habitualmente, como criterio de diseño se propone que el capacitor soporte dos veces el voltaje de polarización, esto es 9V, pero basta con que el voltaje máximo del capacitor sea un 20% mayor, esto es $V_{CAP}=1.2(4.5V)=5.4V$. Se escoge un capacitor de $1600\mu F$ a 6.3V.

Ahora que se conocen todos los valores de los componentes de la segunda etapa del amplificador el diagrama esquemático queda:

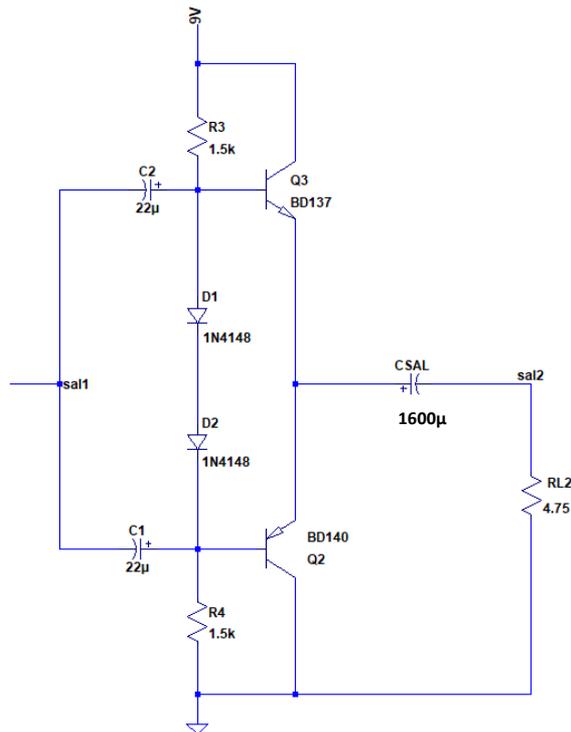


Figura 2.3.9. Diagrama esquemático de la etapa AB push-pull con los valores y matrículas de sus componentes.

Ahora que se conoce el valor de la Resistencia de entrada R_{ent} es posible calcular la primera etapa del amplificador ya que dicho valor corresponde a la resistencia de carga de la primera etapa.

2.3.11. Análisis de la primera etapa del amplificador

La primera etapa de este amplificador tiene la función de proporcionar ganancia en voltaje a la señal, como la señal de entrada es de 500mVp y se desea una salida de 2.12Vp, la ganancia que debe tener esta etapa del amplificador es de aproximadamente 4.24. Esta etapa consta de un amplificador construido con un transistor bipolar en configuración emisor común, cuyo arreglo de polarización se llama divisor de voltaje con compensación contra variaciones de temperatura. El diagrama esquemático para esta configuración se muestra en la figura 2.3.10.

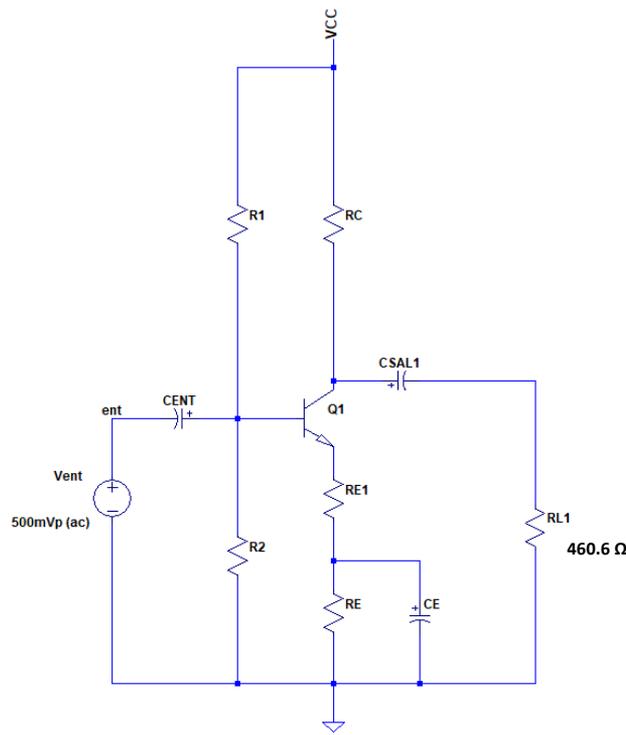


Figura 2.3.10. Diagrama esquemático de la primera etapa, amplificador en configuración emisor común, arreglo de divisor de voltaje con compensación para variaciones de temperatura.

Debido a que este amplificador solamente proporciona ganancia en voltaje no requiere disipar grandes cantidades de potencia, es posible seleccionar el transistor con base en el ancho de banda y la ganancia. Para este caso se selecciona el transistor 2N222. Este transistor posee una h_{FE} de 300 (máxima), y un ancho de banda de 300MHz según la hoja de especificaciones.

Una vez seleccionado el transistor y con base en la hoja de especificaciones se tienen los siguientes datos:

$$V_{CC}=9V$$

$$R_{L1}=460.6\Omega$$

$$h_{FE}=300 \text{ (máxima)}$$

$$V_{in}=500mVp$$

$$V_{sal}=2.12Vp \text{ (propuesto)}$$

$$A_v=4.24 \text{ (propuesto)}$$

$$V_{BEON}=0.8V$$

$$h_{ie}=0.75k\Omega$$

$$V_{CSAT}=0.3V$$

$$h_{oe}=0.5\mu\Omega$$

2.3.12 Análisis en cd.

El propósito del análisis en cd es diseñar un circuito de polarización para el transistor con el cual el transistor funcione como amplificador. Este circuito de polarización se logra calculando los valores correctos de los resistores R_1 , R_2 , R_C , R_{E1} y R_E , (figura 2.3.10.). Los capacitores funcionan como un circuito abierto en corriente directa, por tal motivo no intervienen en el cálculo de los valores de los resistores en cd. En corriente directa los resistores R_{E1} y R_E se encuentran en serie por lo que se toma un valor equivalente para simplificar el circuito, esto es:

$$R_{E'} = R_{E1} + R_E \quad [2.3.13.]$$

La resistencia equivalente ($R_{E'}$) definida en la ecuación [2.3.13] únicamente se utiliza para el análisis en corriente directa, para el análisis en corriente alterna el capacitor C_E actúa como un corto circuito por lo que se utilizan R_{E1} y R_{E2} independientemente.

Ahora bien, el primer paso para comenzar con el análisis es seleccionar los voltajes que se desean en la malla de salida, para esto se tienen diferentes criterios que dependen del diseñador. La malla de salida es el recorrido que toma la corriente desde V_{CC} , pasando por R_C , la unión colector-emisor, y $R_{E'}$. Estos tres elementos deben repartirse el voltaje de la fuente (V_{CC}) de tal modo que se ajusten a las necesidades del proyecto, para este caso, el criterio a considerar es el siguiente:

Se desea obtener en la salida un voltaje pico de 2.12V, por lo que la unión colector-emisor debe tener un voltaje de polarización en el punto Q (V_{CEQ}) mayor a este valor. Se propone un $V_{CEQ}=3.7V$. Este es el valor más importante ya que si este voltaje es menor al voltaje pico

de salida la onda presenta distorsión. Del mismo modo se propone un voltaje en el resistor de colector $V_{RC}=3.6V$, se escoge un valor similar al voltaje colector-emisor. Por último, el voltaje en RE' es el voltaje faltante para que la suma de los tres voltajes sea igual a V_{CC} , así:

$$V_{RE} = 9V - 3.7V - 3.6V = 1.7V$$

De este modo:

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &= 3.7V \\ V_{RC} &= 3.6V \\ V_{RE'} &= 1.7V \end{aligned} \quad [2.3.14.]$$

Partiendo de este criterio, el siguiente paso es analizar la malla de entrada, para lo la cual se aplica el teorema de Thévenin a la entrada del amplificador de la siguiente forma:

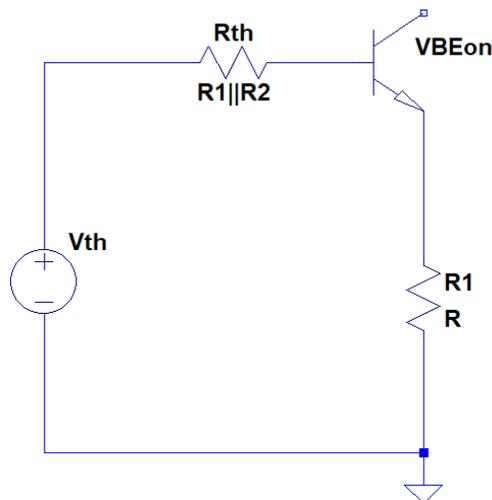


Figura 2.3.11. Diagrama esquemático de la malla de entrada de la primera etapa. Amplificador en configuración emisor común con compensación para variaciones de temperatura.

El voltaje de Thévenin es igual al voltaje de cd en la base, este voltaje se obtiene analizando la malla en la figura 2.3.11.

$$V_{Th} = V_{BEON} + V_{RE'} \quad [2.3.15.]$$

$$V_{Th} = 0.8V + 1.7V = 2.5V$$

Este voltaje es el voltaje de cd en la base del transistor, se utiliza para calcular R1 y R2. Ahora se aplica la regla del divisor de voltaje para la malla que va de VCC a tierra pasando por R1 y R2 y se obtiene la ecuación [2.3.16] la cual relaciona el voltaje de Thévenin previamente calculado con las resistencias R1 y R2.

$$V_{Th} = \frac{VCC * R2}{R1 + R2} \quad [2.3.16.]$$

La resistencia de Thévenin (R_{Th}) es igual al paralelo de R1 y R2, de este modo:

$$R_{Th} = \frac{R1 * R2}{R1 + R2} \quad [2.3.17.]$$

De la ecuación [2.3.16] se sabe que VCC=9V y V_{Th} =2.5V, así:

$$\frac{V_{Th}}{VCC} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

$$\frac{2.5V}{9V} = \frac{R2}{R1 + R2}$$

$$0.277 = \frac{R2}{R1 + R2}$$

Despejando R2:

$$(R2 + R1)0.277 = R2$$

$$0.277R1 = -0.277R2 + R2$$

$$0.277R1 = (1 - 0.277)R2$$

$$R2 = 0.383R1 \quad [2.3.18.]$$

La ecuación [2.3.18] representa la proporción que debe tener R2 con respecto a R1 para lograr que el voltaje de Thévenin (voltaje en la base) sea de 2.5V. Ahora se procede a proponer el valor de R1 y con base en esta relación calcular el valor de R2.

Se propone

$$R1 = 1k\Omega$$

Así:

$$R2 = 0.383(1k\Omega)$$

$$R2 = 383\Omega$$

Valor comercial:

$$R2 = 390\Omega$$

Ahora que se conocen los valores de R1 y R2, el siguiente paso es calcular los valores de los resistores de la malla de salida RC y RE', para esto existen criterios que se deben considerar. El criterio más importante que considerar es el que relaciona la malla de salida con la malla de entrada, este criterio dice que **para un amplificador con arreglo de divisor de voltaje la resistencia de entrada de base, la cual se calcula como RE' multiplicado por h_{FE}, debe ser por lo menos 10 veces mayor que la resistencia de Thévenin, con el fin de que el efecto de carga producido por RE' en la malla de entrada sea mínimo.**

Con base en este criterio de diseño se obtiene la siguiente desigualdad:

[2.3.19.]

$$RE' * h_{FE} \geq 10R_{Th}$$

Así:

$$RE' \geq \frac{10R_{Th}}{h_{FE}}$$

$$R_{Th} = \frac{1k\Omega * 390\Omega}{1k\Omega + 390\Omega} = 280.5\Omega$$

$$RE' \geq \frac{10(280.5\Omega)}{300} = 9.35\Omega$$

Se propone que:

$$RE' = 33\Omega$$

De este modo, con base en la ecuación [2.3.13], se obtienen los valores para RE1 y RE de la siguiente forma:

$$32\Omega = RE1 + RE$$

$$RE1 = 11\Omega$$

$$RE = 22\Omega$$

El resistor RE se encuentra en paralelo con el capacitor CE, como se muestra en la figura 2.3.10., en corriente alterna, esto significa que CE es un corto circuito que hace que RE desaparezca. Por tal motivo, se coloca un resistor RE1 entre el emisor y RE. Si R1 no es colocado, la corriente no controlada en el emisor produce un aumento en la temperatura de la unión debida a la resistencia de ca del transistor y con ello un aumento en la corriente lo cual puede causar distorsión en la señal o que el transistor se dañe. El valor de RE1 se elige a criterio del diseñador debido a que este valor afecta la ganancia en voltaje del

amplificador, si el valor de RE1 crece, la ganancia en voltaje disminuye, por tal motivo se propone un valor de 11Ω que se puede considerar pequeño.

Ahora que se conoce el valor de RE' se procede a calcular las corrientes de base y de colector en el punto de estabilidad Q. La corriente de base en el punto Q (IBQ) se obtiene de la malla de entrada mostrada en la figura 2.3.11. y se calcula como:

$$I_{BQ} = \frac{V_{Th} - V_{BEON}}{R_{Th} + RE'(h_{FE} + 1)} \quad [2.3.20.]$$

$$I_{BQ} = \frac{2.5V + 0.8V}{280.5\Omega + 33(300 + 1)} = 166.44 \times 10^{-6} A$$

$$I_{BQ} = 166.44 \mu A$$

La corriente de colector del transistor se calcula como:

$$I_{CQ} = h_{FE} I_{BQ} \quad [2.3.21.]$$

$$I_{CQ} = (300)(166.44 \mu A) = 0.0499 A$$

$$I_{CQ} = 49.9 mA$$

Con el valor de la corriente de colector y recordando que el valor propuesto para VRC es 3.6V (ecuación [2.3.14.]), se puede calcular el resistor de colector RC mediante la ley de ohm, de este modo:

$$RC = \frac{V_{RC}}{I_{CQ}} = \frac{3.6V}{51.45 mA} = 69.97 \Omega$$

Debido a que la ganancia en voltaje depende en gran parte del valor de RC, si RC disminuye la ganancia en voltaje también disminuye, esto se demuestra más adelante.

Se propone el valor comercial superior al valor calculado con el fin de que la ganancia se mantenga, esto es:

$$RC = 82\Omega$$

Ahora que se conocen todos los valores de los resistores es posible calcular el voltaje colector-emisor en el punto Q (V_{CEQ}) y la corriente de colector en saturación (I_{CSAT}), estos parámetros son necesarios para trazar la gráfica de la recta de carga de cd del amplificador.

El voltaje colector-emisor en el punto Q (V_{CEQ}) se calcula analizando la malla de salida, la cual va desde la fuente de 9V, pasa por R_C , luego por la unión colector-emisor y por último atraviesa los resistores R_1 y R_2 que en este caso se denotan como RE' . La malla de salida se muestra en la figura 2.3.12.

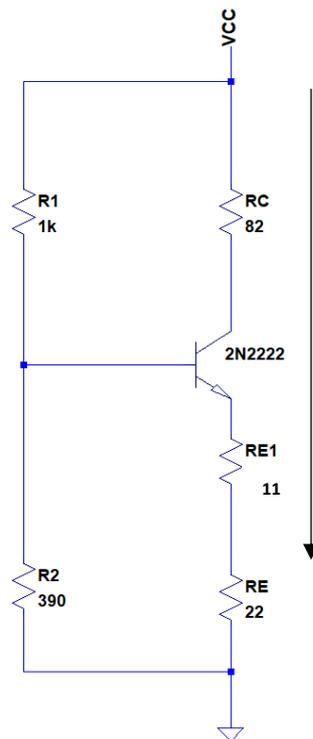


Figura 2.3.12. Malla de salida del amplificador. La dirección del análisis de esta malla se indica con la flecha.

Con base en la figura anterior se tiene:

$$VCC = V_{RC} + V_{CEQ} + V_{RE'}$$

$$VCC = RC I_C + V_{CEQ} + RE' I_E$$

Como:

$$I_C = h_{FE} I_B; \quad I_E = I_B (h_{FE} + 1);$$

Se sustituyen y el resultado es:

$$VCC = RC (h_{FE} I_B) + V_{CEQ} + RE' I_B (h_{FE} + 1)$$

Despejando para V_{CEQ} :

$$V_{CEQ} = VCC - I_B [RC h_{FE} + RE' (h_{FE} + 1)] \quad [2.3.21.]$$

El valor de V_{CEQ} es:

$$V_{CEQ} = 9V - 166.44 \mu A [(82 \Omega)(300) + (33 \Omega)(301)]$$

$$V_{CEQ} = 3.25V$$

La corriente de colector en saturación es la corriente máxima que va a circular en la malla de salida cuando la unión colector-emisor se encuentra en corto circuito para un caso ideal, como este no es un caso ideal, la unión colector emisor presenta un voltaje de 0.3V cuando el transistor está en saturación, este valor se obtiene de las hojas de especificaciones del transistor. De este modo:

$$V_{CESAT} = 0.3V$$

La corriente de colector en saturación se obtiene de la malla de salida de la siguiente manera:

$$VCC = RC I_{CSAT} + V_{CESAT} + RE' I_{E(SAT)}$$

Para este caso:

$$I_{E(SAT)} \approx I_{CSAT}$$

Así:

$$VCC = RC I_{CSAT} + V_{CESAT} + RE' I_{CSAT}$$

Despejando I_{CESAT} :

$$I_{CSAT} = \frac{VCC - V_{CESAT}}{RC + RE'} \quad [2.3.22.]$$

$$I_{CSAT} = \frac{9V - 0.3V}{82\Omega + 33\Omega} = 75.65mA$$

Ahora que se conocen los valores de I_{CSAT} , I_{CQ} , V_{CEQ} y VCC se puede trazar la gráfica de la recta de carga de cd.

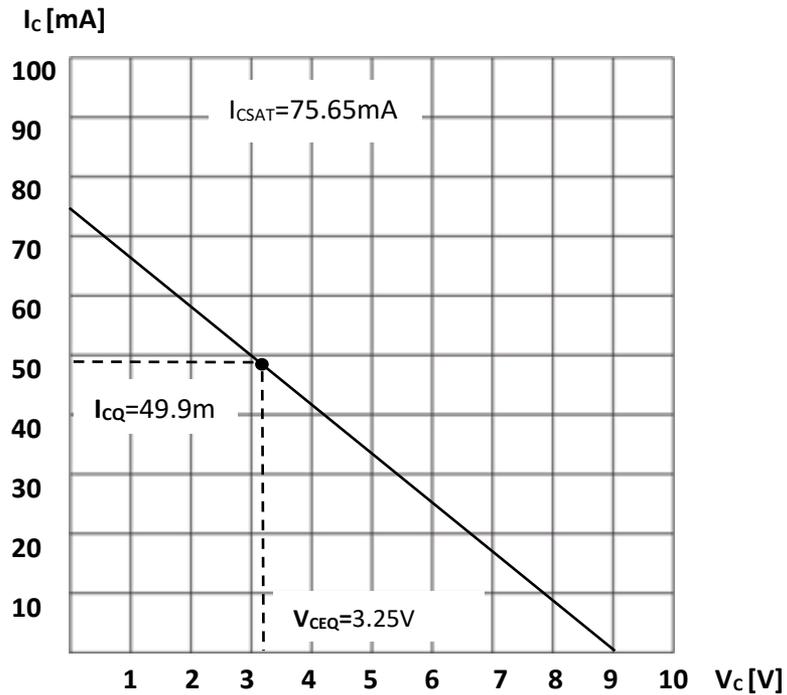


Figura 2.3.13. Recta de carga de cd del amplificador de la primera etapa.

Si se observa la figura anterior se puede notar que el punto Q se encuentra sobre la recta de carga y en su parte central, lo cual es una característica que debe cumplirse para que el amplificador funcione adecuadamente ya que en corriente alterna este punto varía sobre los dos ejes y el hecho de que esté centrado indica que la distorsión es mínima.

Potencia del transistor.

La potencia en CD que disipa el transistor de la etapa 1 (P_{Q1}) se obtiene de la siguiente expresión:

$$P_{Q1} = V_{CEQ}I_{CQ} \quad [2.3.23.]$$

$$P_{Q1} = (3.25V)(49.9mA) = 0.162W$$

$$P_{Q1} = 162mW$$

La potencia máxima que puede disipar el transistor 2N222 es de 625mW, si se compara este valor con la cantidad de potencia que disipa el transistor en el punto Q, se puede observar que el transistor opera muy por debajo de su máxima capacidad, por lo cual el dispositivo seleccionado es el correcto.

2.3.13 Análisis en ca.

El propósito del análisis en corriente alterna es calcular la impedancia de entrada del amplificador (Z_{ent1}), la impedancia de salida (Z_{sal1}), la ganancia en voltaje (A_v), la ganancia en corriente (A_i) y el valor de cada capacitor del amplificador.

Para el análisis en corriente alterna se hace uso de los parámetros híbridos (parámetros h) y el modelo equivalente de Ebers Moll, mostrado en la figura 2.3.13., que es el modelo equivalente del transistor para corriente alterna.

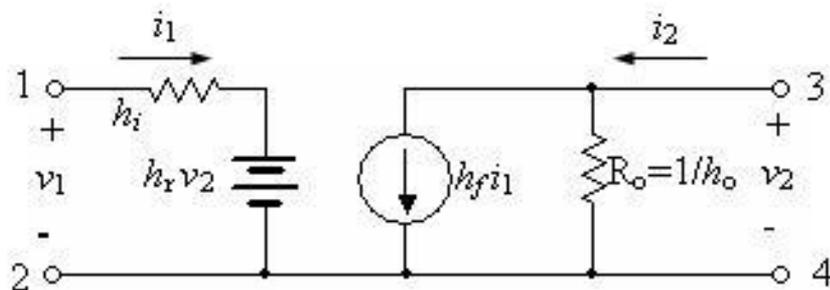


Figura 2.3.13. Modelo equivalente de Ebers Moll para un transistor bipolar npn en corriente alterna.

Donde:

h_i : Resistencia de entrada del transistor con su salida en corto circuito.

h_r : Ganancia inversa de voltaje con la entrada en corto circuito.

h_f : Ganancia de corriente con salida en corto circuito.

h_o : Conductancia de salida con entrada en circuito abierto.

Cabe agregar que, dependiendo de la configuración del transistor, es decir, si está en emisor común, base común o colector común, se agrega un sufijo con la letra en minúsculas que corresponde a la configuración, por ejemplo, para este amplificador la resistencia de entrada en emisor común se expresa como h_{ie} .

Los parámetros h_{re} y h_{oe} Pueden encontrarse en la hoja de especificaciones del transistor, en este caso, para el transistor 2N222 se tiene:

$$\begin{aligned}h_{re} &= 4 \times 10^{-4} V(\text{valor máximo}) \\h_{oe} &= 200 \mu S(\text{valor máximo})\end{aligned}$$

El parámetro h_{re} puede ser despreciado del análisis debido a que es una fuente de voltaje cuyo valor es de 0.0004V (según la hoja de especificaciones) el cual puede tomarse como 0. Del mismo modo, el parámetro h_{oe} , el cual es el inverso de la resistencia que se encuentra en paralelo a la salida en la figura 2.3.13. $R_{oe} = 1/200 \mu S = 5000 \Omega$, puede ser despreciado ya que se trata una alta impedancia (circuito abierto).

Para construir el modelo completo para este amplificador se parte de la figura 2.3.10., el primer paso es cortocircuitar la fuente de alimentación VCC ya que en corriente alterna la fuente de cd es vista por la señal como tierra, además, en corriente alterna todos los capacitores funcionan como cortos circuitos, por tal motivo, en el diagrama aparecen como un alambre, si se conecta a tierra todos los elementos que estén conectados a la fuente de cd se obtiene el siguiente modelo equivalente en corriente alterna para el amplificador.

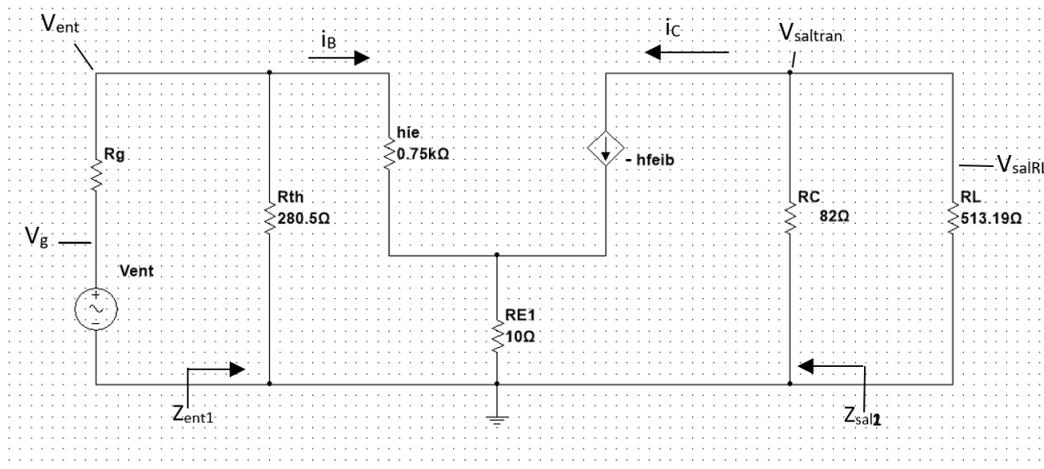


Figura 2.3.14. Modelo equivalente del amplificador en corriente alterna. Los parámetros h_{ie} y h_{fe} se obtienen de la hoja de especificaciones del transistor.

Para el análisis se comienza con la impedancia de entrada del amplificador, la cual se obtiene del diagrama de la figura 2.3.14.

$$Z_{ent} = R_{th} || [h_{ie} + RE1h_{fe}] \quad [2.3.24.]$$

$$Z_{ent1} = \frac{(280.5\Omega)[0.75k\Omega + (300)(11\Omega)]}{280.5\Omega + [0.75k\Omega + (300)(11\Omega)]} = 262.33\Omega$$

A continuación, se obtiene la impedancia de salida, en este caso para este amplificador la impedancia de salida es igual al resistor de colector.

$$Z_{sal1} = RC$$

$$Z_{sal1} = 82\Omega$$

Ganancia en Voltaje

La ganancia en voltaje se define como la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada. El circuito de la figura 2.3.14. puede verse como cuatro etapas donde V_g con R_g

corresponden a la primera etapa, V_{ent} con Z_{ent1} a la segunda, $V_{saltran}$ con RC a la tercera y V_{salRL} con RL corresponden a la cuarta etapa, de aquí surge la siguiente expresión:

$$A_v = \frac{V_{salRL}}{V_g} = \left(\frac{V_{ent}}{V_g} \right) \left(\frac{V_{saltran}}{V_{ent}} \right) \left(\frac{V_{salRL}}{V_{saltran}} \right) \quad [2.3.25.]$$

De la figura 2.3.14. se puede observar que:

$$V_{salRL} = \frac{V_{saltran}RL}{Z_{sal1} + RL}$$

Como $Z_{sal1}=RC$

$$\frac{V_{salRL}}{V_{saltran}} = \frac{RL}{RC + RL} \quad [2.3.26.]$$

También se observa que:

$$V_{saltran} = i_C RC; \quad i_C = -h_{FE} i_B; \quad i_B = \frac{V_{ent}}{h_{ie} + h_{FE} RE1};$$

Sustituyendo i_B en i_C y i_C en $V_{saltran}$ se obtiene:

$$V_{saltran} = \frac{-h_{FE} V_{ent} RC}{(h_{ie} + h_{fe} RE1)}$$

$$\frac{V_{saltran}}{V_{ent}} = \frac{-h_{FE} RC}{(h_{ie} + h_{fe} RE1)} \quad [2.3.27.]$$

Por último:

$$V_{ent} = \frac{V_g Z_{ent}}{R_g + Z_{ent}}$$

$$\frac{V_{ent}}{V_g} = \frac{Z_{ent}}{R_g + Z_{ent}} \quad [2.3.28.]$$

Las ecuaciones [2.3.26], [2.3.27] y [2.3.28] se sustituyen en la ecuación [2.3.25] para encontrar la ecuación de la ganancia en voltaje.

Así:

$$A_v = \left(\frac{Z_{ent}}{R_g + Z_{ent}} \right) \left(\frac{-h_{FE}RC}{h_{ie} + h_{fe}RE1} \right) \left(\frac{RL}{RC + RL} \right)$$

Se sabe que $R_g=0$ debido a que es la impedancia de salida de un filtro activo el cual está construido con amplificador operacional y su impedancia de salida es muy cercana a cero, por tal motivo el primer factor se hace igual a 1 quedando:

$$A_v = \left(\frac{-h_{FE}RC}{h_{ie} + h_{fe}RE1} \right) \left(\frac{RL}{RC + RL} \right) \quad [2.3.29.]$$

En este punto hay dos cosas que se deben tomar en cuenta, la primera es que la h_{fe} de un transistor varía con respecto a la temperatura. Dependiendo de cada aplicación que se le dé al transistor el valor de la h_{fe} puede oscilar entre su valor mínimo y su valor máximo especificados en las hojas de datos, para este caso son 100 y 300 respectivamente. Para que nuestro cálculo sea más exacto se hace un promedio de los valores mínimo y máximo de h_{fe} y el resultado se usa en la ecuación de la ganancia. El valor promediado es $h_{fe}=200$, así:

$$A_v = \left(\frac{(-200)(82\Omega)}{0.75k\Omega + (200)(11\Omega)} \right) \left(\frac{460.6\Omega}{82\Omega + 460.6\Omega} \right) = -4.71$$

$$A_v = -4.71$$

El resultado anterior no es exactamente el que necesitamos que es de 4.24, sin embargo se puede corregir modificando RC o RE1 que son resistores que intervienen directamente en

la ganancia en voltaje. También hay que tomar en cuenta el efecto de carga de la segunda etapa del amplificador ya que provoca una pequeña atenuación.

La ganancia en decibeles se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$A_{vdB} = 20\text{Log}(A_v)$$

$$A_{vdB} = 20\text{Log}(4.71) = 13.46\text{dB}$$

Cálculo de los capacitores.

El capacitor CENT se encuentra en la entrada del amplificador y funciona como filtro pasa altas y su valor se calcula con la siguiente expresión.

$$CENT = \frac{1}{2\pi f_c Z_{ent1}} \quad [2.3.30.]$$

$$CENT = \frac{1}{2\pi(20\text{Hz})(262.33\Omega)} = 30.3322\mu\text{F}$$

Se elige el valor comercial por encima del valor calculado para que la frecuencia de corte sea menor.

$$C1 = 33\mu\text{F}$$

El capacitor CSAL también es un filtro pasa altas que interactúa con la impedancia de salida, que en este caso es igual a RC.

$$CSAL1 = \frac{1}{2\pi f_c RC} \quad [2.3.31.]$$

$$CSAL1 = \frac{1}{2\pi(20\text{Hz})(82\Omega)} = 97.04\mu\text{F}$$

Valor comercial:

$$CSAL = 100\mu F$$

El capacitor CE se calcula con la siguiente expresión:

$$CE = \frac{1}{2\pi f_c RE}$$

$$CSAL = \frac{1}{2\pi(20Hz)(22\Omega)} = 361.7\mu F$$

Valor comercial:

$$CSAL = 470\mu F$$

Ahora que se han calculado los valores de todos los componentes, el diagrama esquemático final del amplificador de potencia queda así:

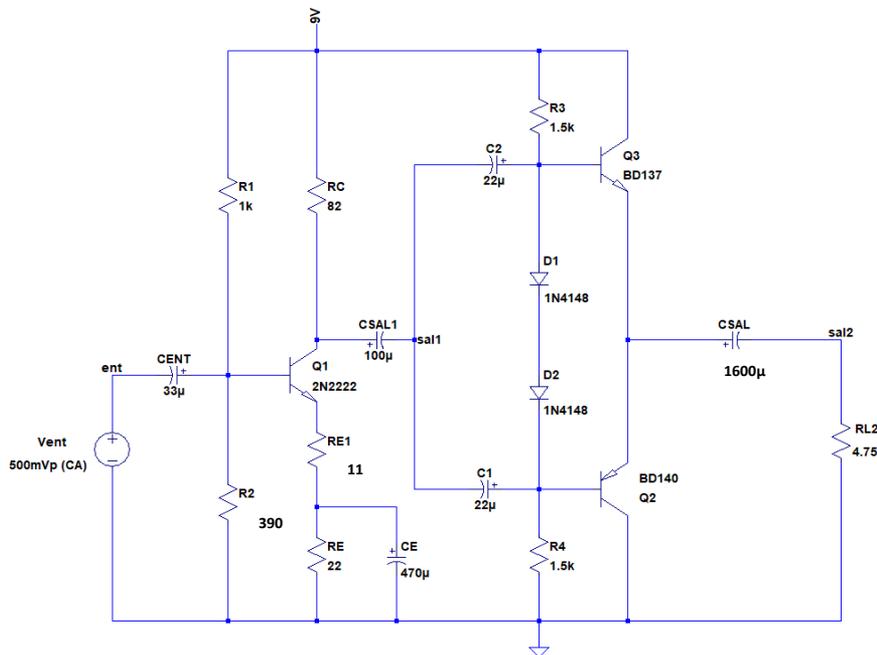


Figura 2.3.15. Diagrama esquemático final del amplificador de potencia con los valores de sus componentes.

2.3.14 Simulación.

Para la simulación del amplificador de potencia se hace uso del simulador LtSpice, el cual se configura para que dé una señal de entrada senoidal de 500mVp con una de frecuencia de 1kHz.

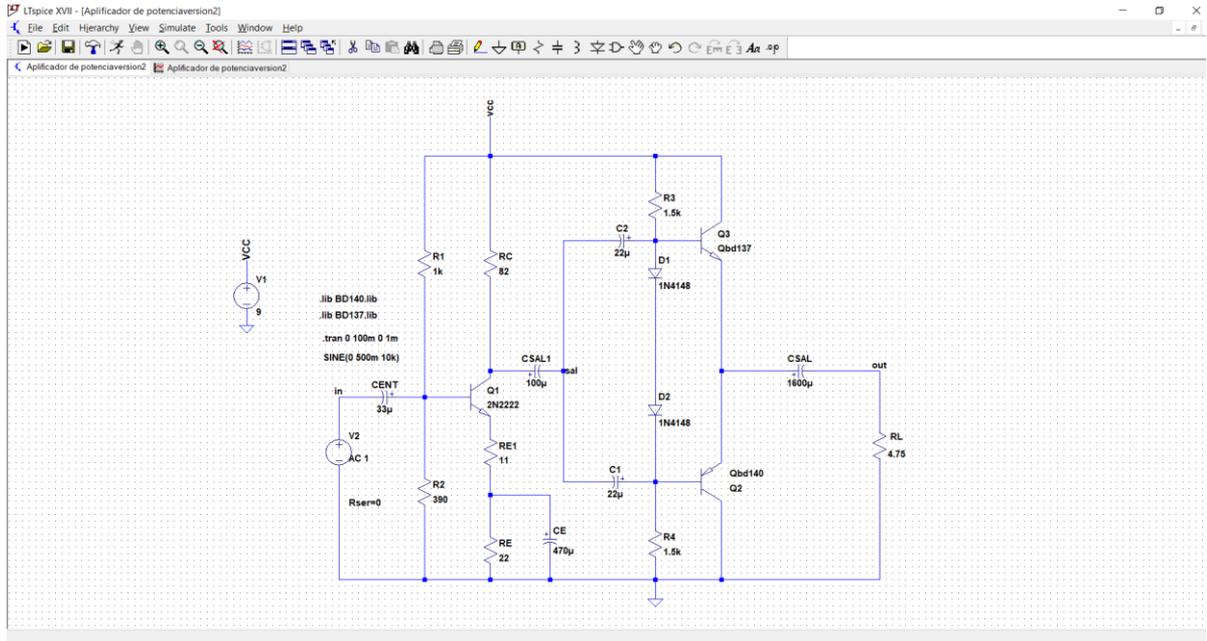


Figura 2.3.16. Simulación del amplificador de potencia con una señal de entrada de 10kHz a 500mVp.

La forma de onda mostrada en la entrada y en la salida de la primera etapa es la siguiente:

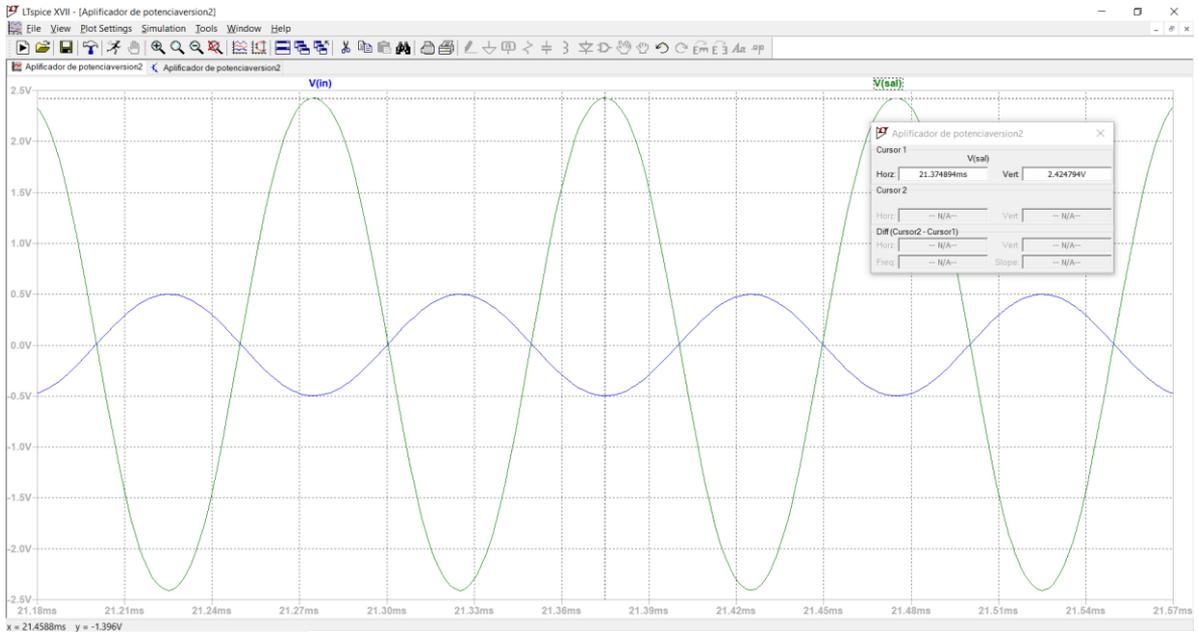


Figura 2.3.17. Señal de entrada y señal de salida de la primera etapa.

Como se puede apreciar en la simulación la primera etapa funciona bien, la figura 2.3.17. muestra un voltaje de salida de la primera etapa de 2.42Vp, esto da una ganancia en voltaje de 4.84 o cual se aproxima al valor calculado que es 4.71, recordemos que el valor exacto de h_{fe} varía en cierto intervalo. A continuación se muestra la forma de onda de la entrada y las dos etapas del amplificador.

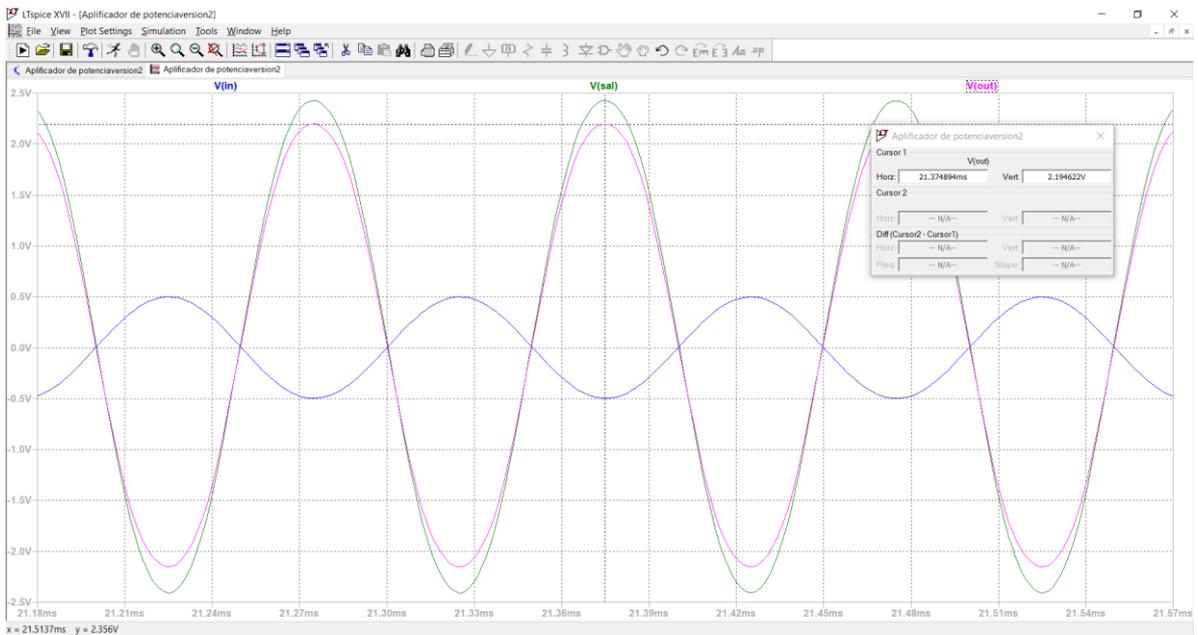


Figura 2.3.18. Señal de entrada V(in), señal de salida de la primera etapa V(sal) y de salida de la segunda etapa V(out).

Como se puede observar la señal de salida de la segunda etapa tiene menor amplitud que la de la primera etapa, esto se debe a que la impedancia de entrada de la segunda etapa no es lo suficientemente grande para evitar el efecto de carga y por consiguiente esa pequeña caída. Este efecto de carga está considerado en la ecuación de la ganancia [2.3.29.] por lo que el resultado obtenido en esa ecuación debe compararse con el voltaje de salida de la segunda etapa. Considerando esto, la amplitud de la salida es de 2.17Vp que conlleva una ganancia en voltaje de 4.34 según la figura 2.3.18., el cual es un valor aceptable ya que ese valor es muy cercano al valor propuesto de 4.24.

A continuación, se muestra una gráfica de las señales de entrada y de salida del amplificador, esta vez a una frecuencia de 20kHz.

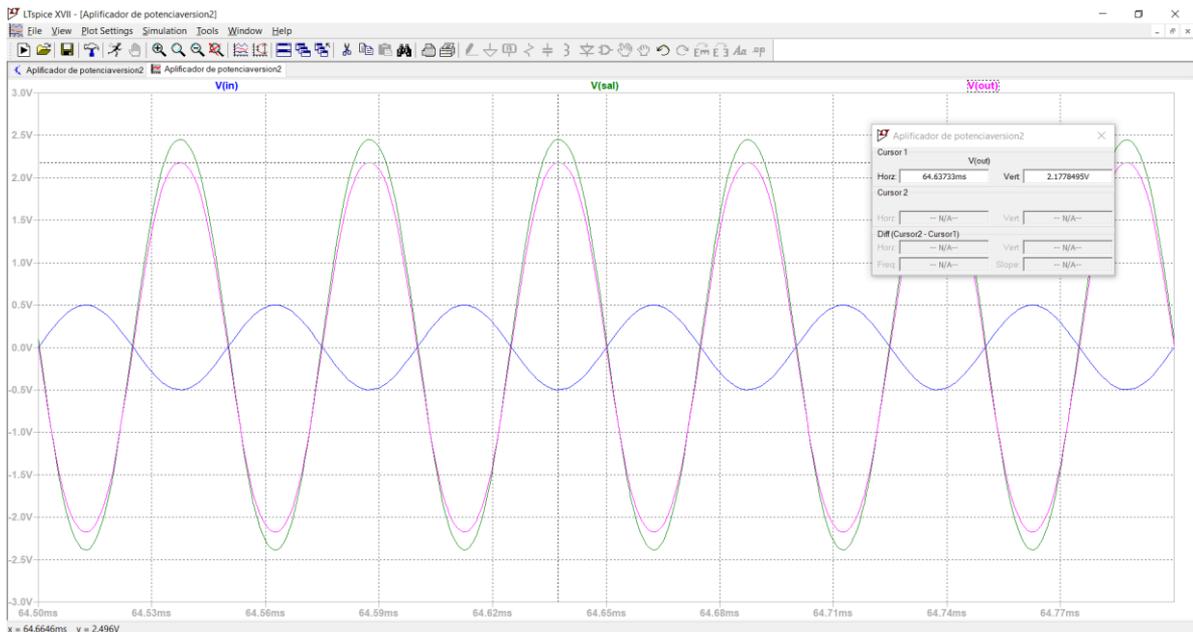


Figura 2.3.18. Señal de entrada, señal de salida de la primera etapa y de salida de la segunda etapa. A una frecuencia de 20KHz.

Como se puede ver la señal se mantiene con la misma ganancia y fase a la frecuencia de 20kHz lo cual indica que este amplificador cumple los requerimientos para este proyecto.

Capítulo 3

Pruebas de laboratorio.

Las pruebas de laboratorio se realizaron en el Laboratorio de Microtecnología y Sistemas Embebidos, del Centro de Investigación en Computación, del Instituto Politécnico Nacional (CIC IPN), con la asesoría del doctor Herón Molina Lozano.

3.1. Bloque de entrada.

3.1.1 Entrada del micrófono de condensador.

Este bloque está compuesto por el micrófono y su preamplificador. Se utiliza un generador de funciones el cual genera una onda senoidal con una amplitud de 10mVp y una frecuencia de 1kHz para sustituir al micrófono con el fin de comprobar el buen funcionamiento del preamplificador. La salida se conecta a un osciloscopio y la forma de onda se muestra en la figura 3.1.1.

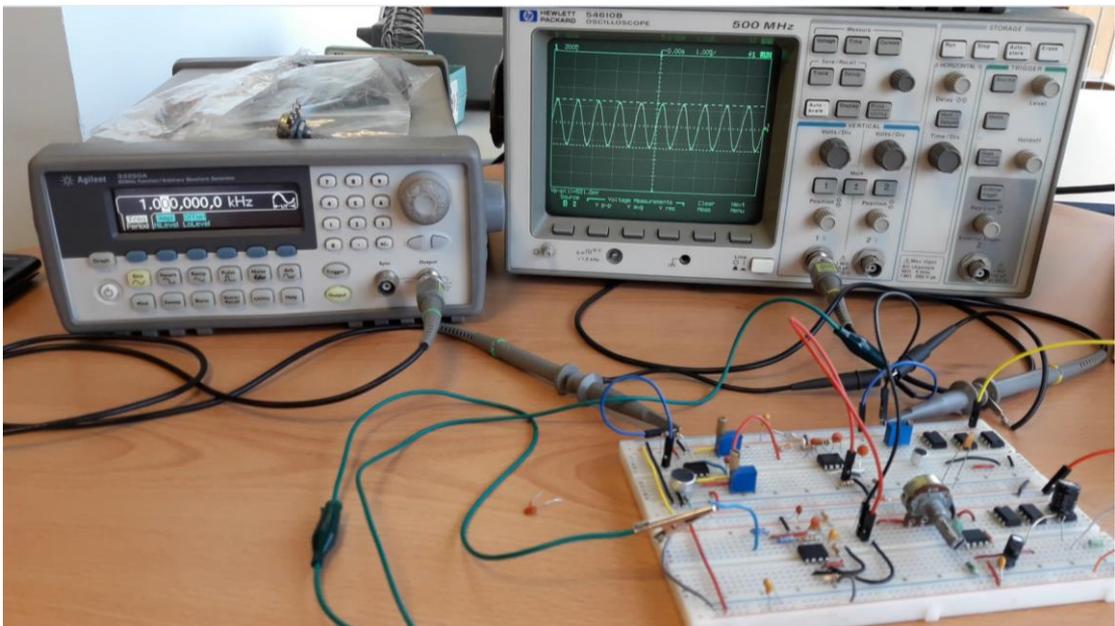


Figura 3.1.1. Pruebas de laboratorio del preamplificador.

En la imagen anterior se puede ver que la onda senoidal en el osciloscopio presenta una amplitud de 531mVp, esto quiere decir que la ganancia del preamplificador es un poco mayor a la deseada, a pesar de esto, se puede considerar como correcto este valor ya que la ganancia del preamplificador es controlada por un potenciómetro.

Este preamplificador es el único elemento al cual hay que realizar pruebas del bloque de entrada, la entrada de instrumento musical y de reproductor de música son un conector Jack de audio de 6.5mm y de 3.5mm respectivamente, por lo que no necesitan pruebas de laboratorio. En la etapa de procesamiento si se realizan pruebas de laboratorio de estas etapas ya que cada una tiene conectado un filtro pasa banda de 20Hz a 20kHz en su salida.

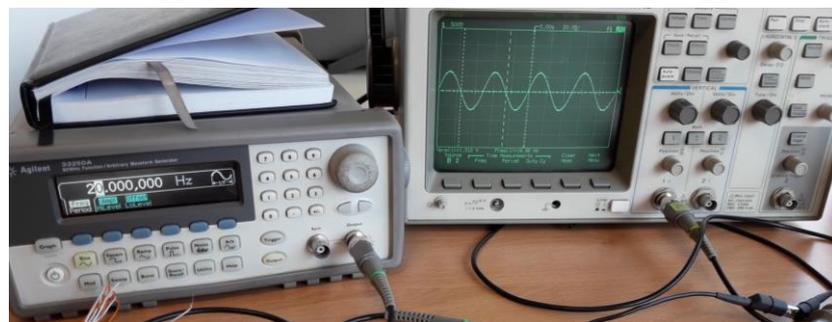
3.2. Bloque de procesamiento.

3.2.1 Filtro pasa banda 20Hz a 20kHz.

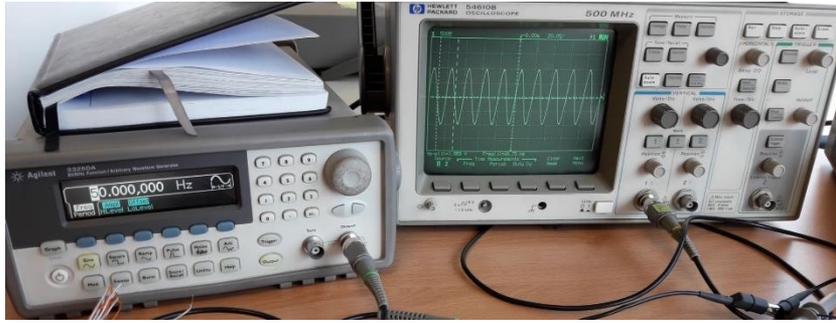
Para comprobar el funcionamiento del filtro pasa banda se utiliza un generador de funciones el cual genera una señal senoidal de 1Vp, la frecuencia de esta señal se varía desde los 10Hz hasta los 100kHz con el propósito de ver la respuesta en amplitud de la señal senoidal. En la figura 3.1.2. se observa la respuesta de la señal senoidal a diferentes frecuencias. La salida máxima del filtro es 1.96Vpp y se mantiene casi constante en el intervalo de 20Hz a 20kHz, lo cual indica que la ganancia del filtro es aproximadamente 1.



A)
 $V_p=200\text{mVp}$
 $f=10\text{Hz}$



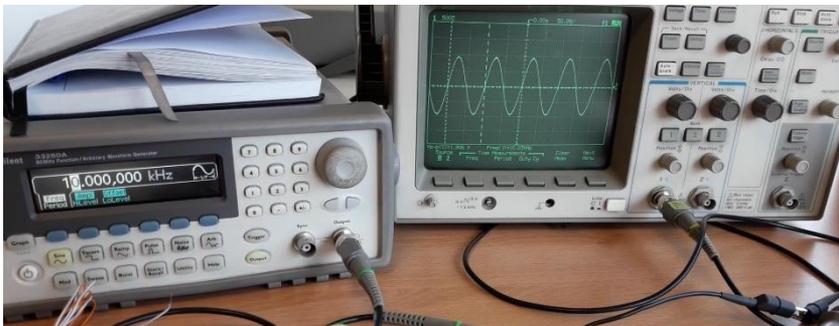
B)
 $V_p=660\text{mVp}$
 $f=20\text{Hz}$



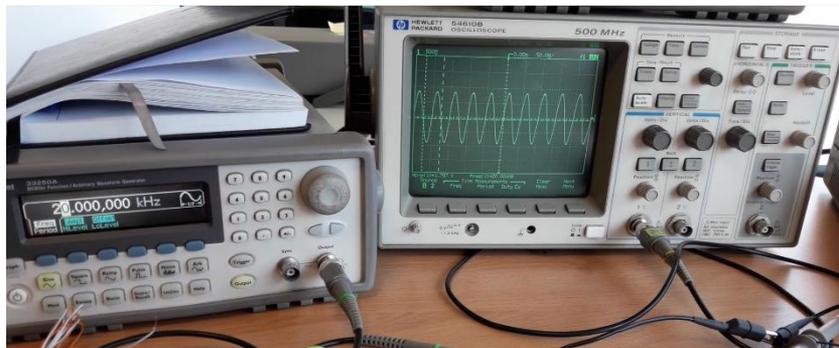
C)
 $V_p=1V_p$
 $f=50\text{Hz}$



D)
 $V_p=1V_p$
 $f=1\text{KHz}$



E)
 $V_p=995\text{mV}_p$
 $f=10\text{kHz}$



F)
 $V_p=895\text{mV}_p$
 $f=20\text{kHz}$



G)
 $V_p=715\text{mVp}$
 $f=50\text{kHz}$



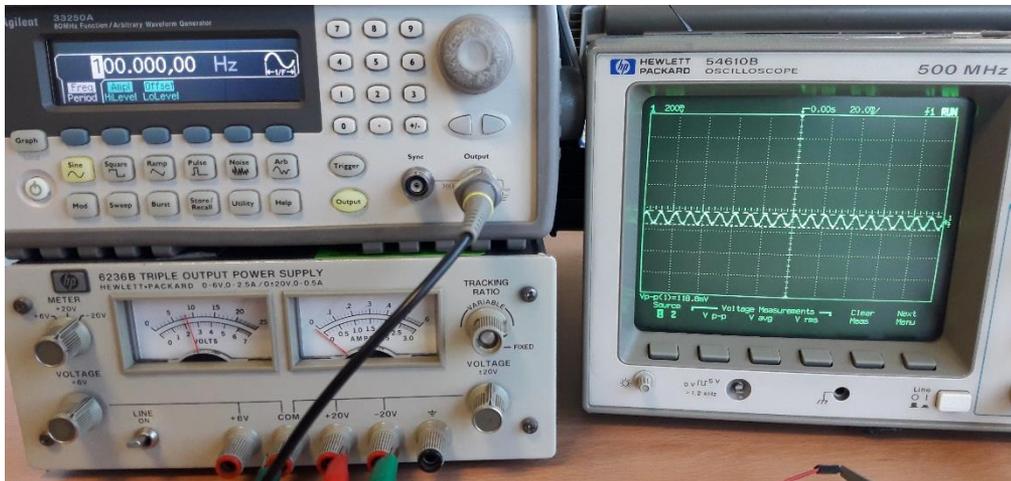
H)
 $V_p=100\text{mVp}$
 $f=100\text{kHz}$

Figura 3.2.1. Prueba de laboratorio del filtro pasa banda de 20Hz a 20Khz.

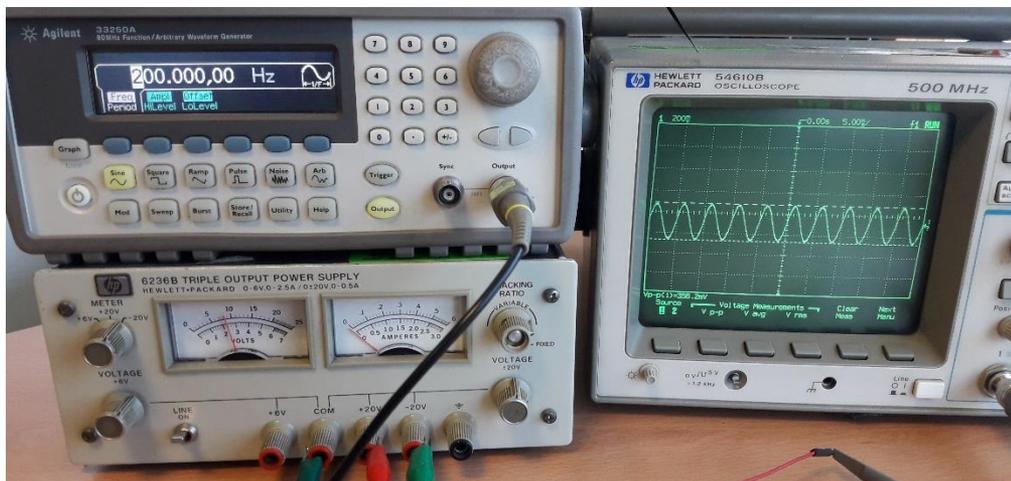
Con base en las imágenes anteriores se puede observar que la señal tiene una amplitud de aproximadamente 1Vp en el intervalo de 20Hz a 20kHz lo cual indica que el filtro funciona como se espera.

3.2.2 Filtro pasa banda para señales de voz 250Hz a 3kHz.

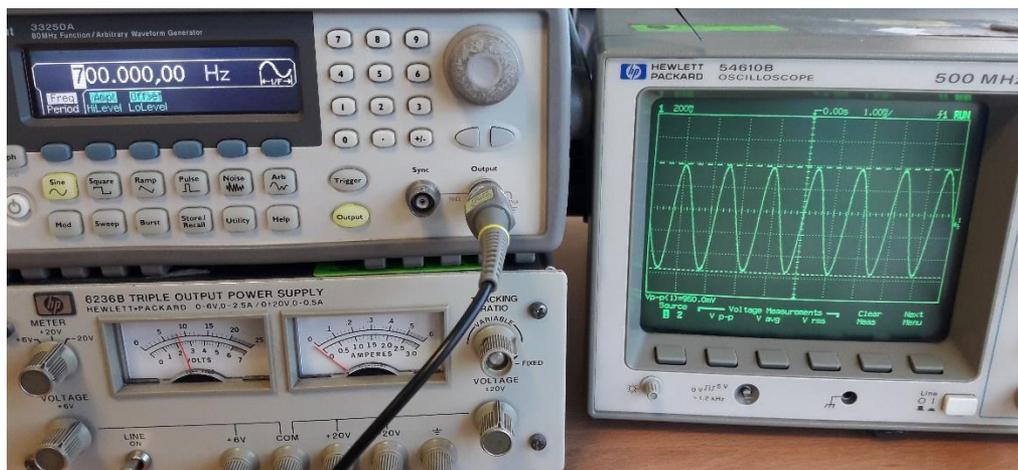
Para las pruebas de laboratorio de este filtro se utiliza un generador de funciones el cual genera una señal senoidal de 500mVp, la frecuencia de esta señal se varía desde los 100Hz hasta los 10kHz con el propósito de ver la respuesta en amplitud de la señal senoidal. Los resultados se muestran en las imágenes siguientes:



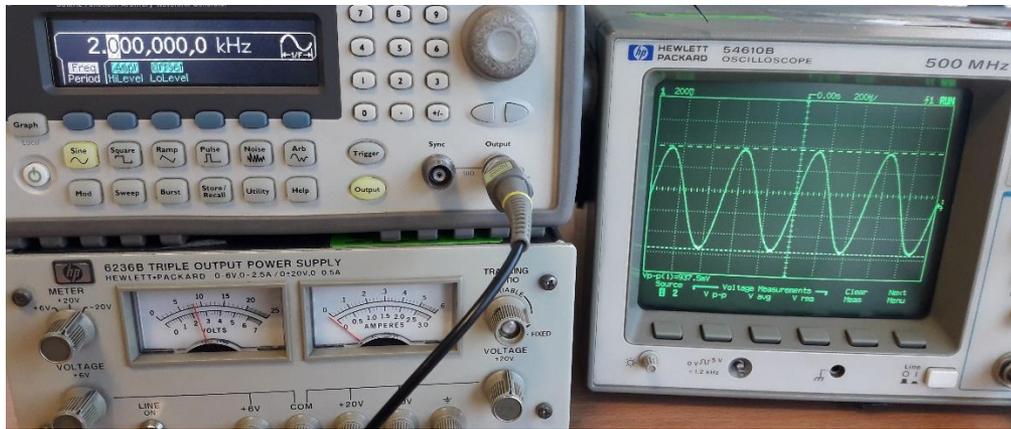
A)
 $V_p = 59 \text{ mV}$
 $f = 100 \text{ Hz}$



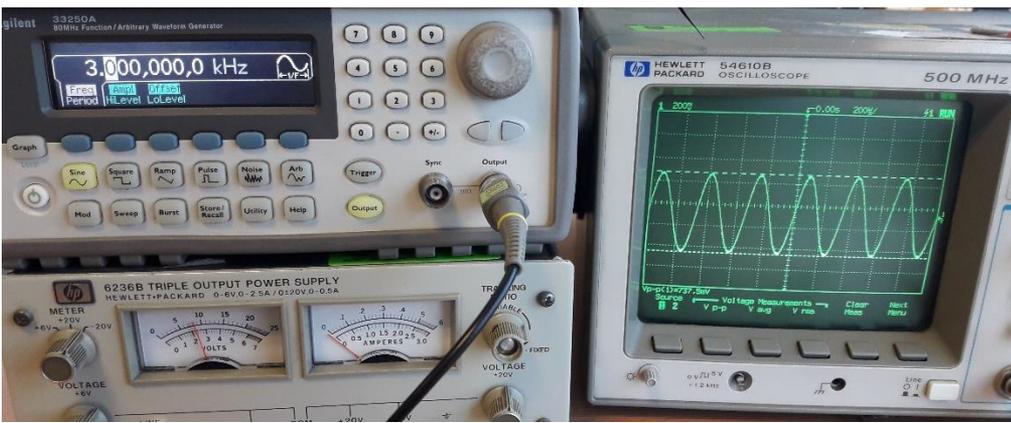
B)
 $V_p = 178 \text{ mV}$
 $f = 200 \text{ Hz}$



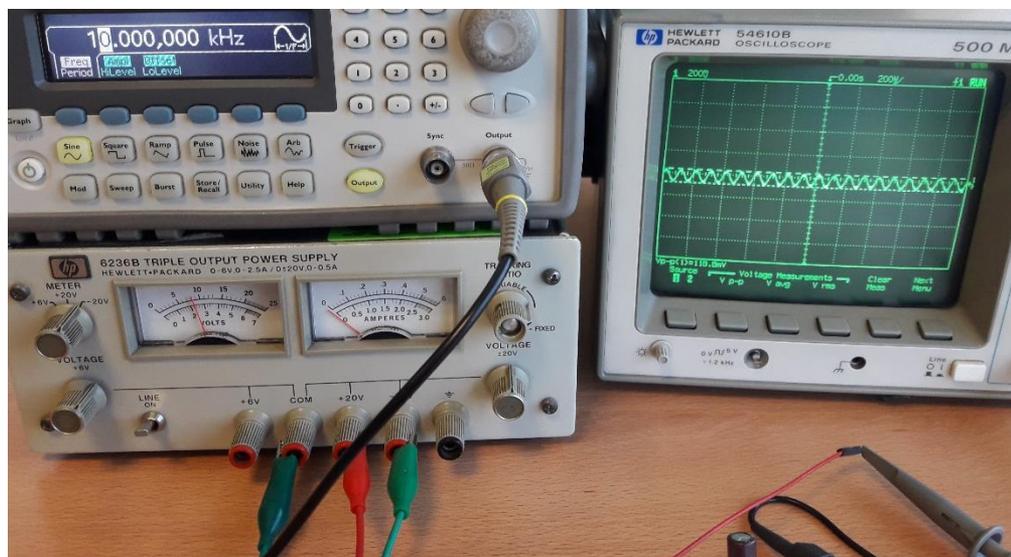
C)
 $V_p = 475 \text{ mV}$
 $f = 700 \text{ Hz}$



D)
 $V_p=468\text{mVp}$
 $f=2\text{kHz}$



E)
 $V_p=368\text{mVp}$
 $f=3\text{kHz}$



F)
 $V_p=59\text{mVp}$
 $f=10\text{kHz}$

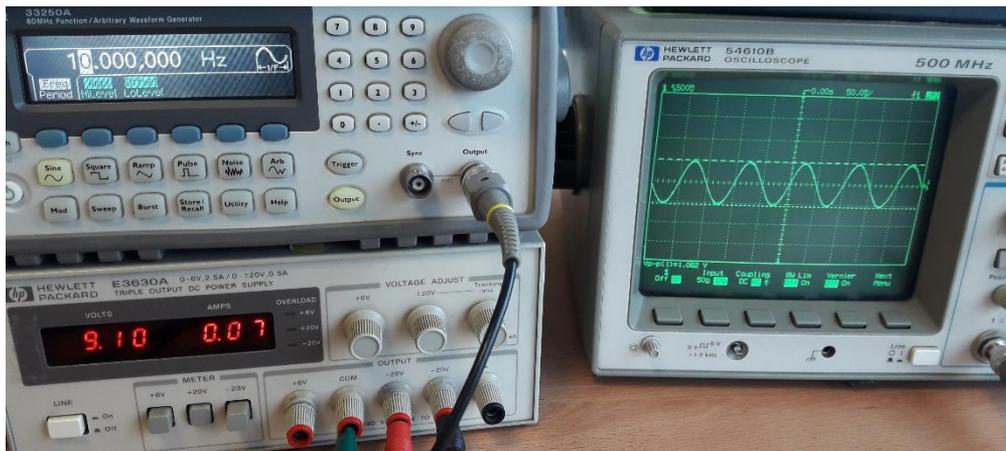
Figura 3.2.2. Prueba de laboratorio del filtro pasa banda de 250Hz a 3Khz.

Los resultados anteriores muestran que el filtro tiene una pequeña atenuación y la señal de salida llega a un valor máximo de 475mVp y no a 500mVp, este podría ser un valor aceptable ya que posteriormente la señal entra a una etapa de amplificación, no obstante, se realizará un análisis de las causas de esa atenuación para su posterior corrección.

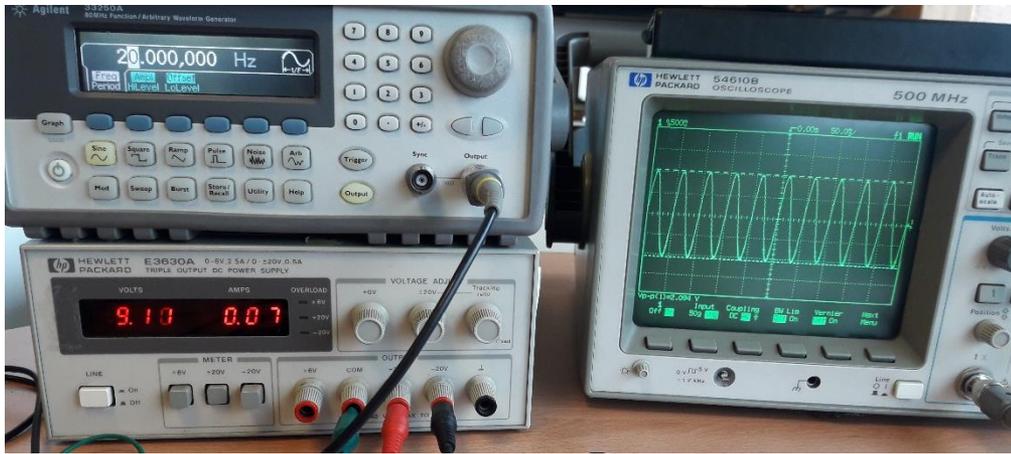
3.3. Bloque de salida.

3.3.1. Amplificador de potencia.

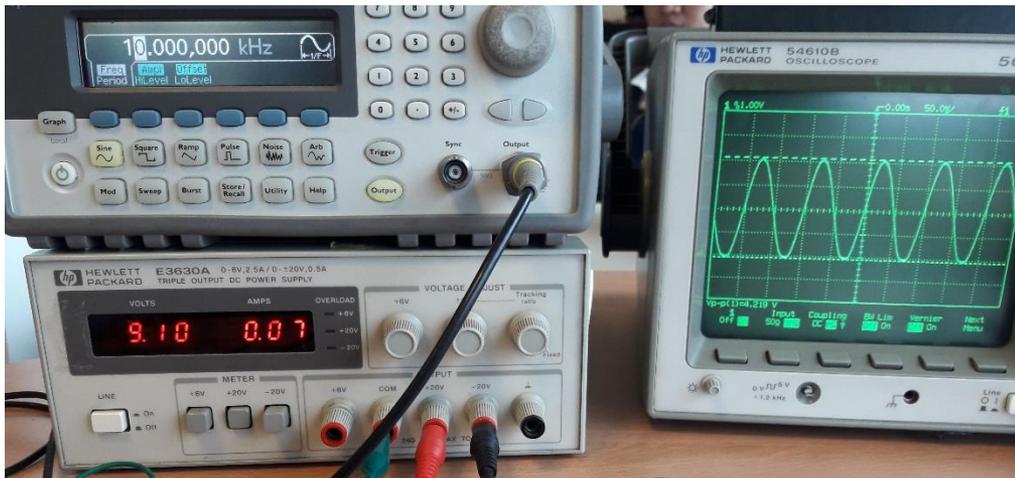
Para la realización de la prueba del amplificador, mediante el uso de un generador de señales, se genera una señal senoidal de 500mVp la cual se conecta en la entrada del amplificador. La frecuencia de esta señal se varía de 20Hz en adelante lo cual permite conocer el ancho de banda del amplificador. A la salida del amplificador se conecta al transductor electromecánico (resistencia de carga) que se utiliza en el análisis. El canal 1 del osciloscopio se conecta en paralelo con el transductor. Se obtienen los resultados mostrados en la figura 3.3.1.



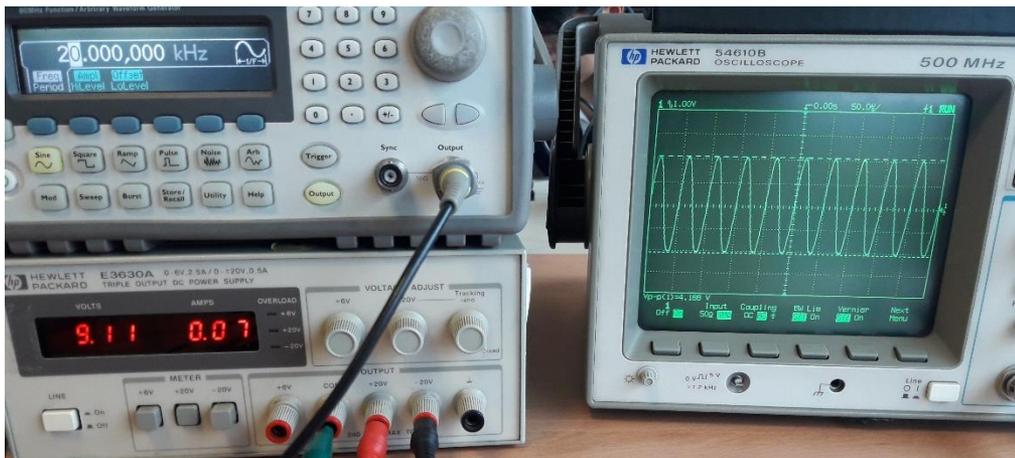
A)
 $V_p=530\text{mVp}$
 $f=10\text{Hz}$



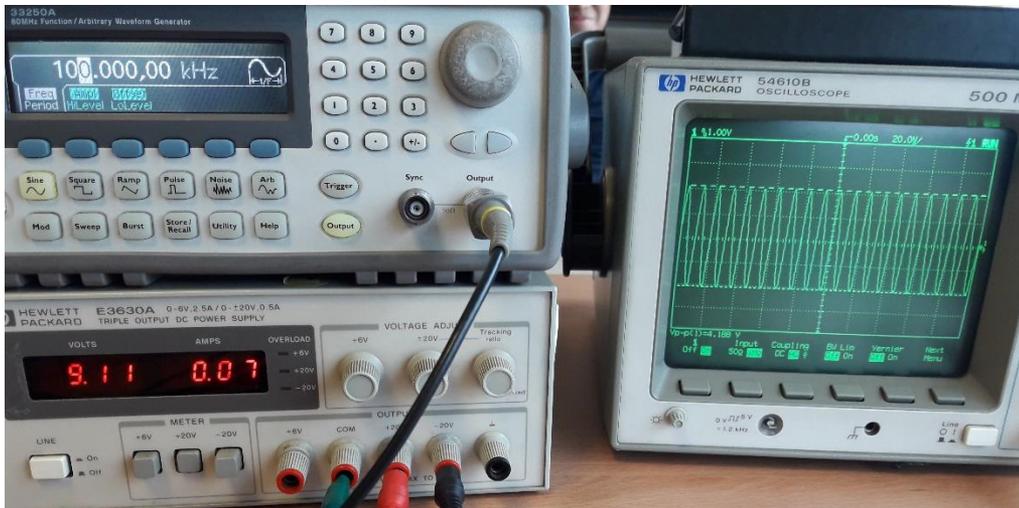
B)
 $V_p=1.04V_p$
 $f=20\text{Hz}$



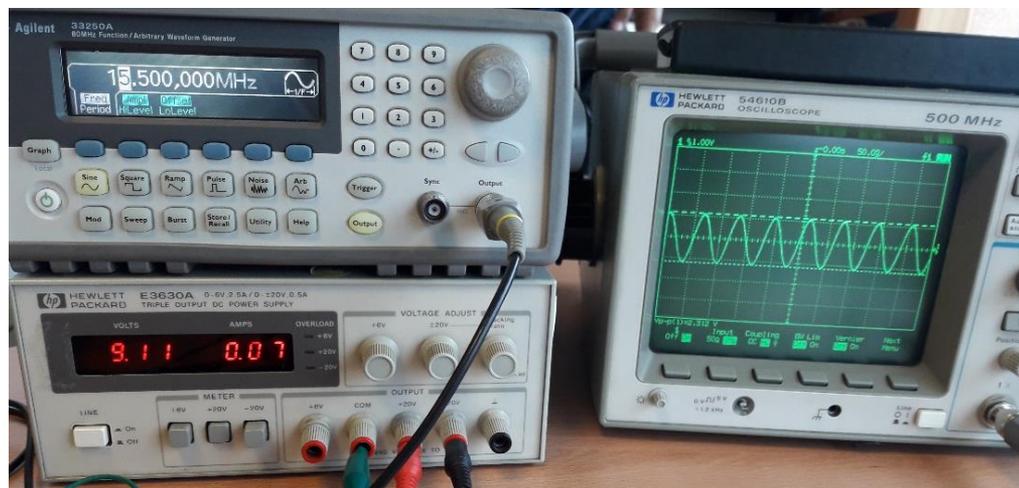
C)
 $V_p=2.10V_p$
 $f=10\text{kHz}$



D)
 $V_p=2.07V_p$
 $f=20\text{kHz}$



E)
 $V_p=2.09V_p$
 $f=100\text{kHz}$



F)
 $V_p=1.16V_p$
 $f=15\text{MHz}$

Figura 3.3.1. Prueba de laboratorio del amplificador de potencia.

Como se puede observar en la figura 3.3.1. C) el amplificador presenta un voltaje en la salida de 2.10Vp para un voltaje de entrada de 500mVp, a una frecuencia de 10kHz, lo que significa que la ganancia del amplificador es de 4.2. Esta ganancia se mantiene casi constante desde los 100Hz hasta los 100kHz. Debido a que la frecuencia máxima de operación del proyecto es 20kHz este amplificador resulta adecuado para ser utilizado.

Ahora que está comprobado que cada parte del circuito funciona es momento de construir el circuito completo.

3.4 Construcción del circuito.

3.4.1. Diagrama esquemático de todo el sistema.

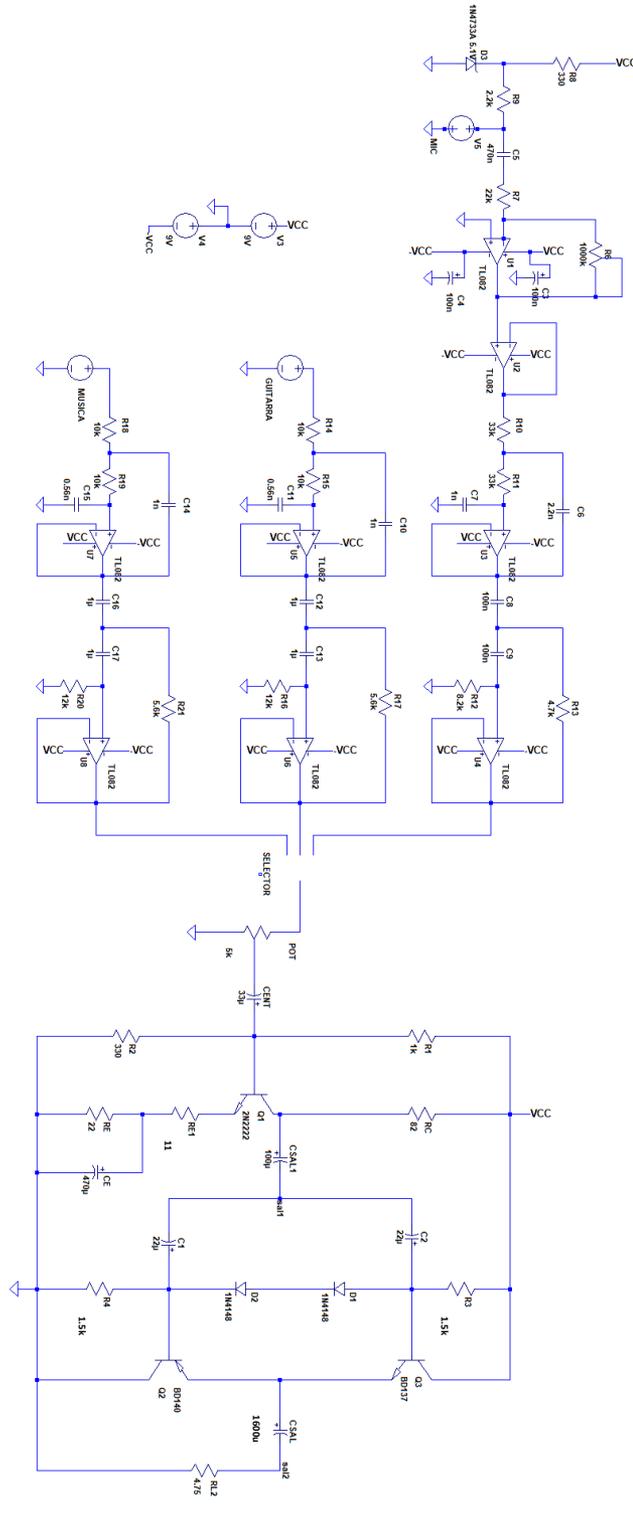


Figura 2.4.1. Diagrama esquemático de todo el sistema.

3.4.2. Diseño del circuito impreso.

Para el diseño del circuito impreso se utilizó el software Eagle. El diseño del circuito es en dos caras con la finalidad de acomodar los componentes en el mejor orden posible. A continuación, se muestra el diseño en Eagle.

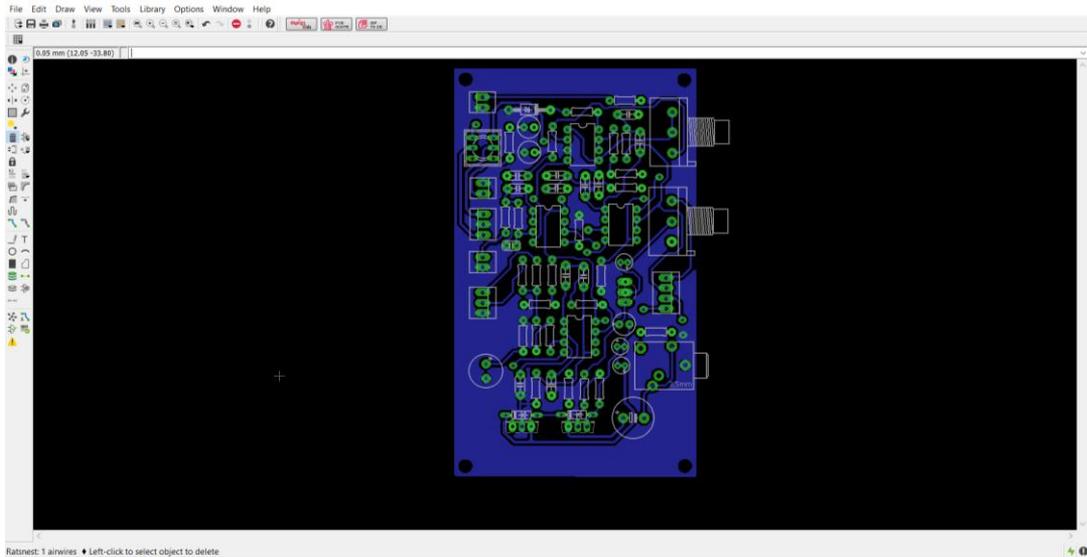


Figura 2.4.2. Parte inferior (bottom) del circuito impreso visto desde el software Eagle.

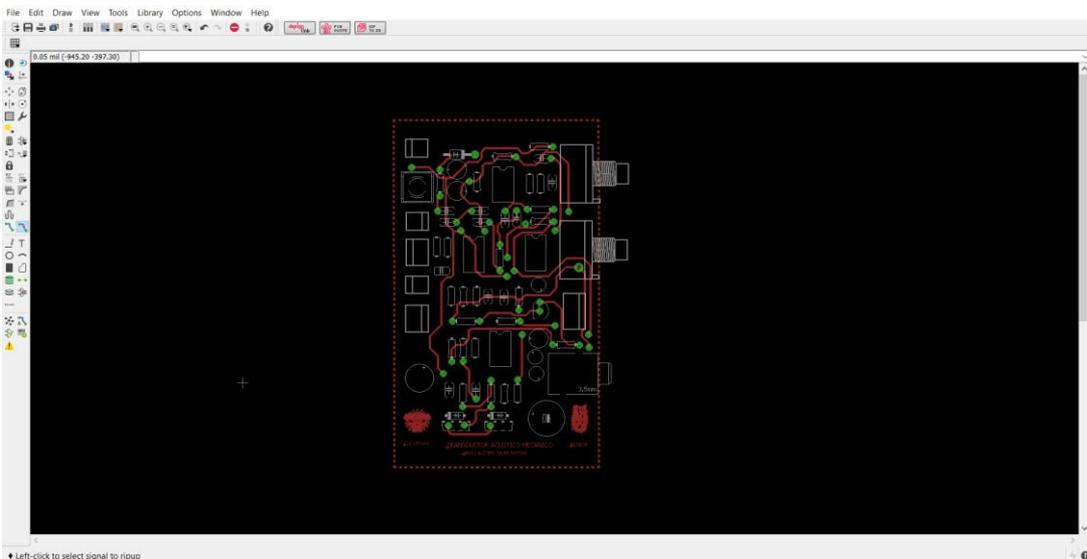


Figura 2.4.3. Parte superior (top) del circuito impreso visto desde el software Eagle.

La placa del circuito terminada con sus conectores se ve así:

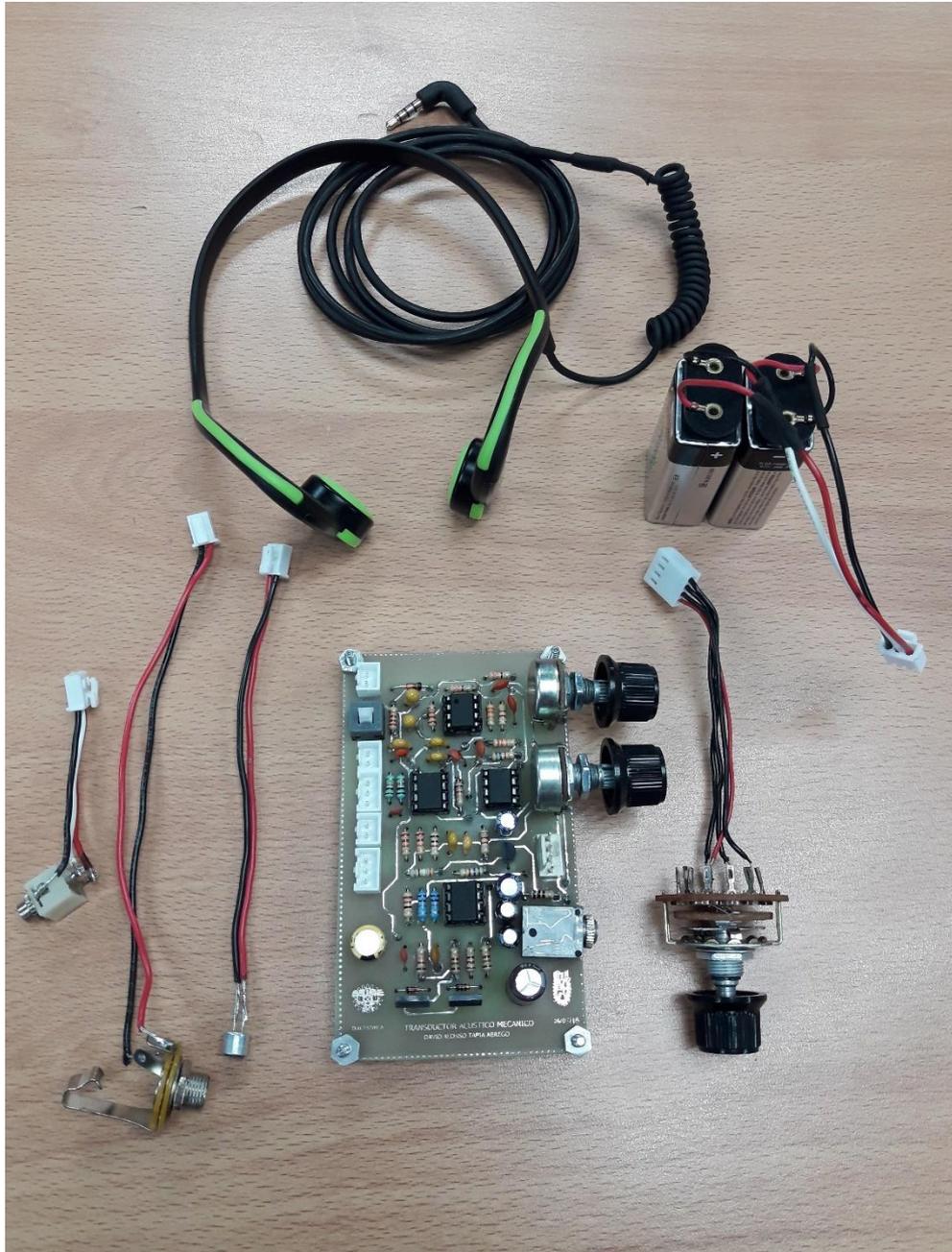


Figura 2.4.4. Placa del circuito terminada.

Capítulo 4

Conclusiones

Después de haber realizado la investigación, el análisis, el diseño y la construcción del circuito se han realizado pruebas con diferentes personas, en primera instancia con personas que no padecen discapacidad auditiva, los resultados se enuncian a continuación.

Para la realización de las pruebas se utilizan tapones para los oídos con el fin de que el ruido del exterior no interfiera con la interpretación de las vibraciones y se puedan simular las condiciones de sordera conductiva, es decir, se simula que los oídos no funcionan.

La primera prueba consiste en colocar el transductor en diferentes partes del cuerpo con el fin de saber si es posible interpretar el sonido desde los huesos de los tobillos, las rodillas, las manos, los codos, los hombros y la columna. El resultado que se obtiene es que en partes como los tobillos, rodillas y codos no es posible identificar qué canción está sonando, a pesar de que la vibración si se puede sentir. Por otro lado, en las palmas de las manos, con un poco de esfuerzo y atención si es posible identificar qué canción se está reproduciendo. En los hombros y la columna sí es posible distinguir la canción, parece que mientras más cerca del cráneo se encuentre la vibración es más fácil de interpretar.

La segunda prueba consiste en colocar el transductor en diferentes partes del cráneo como son la sien, la frente, la nuca, la mandíbula y los dientes. Cuando se coloca el transductor en la sien se puede apreciar perfectamente la canción que está sonando, la calidad del sonido, según opiniones de las personas que realizaron la prueba, es muy buena, la sien es la parte del cráneo donde se aprecia la canción con más intensidad debido a que se encuentra cerca del sistema auditivo y la vibración recorre menos distancia a través del hueso. Cuando se coloca el transductor en la frente y en la nuca la intensidad baja pero aún así es posible interpretar la señal de audio con toda claridad, si se hace un recorrido colocando el transductor alrededor del cráneo se puede apreciar que en ciertas partes los bajos tienen más potencia, en otra parte los medios, en otra los agudos y así se pueden encontrar muchas combinaciones diferentes sobre el cráneo dependiendo de la posición del transductor, esto se debe a que el cráneo tiene diferentes densidades óseas y de tejidos así como volúmenes variados de cavidades en su interior, esto produce que ciertas frecuencias resuenen más que otras en diferentes lugares del cráneo, es como si fuera un ecualizador natural. Por último, al colocar el transductor en la mandíbula y los dientes se aprecia que la calidad de la señal de audio es mayor según la experiencia de personas que realizaron las pruebas. Al conectar la guitarra eléctrica, por ejemplo, se puede sentir como si cada acorde que tocas estuviera completo, suena con mucho cuerpo, como diría coloquialmente un guitarrista, parece que todas las frecuencias que reproduce la guitarra se pudieran escuchar, esto se debe a que los dientes y la mandíbula son de las partes del

cráneo con mayor densidad y se sabe que en un medio sólido con mayor densidad que otro la velocidad a la que se desplaza una onda mecánica es mayor y la atenuación disminuye.

Se han realizado pruebas en 4 personas con sordera, todas ellas tienen daño en el oído interno y por tal motivo no son capaces de interpretar las vibraciones, como se previó anteriormente, esto arroja una cuestión importante que se investigará posteriormente que es, ¿qué porcentaje de las personas con sordera padecen sordera conductiva? y ¿qué porcentaje padece sordera profunda? Recordemos que la sordera conductiva es daño en el oído medio y externo y la sordera profunda es daño en el oído interno, por tanto, las personas con sordera conductiva son aptas para hacer uso del dispositivo. Se tiene planeada una visita a la casa de cultura del sordo en la Ciudad de México con el fin de realizar pruebas con más personas y analizar los resultados.

Después de realizar pruebas con más de 20 personas diferentes, incluyendo los miembros del jurado evaluador de esta tesis, se llega a la conclusión de que el dispositivo funciona, bastantes personas opinaron que la calidad del audio es muy buena.

Mejoras posteriores

Debido a que es el primer prototipo se decidió comenzar con cosas sencillas, es decir sin conexión inalámbrica, pero una mejora que se tiene planeada desde el inicio del diseño es hacerlo inalámbrico mediante el uso de conexión Bluetooth, de este modo el transductor sería más cómodo de usar además de que evitaría el uso de conexiones por cables.

Otra mejora que se tiene planeada es cambiar el procesamiento analógico por un procesamiento digital. Esta decisión se debe a que existen muchos tipos diferentes de discapacidades auditivas, hay personas que escuchan mejor cierta banda de frecuencias, por ejemplo, una persona puede escuchar bien de 50Hz a 2kHz, pero puede no escuchar de 2kHz a 10kHz, debido a esto se realizan audiometrías, que es un examen médico que indica qué tan bien funciona el oído, de este modo es posible saber qué frecuencias es necesario amplificar y qué frecuencias no.

Este dispositivo cuenta con filtros analógicos para las señales, en un filtro analógico no es posible modificar las frecuencias de corte sin modificar el valor de los componentes, por lo cual se eligió usar filtros de 20Hz a 20kHz, que es todo el ancho de banda del oído humano. Si se desea modificar las frecuencias de corte de los filtros con el fin de que el dispositivo se adecúe a las necesidades específicas de cada persona es necesario construir filtros digitales. Un filtro digital tiene la ventaja de que puede ser programado en un circuito integrado ya sea un microcontrolador o un PLD (Programmable Logic Device), de este modo se pueden programar las frecuencias de corte sin la necesidad de cambiar los valores de los componentes de la tarjeta, además la comunicación bluetooth requiere que la señal sea digital. Con esta mejora es posible adaptar el dispositivo a las necesidades de cada persona sin modificar el hardware.

Otra mejora es construir una fuente de alimentación con una batería recargable, esto con la intención de que sea portátil y no se tengan que gastar recursos constantemente comprando baterías.

Para concluir con este trabajo quisiera comentar que estoy contento con los resultados obtenidos, después de tanto trabajo y esfuerzo se cumplió el objetivo, aprendí bastante en el proceso.

Referencias.

James M Fiore, "Operational amplifiers and linear integrated circuits Theory and Application", 3° edición, diciembre 2017.

Floyd, "Dispositivos Electrónicos", octava edición, Pearson, Prentice hall, 2008.

Deni Reyes Perez, Tesis de licenciatura, "Psicología y Música: la piel como sistema de recepción del sonido en personas con sordera.", universidad nacional autónoma de mexico, 2016.