



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

SISTEMA CARACTERIZADOR DE EQUIPOS DE AUDIO (SCEA)

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

P R E S E N T A :

MARIO ABRAHAM SIERRA TABLA



DIRECTOR DE TESIS: ING. ROBERTO MACÍAS PÉREZ

MÉXICO, CIUDAD UNIVERSITARIA, 2011



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Agradecimientos

A mi mamá por ser siempre el más grande apoyo en mi vida y porque gracias a ella he logrado ser lo que soy, por siempre tener tiempo para mí no importando si está cansada o tiene otras cosas que hacer, y por siempre confiar en mí, aun cuando yo mismo no lo hacía.

A mi hermana por ser un gran ejemplo y apoyo, por siempre estar ahí cuando la necesito y por aguantar mis ideas y payasadas todo el tiempo.

A mi tío Chucho y mi tío Gus porque con su cariño y comprensión me han enseñado que ser una buena persona siempre te lleva a superarte.

A mis primas Lucy, Mony y Catssy, que con su experiencia y comentarios, aunque a veces incisivos, han hecho que cada miembro de esta familia quiera superarse.

A Taty que me ha apoyado en este tiempo juntos con su cariño y comprensión, ayudándome desde sacarme un libro de la biblioteca hasta desvelarse simplemente esperando a que yo termine de trabajar en algo.

A mi asesor el Ingeniero Roberto Macías Pérez quien con su experiencia y vasto conocimiento en la ingeniería ha dirigido con excelencia este trabajo, además me ha ayudado en muchos otros aspectos tanto profesionales como personales, ayudándome a conocerme mucho mejor .

A mis amigos Raúl, José Luís, Armando, Miguel, Beto, Juan, Alejandro, y Erna de quienes muy a su manera, he recibido apoyo para realizar esta tesis.

Al Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) y muy en especial al M.I. Antonio Pérez López, por su tiempo y paciencia, y por darme la oportunidad de utilizar la cámara anecoica y todo el equipo del laboratorio de acústica.

A mi querida Facultad de Ingeniería y a sus profesores por todo lo que he recibido de ellos, profesional y personalmente.

Las matemáticas son un conjunto de ciencias exactas, entre ellas la ingeniería. El arte es un conjunto de ciencias perfectas, entre ellas la música. Por suerte la ingeniería es música para mis sentidos.

Mario Abraham Sierra Tabla.

SISTEMA CARACTERIZADOR DE EQUIPOS DE AUDIO

Introducción

CAPÍTULO I: EL SONIDO 1

1.1 EL SONIDO	2
1.2 ORIGEN Y FORMACIÓN	3
1.3 PROPAGACIÓN	5
1.4 CARACTERÍSTICAS DEL SONIDO.....	6
1.4.1 EL TONO.....	6
1.4.2 TIMBRE	7
1.4.3 ARMÓNICOS.....	7
1.4.4 INTENSIDAD	8
1.4.5 DURACIÓN	8
1.5 EL RUIDO	8
1.6 DISTORSIÓN	8
1.7 EL OÍDO HUMANO.....	10

CAPÍTULO II: FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y MATEMÁTICOS 12

2.1 EL CIRCUITO OSCILADOR	14
2.1.1 ANÁLISIS GENERAL DE UN CIRCUITO OSCILADOR SENOIDAL.....	14
2.1.2 RETROALIMENTACIÓN POSITIVA	14
2.1.3 RETROALIMENTACIÓN NEGATIVA.....	15
2.2 OSCILADOR PUENTE DE WIEN	17
2.2.1 ANÁLISIS DE OSCILACIÓN	21
2.3 AMPLIFICADORES DE POTENCIA.....	24
2.3.1 EFICIENCIA DEL AMPLIFICADOR.....	26
2.3.2 OPERACIÓN DEL AMPLIFICADOR CLASE B.....	27
2.3.3 CIRCUITOS DE SIMETRÍA COMPLEMENTARIA.....	27
2.3.4 ANÁLISIS DE POTENCIA.....	35
2.3.5 EFICIENCIA	36

2.4 EL CIRCUITO AMPLIFICADOR INVERSOR	37
2.5 EL CI555	39
2.5.1 FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO ASTABLE.....	42
2.5.1.1 FRECUENCIA DE OSCILACIÓN.....	43
2.6 TIPOS DE BOCINAS Y SUS RESPUESTAS EN FRECUENCIA.....	44
2.6.1 ALTAVOZ DE BOBINA MÓVIL	44
2.6.2 BOCINAS DE ALTA FRECUENCIA (LOS TWEETERS)	46
2.6.3 BOCINAS DE RANGO MEDIO (MIDRANGE)	46
2.6.4 BOCINAS DE FRECUENCIAS MEDIAS- BAJAS (MID BASS).....	47
2.6.5 BOCINAS DE FRECUENCIAS BAJAS (WOOFER)	47
2.6.6 BOCINAS DE FRECUENCIAS “MUY” BAJAS (SUBWOOFER)	48
2.6.7 SENSIBILIDAD DE ENTRADA	48
2.6.8 RESPUESTA.....	48
2.6.9 POTENCIA NOMINAL DE OPERACIÓN.....	49
2.6.10 POTENCIA MÁXIMA O DE PICO	49
2.6.11 POLARIDAD DE LA BOCINA	49
2.7 TIPOS DE MICRÓFONOS Y SUS RESPUESTAS EN FRECUENCIA.....	50
2.7.1 MICRÓFONO DE CRISTAL.....	52
2.7.2 MICRÓFONO DE CINTA.....	52
2.7.3 MICRÓFONO DE BOBINA MÓVIL.....	53
2.7.4 MICRÓFONO DE CONDENSADOR.....	54
2.7.5 MICRÓFONOS ELECTRET UNA VARIABLE DEL MICRÓFONO DE CONDENSADOR	54
2.8 PATRONES DE CAPTACIÓN DE MICRÓFONOS	56
2.9 ETAPA DE DESPLIEGUE DE RESULTADOS.....	58

CAPÍTULO III: DISEÑO 62

3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA.....	63
3.1.1 DISEÑO DE LOS OSCILADORES	64
3.1.2 AJUSTES Y CAMBIOS NECESARIOS A LOS OSCILADORES	69
3.2 DISTRIBUCIÓN, MANEJO Y CONTROL DE LAS SEÑALES DE PRUEBA	75
3.3 DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	85
3.3.1 POTENCIA DE ENTRA, POTENCIA DE SALIDA Y EFICIENCIA CON CARGA DE 4 [Ω]	100
3.3.2 PRUEBAS AL AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....	103
3.4 INDICADOR DE POTENCIA	106
3.5 MICRÓFONO Y BOCINAS SELECCIONADAS PARA EL SISTEMA.....	117
3.5.1 BOCINA SELECCIONADA	117
3.5.2 MICRÓFONO SELECCIONADO	118
3.6 DESPLIEGUE DE RESULTADOS (TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS)	127
3.7 ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA.....	133
3.7.1 PRUEBAS A LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	138

CAPÍTULO IV: FUNCIONAMIENTO Y APLICACIONES 142

4.1 MANTENIMIENTO	143
4.1.1 AJUSTE PARA UTILIZACIÓN DEL EQUIPO	144
4.1.2 AJUSTE DE LOS OSCILADORES.....	150
4.1.3 AJUSTE DE LOS OSCILADORES EN ETAPA DE POTENCIA.....	150
4.2 CARACTERIZACIÓN DE BOCINAS Y MICRÓFONOS PARA EL EQUIPO.....	155
4.3 CARACTERIZANDO AMPLIFICADORES	156
4.4 CARACTERIZANDO BOCINAS.....	160
4.5 CARACTERIZANDO MICRÓFONOS.....	161

4.6 INTERFERENCIA EN ESPACIOS.....	162
4.6.1 INTERFERENCIA.....	162
4.6.1.1 INTERFERENCIA CONSTRUCTIVA.....	162
4.6.1.2 INTERFERENCIA DESTRUCTIVA.....	162

CAPÍTULO V: PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS..... 165

5.1 ANÁLISIS DE RESULTADOS EN MATLAB.....	167
5.2 CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR	179
5.3 CARACTERIZACIÓN DE BOCINAS.....	187
1. BAFLE SONY CON IMPEDANCIA DE 6 [Ω].....	187
5.4 VALIDACIÓN DE RESULTADOS	195
1. BAFLE SONY.....	202
2. WOOFER SONY	203
3. BAFLE PANASONIC.....	204
4. BAFLE AIWA	205
5. BOCINA SONY XPLOD.....	206
5.5 PATRÓN DE INTERFERENCIA EN UN RECINTO A UNA FRECUENCIA.....	207
CONCLUSIONES Y COMENTARIOS	209
BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS.....	213

EN DISCO

Apéndice

Grabaciones de Pruebas a Diferentes Bocinas (.wav)

Programas ejecutables MATLAB (.M)

Hojas de Datos de los elementos utilizados en el proyecto

Introducción:

El sonido, la música, la voz, en pocas palabras, la comunicación ha sido desde el principio de la humanidad un factor importante para el desarrollo de nuestra especie, por ello no importando la época, todo lo que el humano puede escuchar ha sido un tema de estudio constante, y aún en nuestros días es un estudio en el cual se trabaja mucho aunque en medida diferente, ya que ahora todo se ha centrado en modificar el comportamiento de equipos y formatos de audio para grabación y reproducción sonora.

En la actualidad, los temas relacionados con el audio se han limitado a la creación de tecnología para comprimir archivos y presentarlos en formatos cada vez más pequeños o cortos, con el fin de que sean más fácilmente transportables por un usuario final, pudiendo así llevar cientos e incluso miles de archivos en dispositivos cada vez más pequeños. Desafortunadamente, al crear muchos de estos avances se descuida la calidad del archivo, pues al querer disminuir su tamaño se recortan partes y se suprimen algunas frecuencias. Este problema no ha sido del todo grave para la gran mayoría de los usuarios finales, ya que la capacidad auditiva de la población en general ha disminuido drásticamente ya sea por costumbres (como el uso de audífonos con volumen alto) o porque simplemente se ha perdido el concepto de calidad, y no notan la diferencia entre un archivo completo y uno mutilado, aunque cabe aclarar que a veces es complicado detectar los cambios.

Ya teniendo este problema, lo mínimo que se espera, es que el equipo con el cual se reproduzca cualquier archivo de audio, no demerite aun más la calidad ya de por si disminuida. Por esta preocupación, se pensó en diseñar un sistema que indicara al usuario las características de cualquier equipo que interviniera en el proceso de reproducción acústica.

Para revisar si un equipo cuenta con las características óptimas para reproducir audio es necesario conocer sus capacidades eléctricas y físicas, pero como esto puede ser un proceso muy lento y complicado se puede recurrir a la comparación; si se tienen dos equipos, uno del cual se conozcan sus características (de preferencia de la mejor calidad) y otro del cual se desconocen, es posible obtener la respuesta de los dos, comparar y observar las diferencias entre ellos y así catalogar uno respecto al otro.

El desarrollo de sistemas que revisen la calidad de un producto es un problema concerniente a la ingeniería en general, y en este caso se enfoca sobre todo en la ingeniería electrónica, rama del conocimiento humano que ha llevado al hombre a crear cosas impresionantes, todo esto bajo una rigurosa metodología de estudio y

diseño de sistemas complejos que interactúan entre sí para lograr un propósito en particular.

La presente tesis muestra de manera sistemática todos los procesos que fueron necesarios para desarrollar un proyecto llamado Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, en el cual intervinieron múltiples conceptos y dispositivos que el ingeniero en electrónica debe dominar.

Esta tesis no se limita a presentar solamente el desarrollo teórico del proyecto, sino que muestra también el diseño completo del sistema y el proceso con el cual se logró armar físicamente un prototipo funcional que fue puesto bajo pruebas de alta calidad en una cámara anecoica utilizando equipo profesional.

Esta tesis se conforma de cinco capítulos, el primero, *El sonido*, presenta los conceptos teóricos físicos que son necesarios para analizar cualquier equipo de audio, el segundo capítulo llamado *Conceptos Matemáticos* muestra al lector el desarrollo matemático que permitirá posteriormente hacer los cálculos y el diseño que conformen completamente el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, en este capítulo se analiza cada concepto de manera general, para que en el tercer capítulo, *Diseño*, se pueda utilizar cada ecuación obtenida de manera particular. El cuarto capítulo, *Funcionamiento y Aplicaciones* es una guía o manual de operación del sistema, y muestra de manera sistemática el procedimiento planteado para manejar el equipo y hacer las diferentes mediciones para las cuales fue diseñado. Por último se presenta el quinto capítulo nombrado *Pruebas y Análisis de Resultados*, en el cual se presentan las respuestas obtenidas del sistema siguiendo los procedimientos mencionados en el capítulo cuatro, los cuales fueron realizados en dos espacios diferentes, uno de los resultados fue obtenido en una habitación normal de cualquier casa, con muebles que absorbieran y rebotaran el sonido y otro en una cámara anecoica ubicada en el CCADET (Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico) UNAM, esto con el fin de comparar los resultados obtenidos con el equipo y los programas diseñados para la tesis con los obtenidos con equipos profesionales perfectamente calibrados en un espacio diseñado para obtener la respuesta acústica exacta de cualquier equipo sin que el medio que lo rodea interactúe con él.

Para finalizar se añadió un apéndice donde se encuentran todos los programas diseñados en la plataforma MATLAB, los cuales sirven para analizar de manera clara los resultados obtenidos del Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, y que presentan de manera gráfica los resultados necesarios para catalogar un equipo.

SCEA

Capítulo I: El Sonido



En este capítulo se explicarán las características básicas del sonido, que serán útiles para todo el desarrollo del sistema completo a diseñar en esta tesis.

El sonido es el principal factor de importancia, conociendo su comportamiento y características, se podrá hacer un análisis metodológico correcto y conciso que permita conocer las características del aparato que lo produce, que lo capta, que lo transmite y amplifica, y hasta del espacio en el cual se propaga.

1.1 El Sonido:

El sonido es la sensación que se produce a través del oído en el cerebro y las causas físicas que lo provocan son las vibraciones de un medio elástico que pueden ser sólido, líquido y gaseoso. Estas vibraciones se producen por desplazamiento de las moléculas del aire debido a la acción de una presión externa. Cada molécula transmite la vibración a las que hay a su lado provocándose un movimiento en cadena.

El sonido es todo lo que oímos los seres humanos y los animales, resultado de los desplazamientos moleculares. Se transmite en forma de ondas, y depende de las características del medio en el que se propaga.

Una característica muy importante del sonido es su naturaleza como movimiento armónico, que es un caso particular del movimiento periódico.

Un movimiento armónico es el que describe ciclos idénticos en tiempos iguales respetando amplitud y fuerza. El ejemplo más claro para comprender el concepto antes descrito es el de un resorte sujetado en un extremo a una superficie fija horizontal (un techo por ejemplo) y en el otro extremo a una pelota. Cuando el resorte se encuentra estático se dice que está en posición de reposo (A). Si se aplica una fuerza que haga que se desplace la pelota del punto A al A' en un eje vertical y se suelta la pelota, el resorte presentará un movimiento armónico (oscilatorio).

El tiempo que transcurre entre el paso de la pelota dos veces por el mismo punto se denomina periodo T y se expresa en segundos. La frecuencia f es el número de veces que la bola pasa por el mismo estado de oscilación en la unidad de tiempo, esto es 1 segundo. Por tanto:

$$f = \frac{1}{T} \text{ [Hz]} \quad \text{Ec. 1.1}$$

Ya que para los fines de esta tesis el medio de propagación acústica será el aire, se estudiará más a fondo.

El aire, está compuesto por 21% de oxígeno, 78% de nitrógeno y pequeñísimas cantidades de gases inertes, impurezas y vapor de agua que conforman el 1% restante.

El aire es una mezcla homogénea, no se pueden diferenciar los elementos que lo conforman a simple vista, y es un medio isotrópico, esto es, presenta iguales propiedades en todas direcciones.

Las diferentes moléculas que forman el aire permanecen en equilibrio, mientras no haya causa que lo turbe, y constituye un medio elástico de extraordinaria fluidez.

Una onda, molecularmente hablando, será un evento en cadena debido a la oscilación de varias moléculas sucesivamente.

La longitud de onda, es el espacio necesario para que se complete un ciclo de perturbación en su totalidad, si no se dispone de este espacio, la onda no podrá generarse en forma completa. En otras palabras, la longitud de onda es la distancia en la que se repite la onda senoidal (cresta a cresta, valle a valle, inicio de onda a inicio de onda). Figura 1.2.

Para cuantificar la longitud de onda se utiliza la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{V}{f} [m] \quad \text{Ec. 1.2 Donde } V \text{ y } f \text{ son la velocidad y la frecuencia.}$$

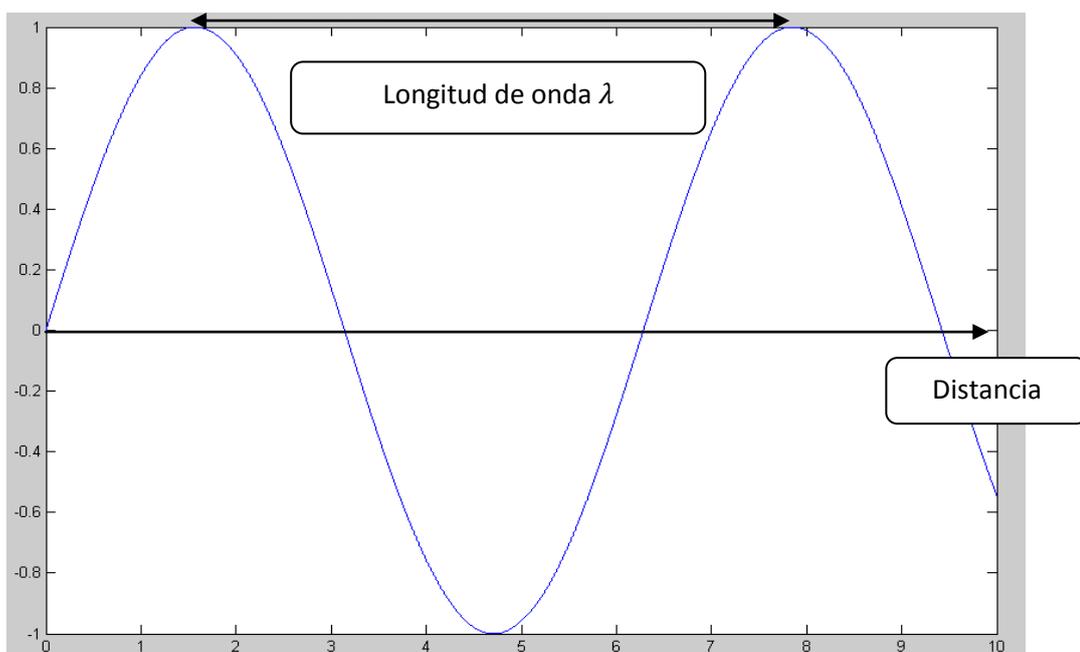


Figura 1.2: Longitud de onda

- **1.3 Propagación**

Ya que se ha hablado del espacio necesario para que la onda se propague, el siguiente punto de interés es la velocidad con la cual viajará esta onda en el espacio.

Esta velocidad puede verse afectada por cambios en la presión, temperatura y humedad.

En función de la presión a que está sometido el aire, la velocidad está dada por la ecuación:

$$V = \sqrt{\frac{1.4P}{D}} \quad \text{Ec. 1.3}$$

Siendo P la presión y D la densidad.

Pero según la ley de Boyle, los volúmenes son inversamente proporcionales a las presiones de los gases perfectos, en otras palabras, las presiones son directamente proporcionales a las densidades, por lo que el cociente P/D será siempre una constante, y V será invariable.

La temperatura, es un factor importante en lo que respecta a la velocidad del sonido, ya que las moléculas de los gases tienen una oscilación natural dependiente de la temperatura, a mayor temperatura más rápida es esta oscilación, a la cual se le superpondrá la oscilación creada por el sonido, la cual se verá afectada, mientras más alta sea la temperatura, mayor será la velocidad de propagación.

José Pérez Miñana proporciona la siguiente tabla donde muestra las diferentes velocidades del sonido a diferentes temperaturas. Se supone una humedad relativa del 50%.

K	°C	Velocidad del sonido m/s
253	-20	319
563	-10	326
273	0	332
283	10	338
293	20	344
313	40	355

Tabla 1.1: Velocidad del sonido a diferentes temperaturas.

Jean-Jacques Matras en su libro “El sonido” menciona: “Es sabido que en el aire a 0°C bajo presión atmosférica, el sonido se desplaza con una velocidad de 340 metros por segundo.”

Algunos autores como Allan D. Pierce en su libro “Acustics” obtienen la relación de la velocidad del sonido con la temperatura basado en el peso molecular de los componentes del aire puro por lo que la velocidad del sonido a 0°C (273.16 K) es de 331 m/s. Para otras temperaturas de interés, es suficiente expandir la velocidad en una serie de Taylor alrededor de 273.16 K. con lo que $dv/dT = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{V}{T}\right)$ o .061 (m/s)/K. Con la variación de la temperatura la velocidad sigue la siguiente ley:

$$V = 331 \left[\frac{m}{s} \right] + 0.6 \left[\frac{m/s}{^{\circ}C} \right] T \quad Ec. 1.4$$

Donde T es la temperatura en grados Celsius.

Otra relación que se puede obtener para la velocidad del sonido involucra la longitud de onda (λ) con la frecuencia.

Se parte de la definición básica de velocidad, la cual es $v = \frac{dx}{dt}$ o burdamente dicho, distancia entre tiempo, pero conociendo que la distancia que recorre una onda es λ y el tiempo que le toma es un periodo T . por lo tanto

$$v = \frac{d}{t} = \frac{\lambda}{T} \quad Ec. 1.5$$

Como la frecuencia es la inversa del período, también tenemos que:

$$v = \frac{\lambda}{T} = \lambda * f \quad Ec. 1.6$$

Por otra parte, las ondas del sonido al ir chocando con otras moléculas en el medio en el que se desplazan van perdiendo energía. Las ondas sonoras van encontrándose obstáculos que las van a debilitando. Por lo tanto, la amplitud va decreciendo con la distancia hasta que finalmente la onda es absorbida por el medio.

- **1.4 Características del sonido**

- **1.4.1 El Tono**

El tono es la cualidad que permite distinguir entre un sonido agudo y otro grave. Para un sonido puro el tono está determinado principalmente por la frecuencia, aunque también puede cambiar con la presión. Las frecuencias de los tonos agudos son altas, y las de los tonos graves son bajas.

El espectro audible se puede subdividir en función de los tonos:

1. Tonos graves (frecuencias bajas, correspondientes a las 4 primeras octavas, esto es, desde los 16 Hz a los 256 Hz).
2. Tonos medios (frecuencias medias, correspondientes a las octavas quinta, sexta y séptima, esto es, de 256 Hz a 2 kHz).
3. Tonos agudos (frecuencias altas, correspondientes a las tres últimas octavas, esto es, de 2 kHz hasta poco más 16 kHz aproximadamente).

Para diferenciar mejor los sonidos, se divide el espectro audible en once secciones que denominamos octavas.

El término de *octava* se toma de una escala musical. La octava es el intervalo entre dos sonidos que tienen una relación de frecuencias igual a 1:2 y que corresponde a ocho notas de dicha escala musical. Por ejemplo: si se comienza con una nota DO, la octava completa será: DO-RE-MI-FA-SOL-LA-SI-DO. Si se comienza en LA y el primer LA esta afinado en 440 Hz el segundo LA (octava siguiente) estará en 880 Hz

<i>1ª Octava</i> 16 - 32 (Hz)	<i>7ª Octava</i> 1000 - 2000 (Hz)
<i>2ª Octava</i> 32 - 64 (Hz)	<i>8ª Octava</i> 2000 - 4000 (Hz)
<i>3ª Octava</i> 64 - 125 (Hz)	<i>9ª Octava</i> 4000 - 8000 (Hz)
<i>4ª Octava</i> 125 - 250 (Hz)	<i>10ª Octava</i> 8000 - 16000 (Hz)
<i>5ª Octava</i> 250 - 500 (Hz)	<i>11ª Octava</i> 16000 - 32000 (Hz)
<i>6ª Octava</i> 500 - 1000 (Hz)	

Tabla 1.2 Separación del registro audible en octavas

▪ 1.4.2 Timbre

El timbre de un sonido es la cualidad en virtud de la que se pueden distinguir dos sonidos de igual frecuencia e intensidad emitidos por dos focos sonoros diferentes. El timbre se debe a que generalmente un sonido no es puro y depende principalmente del espectro de frecuencias que lo acompaña. Pero también depende en gran manera de la frecuencia. Un ejemplo muy claro es cuando alguien escucha una nota, por ejemplo la nota LA, en un piano, y después escucha la misma nota LA emitida por una trompeta, aunque sean señales que viajan por el aire a la misma frecuencia y posiblemente a la misma amplitud, TONO E INTENSIDAD, es posible distinguir una de la otra.

▪ 1.4.3 Armónicos

Los armónicos de una señal, son frecuencias senoidales que acompañan a la señal principal modificando sus características acústicas cambiando el color y

la tesitura de la música y de los sonidos en general, algunos armónicos son deseados y otros no, pues en general se presentan como distorsión en una onda.

Los armónicos siempre son frecuencias que aparecen a la nf (Hz) donde $n = 2,3,4,5 \dots$ las amplitudes de dichas frecuencias decaen muy rápidamente y por eso en algunos casos no son consideradas.

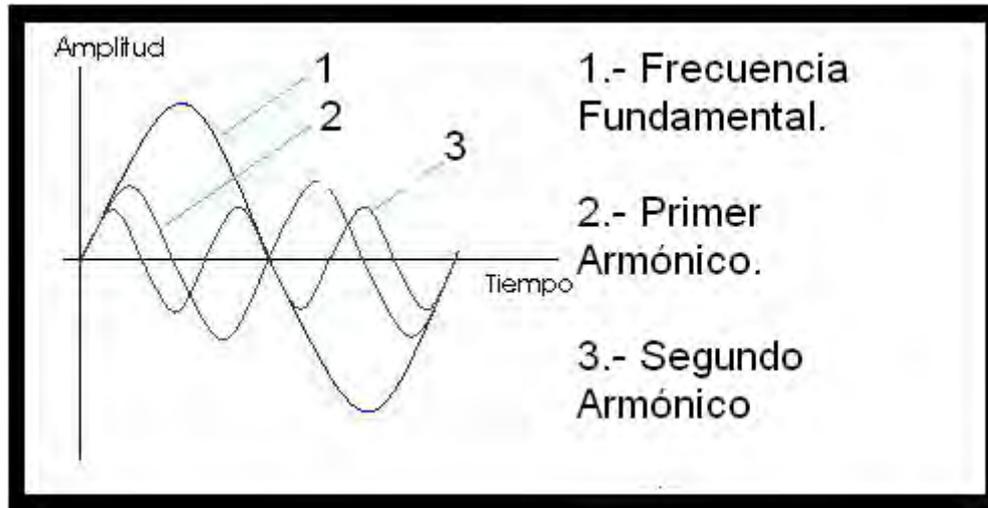


Figura 1. 3: Frecuencia Fundamental y Armónicos

▪ 1.4.4 Intensidad

Desde el punto de vista de la intensidad, los sonidos pueden dividirse en fuertes y débiles. La intensidad depende principalmente de la presión sonora (fuerzas).

▪ 1.4.5 Duración

Básicamente la duración es cuánto tiempo permanece la oscilación en el medio a una misma intensidad o a una intensidad muy parecida sin que varíe el tono.

• 1.5 El ruido

Ruido de fondo. Se llama así el sonido propio que tiene todo sistema electroacústico.

Aunque el sistema no reciba sonido, generará una pequeña tensión motivada por movimiento de electrones como consecuencia del calentamiento del circuito (Ruido eléctrico.)

• 1.6 Distorsión

Se entiende por distorsión la diferencia entre la señal que entra a un equipo o sistema y la señal de salida del mismo. Por lo tanto, puede definirse como la

"deformación" que sufre una señal tras su paso por un sistema. La distorsión puede ser lineal o no lineal.

Hay tres tipos básico de distorsión:

1. Distorsión no lineal. Si a la frecuencia fundamental se le añaden frecuencias extrañas en forma de armónicos de la misma, el sonido se puede representar con el desarrollo de Fourier:

$$A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t + A_3 \sin \omega_3 t + \dots \quad \text{Ec. 1.7}$$

Donde

$$\omega_2 = 2\omega_1,$$

$$\omega_3 = 3\omega_1$$

Las amplitudes, decrecen rápidamente en esta serie, por lo que carecen de importancia los sumandos restantes.

Se conoce por coeficiente de distorsión D a la expresión

$$D = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n A_i^2}{A_1^2}} \quad \text{Ec. 1.8}$$

Esta ecuación utiliza los coeficientes de la serie de Fourier

A_1 amplitud de la componente fundamental

A_2 amplitud de la primera armónica

A_3 amplitud de la segunda armónica

A_n amplitud de la enésima armónica

Cuyo valor indicará la importancia de la distorsión y quedará controlada limitando la cuantía de este coeficiente.

2. Distorsión de amplitud. Cuando las deformaciones afectan a la amplitud de las vibraciones sonoras, serán percibidas inmediatamente, pues el sonido se ve afectado en intensidad.
3. Distorsión de fase: Consiste en la alteración de la fase del movimiento oscilatorio (el oído es incapaz de apreciarlo si no existe una referencia acústica).

- **1.7 El oído humano**

El oído humano es capaz de detectar y procesar señales sonoras dentro de un rango de intensidad y frecuencia particular. El rango de frecuencias que puede detectar comprende el rango que va de los 20 [Hz] a los 20 [kHz]. En cuestión al rango de intensidades va de los 0dB SPL a los 120 dB SPL (Sound Pressure Level). Éstos corresponden con los niveles de Umbral de audición y umbral de dolor.

La intensidad se calcula de la siguiente manera

$$Nivel\ de\ intensidad = 10 \log \frac{I}{I_0} [dB] \quad Ec. 1.9$$

I = Intensidad de presión sonora, $[W/m^2]$.

I_0 = nivel de referencia cuyo valor es $10^{-12} [W/m^2]$.

Intensidad en dB (SPL)	Descripción
120	Despegue de un avión
110	Umbral de dolor
90	Perforadora neumática
60	Interior de una oficina
50	Conversación normal
40	Habitación silenciosa
20	Al aire libre, en silencio
0	Umbral de audición

Tabla 1.3: Ejemplos de intensidades en la percepción del oído humano

Para explicar el funcionamiento del oído se usan curvas isofónicas figura 1.4. En el eje horizontal está la frecuencia y en el vertical la intensidad del sonido. Cuanto menor es la frecuencia es necesaria una mayor intensidad para percibir los sonidos. La zona de escucha del oído humano se encuentra englobada entre la curva del nivel umbral de audición y la del nivel umbral del dolor.

Estas curvas se miden en fonos. Un fono es un decibel SPL a 1 kHz. Así, trabajamos con sensaciones iguales. Para un nivel de umbral se dibuja una curva a 0 fonos para todo el espectro audible. El nivel de dolor corresponde a los 120 fonos.

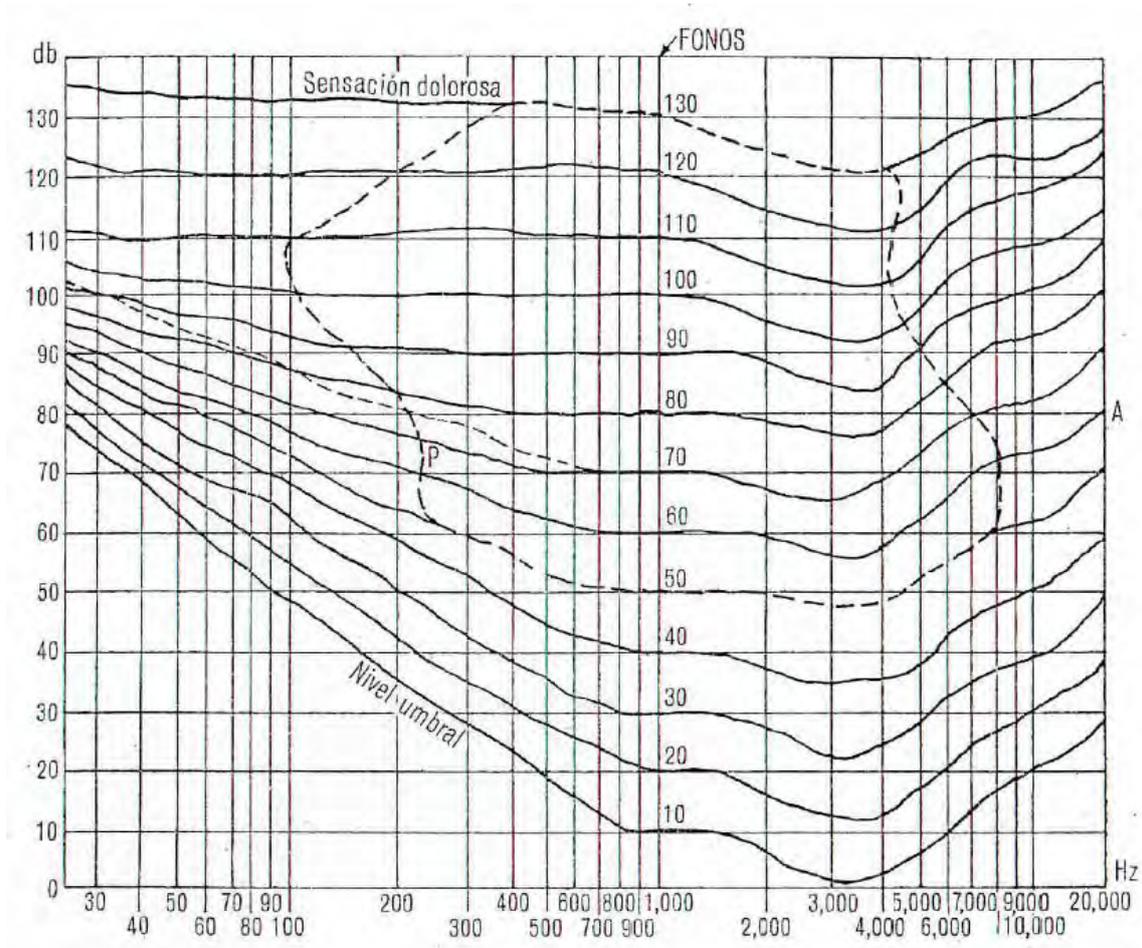


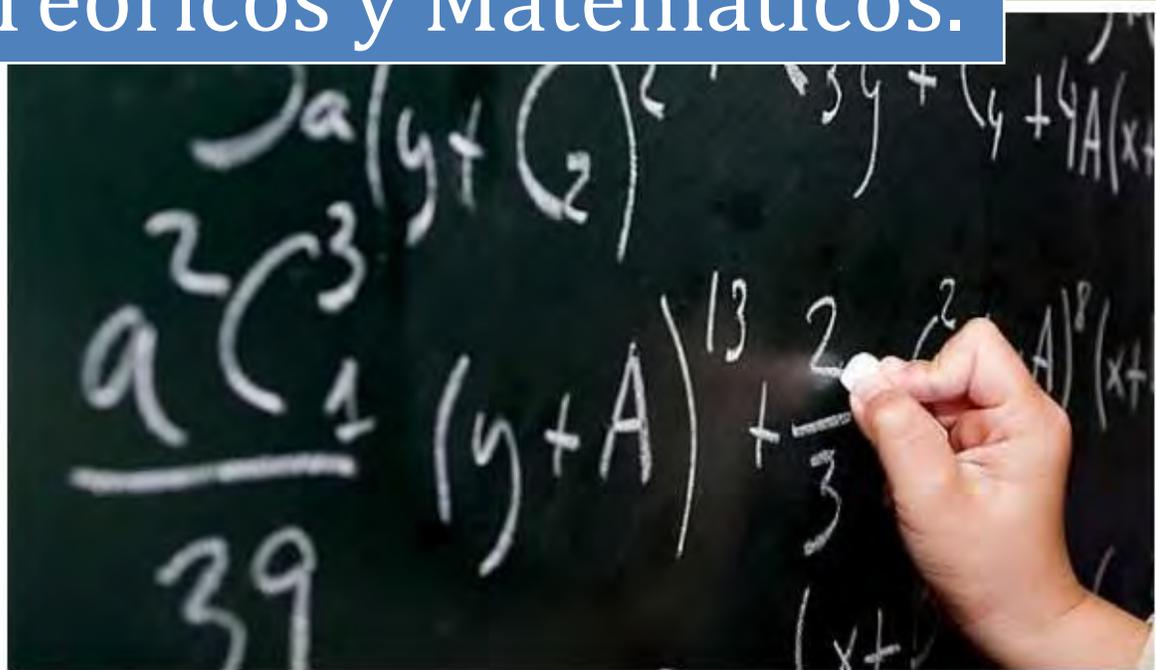
Figura 1.4: Curvas de Fletcher- Munson

Por último, se llama sonido estereofónico a aquel sonido que intenta situar las distintas fuentes sonoras en localizaciones diferentes para el oído humano. Al distribuir las señales entre derecha (R) e Izquierda (L), el cerebro recibe el efecto de un cierto ambiente acústico.

El sonido estereofónico, envía señales totalmente diferentes e independientes a la derecha y a la izquierda. El sonido monofónico, por otra parte, es distinto. Supone que la misma señal se envía sobre la izquierda y la derecha. Así, mientras que en el estereofónico hay dos señales diferentes, en el monofónico hay dos iguales

SCEA

Capítulo II: Fundamentos Teóricos y Matemáticos.



En este capítulo se abordarán todos los conceptos teóricos y matemáticos necesarios para poder realizar satisfactoriamente el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.

Se tomará como punto de partida los conceptos necesario para realizar la señal patrón del Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, después se estudiarán las posibilidades para realizar un amplificador de potencia, sus configuraciones y posibles soluciones a problemas que puedan presentarse en el diseño, se analizarán algunos dispositivos como los Circuitos Integrados, las bocinas y micrófonos, mencionando funciones y características, para finalmente dar un vistazo al programa que se utilizará para desplegar los resultados de la tesis.

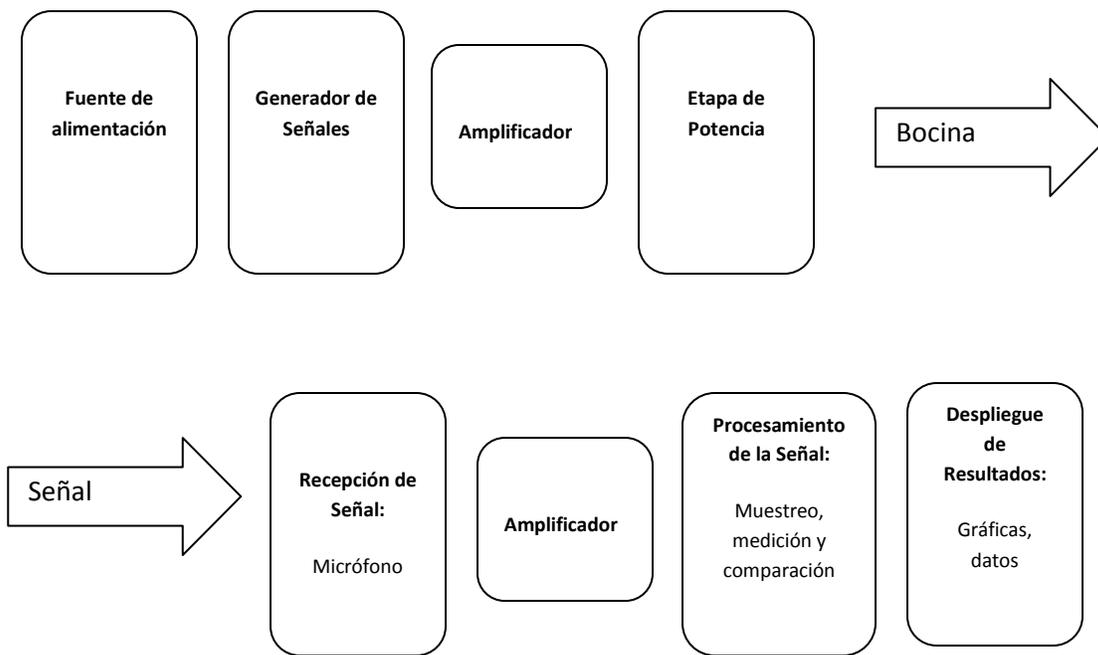


Figura 2.1: Diagrama a bloques del sistema a diseñar

En figura 2.1 se muestra cada uno de los sistemas a interactuar para conformar el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio. No se abordarán los temas en este capítulo en el orden en el que están presentados en el diagrama pues hay factores que considerar para diseño que impiden seguir estrictamente este orden aún en el análisis.

2.1 El circuito oscilador

Un oscilador como tal ofrece una señal variante a la salida. Si la señal de salida varía de forma senoidal, se denomina oscilador senoidal. Si el voltaje de salida se eleva rápidamente hacia un nivel de voltaje y luego cae rápidamente hacia otro nivel de voltaje, el oscilador es denominado de onda cuadrada o de pulso.

- **2.1.1 Análisis general de un circuito oscilador senoidal**

El diagrama general de un circuito oscilador es:

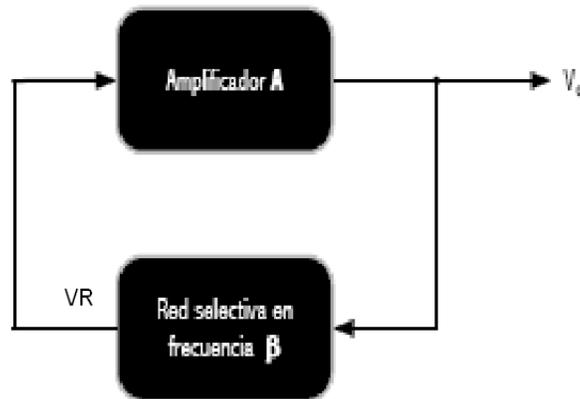


Figura 2.2: Sistema retroalimentado sin entrada.

La estructura básica de un oscilador senoidal, como se representa esquemáticamente en la figura 2.2, está formada por un amplificador de ganancia A y una red de realimentación positiva β que determina la frecuencia de las oscilaciones generadas, todo esto en ausencia de una excitación externa.

En la figura 2.2, no se cuenta con una entrada. La oscilación se debe a la retroalimentación positiva.

La ecuación que describe el comportamiento de este sistema es la siguiente:

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta} \quad \text{Ec. 2.1}$$

- **2.1.2 Retroalimentación Positiva:**

Si se considera a β como un número positivo, el voltaje de retroalimentación está en fase con la señal que entra al bloque de ganancia A , sumándose infinitamente. En estas condiciones al circuito se le denomina de *retroalimentación positiva*.

Se puede obtener un entendimiento de la retroalimentación positiva de un ejemplo numérico simple. Supóngase que el amplificador tiene una ganancia de 10 sin retroalimentación y sustituyamos varios valores de retroalimentación positiva en la ecuación general:

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta} = \frac{10}{1 - 10\beta}$$

relación	bA	1-bA	A'
0	0	1	10
2%	0.2	0.8	12.5
4%	0.4	0.6	16.7
6%	0.6	0.4	25
8%	0.8	0.2	50
9%	0.9	0.1	100
9.90%	0.99	0.01	1000
9.99%	0.999	0.001	10000
9.999%	0.9999	0.0001	100000
10%	1	0	infinito

Tabla 2.1: Resultado de la retroalimentación positiva

La conclusión inmediata que se puede obtener de esta tabla, es que la retroalimentación positiva aumenta la ganancia del amplificador. Por esta razón la retroalimentación positiva comúnmente es llamada retroalimentación regenerativa.

A medida que el factor de retroalimentación βA se aproxima a la unidad, se puede ver en la tabla 2.1 que la ganancia se vuelve infinita. Matemáticamente, la ecuación demuestra que la ganancia es infinita, pero en circuitos electrónicos esto no sucede, la ganancia crece y se estabiliza en un valor, el circuito oscila.

Como la ganancia es infinita, el oscilador alimenta a su propia señal para auto sostener su operación. Ahora se pueden establecer condiciones importantes y necesarias que deben existir para un circuito oscilador las cuales están establecidas en el criterio de Barkhausen:

- 1.- En el circuito debe existir retroalimentación positiva.
- 2.- La ganancia de lazo debe ser $1+j0$.

- **2.1.3 Retroalimentación Negativa**

Con la retroalimentación negativa el voltaje que se alimenta de la salida a la entrada está desfasado 180° respecto a la entrada. El signo algebraico de β para la retroalimentación negativa es negativo cuando se usa en las ecuaciones de

retroalimentación. Para ilustrar la retroalimentación negativa, consideremos el efecto de esta retroalimentación sobre un amplificador. Si un amplificador tiene una ganancia sin retroalimentación de 10, sustituyendo el signo menos para β en la ecuación de retroalimentación se obtiene:

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A} = \frac{10}{1 + 10\beta}$$

relación	bA	1+bA	A'
0	0	1	10
-1%	-0.1	1.1	9.09
-2%	-0.2	1.2	8.32
-10%	-1	2	5
-30%	-3	4	2.5
-40%	-4	5	2
-70%	-7	7	1.25
-100%	-10	11	0.909

Tabla 2.2: Resultado de la retroalimentación negativa

Los resultados de esta tabla 2.2, muestran que la retroalimentación negativa reduce la ganancia total del amplificador. Como la retroalimentación negativa reduce la ganancia, frecuentemente se le llama retroalimentación *degenerativa*.

Como tema importante para este trabajo se abordará la ganancia de distorsión con y sin retroalimentación negativa.

En la figura 2.3 se amplifica una señal por el factor de A. Al mismo tiempo, el amplificador crea una distorsión D en la salida. Con la malla de retroalimentación no solo se realimenta la entrada, sino que también aparece en la entrada la parte fraccionaria de la distorsión la cual es $\beta D'$. La distorsión total de salida D' debe comprender no solo el valor amplificador de $\beta D'$, sino que también la distorsión original de A misma que es producida por el amplificador.

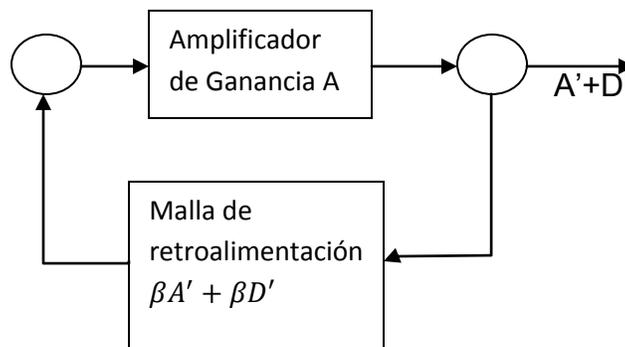


Figura 2.3: Amplificador con ruido

La señal de entrada disminuye el ruido:

$$\begin{aligned}
 D' &= D + (\beta D')A \\
 D' - \beta AD' &= D \\
 (1 - \beta A)D' &= D \\
 D' &= \frac{D}{1 - \beta A} \quad \text{Ec. 2.2}
 \end{aligned}$$

Cuando la retroalimentación es positiva, la distorsión con retroalimentación se vuelve mayor que la distorsión sin retroalimentación. Cuando la retroalimentación es negativa D' es menor que D . En otras palabras, la retroalimentación regenerativa aumenta la distorsión, mientras que la retroalimentación degenerativa reduce la distorsión en la misma proporción que reduce la ganancia.

A continuación se presenta el análisis de un oscilador elegido por sus características de bajo costo y cantidad de elementos a utilizar, buena respuesta en frecuencia, y que cumple con el rango de frecuencia con el cual se pretende trabajar para este proyecto (otros osciladores son para frecuencias muy altas, como el basado en cristal de cuarzo) y fácil implementación.

2.2 Oscilador Puente de Wien.

Un circuito oscilador práctico que emplea un amplificador operacional y un circuito puente RC, con la frecuencia de oscilación establecida por componentes R y C es el circuito **Oscilador Puente de Wien**. Los resistores R_1 y R_2 y los capacitores C_1 y C_2 conforman los elementos que determinan la frecuencia de oscilación, mientras que los resistores R_3 y R_4 fijan la ganancia del amplificador. La salida del operacional brindará la señal senoidal necesaria. La salida del circuito puente en los puntos V_r y V_a es la entrada al amplificador operacional. (Figura 2.4)

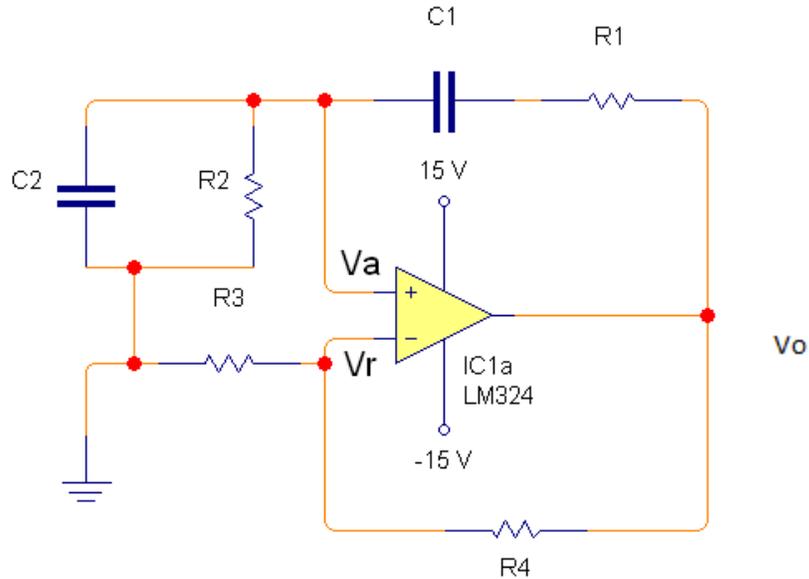


Figura 2.4: Circuito Oscilador Puente de *Wien*

Analizando el circuito:

Primero se asume que hay una impedancia muy grande de entrada en el amplificador operacional, y por consiguiente, la corriente hacia el Amplificador Operacional es prácticamente nula, por lo que $V_a = V_r$.

Para la malla donde están R_3 y R_4 (figura 2.5):

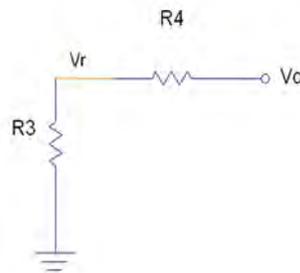


Figura 2.5: Malla de retroalimentación positiva

Con el divisor de tensión

$$V_r = \frac{R_3}{R_3 + R_4} * V_o \quad \text{Ec. 2.3}$$

Haciendo algebra:

$$V_o = \frac{R_3 + R_4}{R_3} * V_r \quad Ec. 2.3.1$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * V_r \quad Ec. 2.3.2$$

A la relación entre V_o y V_r se denomina A, y representa la ganancia del lazo de retroalimentación negativa.

$$A = \frac{V_o}{V_r} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \quad Ec. 2.4$$

Analizando el circuito encargado de la oscilación:

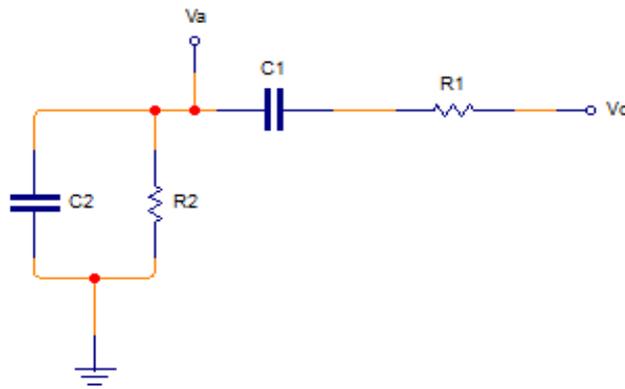


Figura 2.6: Malla de retroalimentación positiva

Analizando impedancias:

$$\frac{V_a}{V_o} = \frac{X_{C_2} // R_2}{X_{C_2} // R_2 + X_{C_1} + R_1} \quad Ec. 2.5$$

Expresando la impedancia del capacitor en términos de la frecuencia.

$$X_c(s) = \frac{1}{sC} \quad Ec. 2.6$$

Considerando que:

$$C_1 = C_2 = C$$

Y

$$R_1 = R_2 = R$$

Se continúa el análisis sustituyendo en la ecuación 2.5 las impedancias de las resistencias y los capacitores

$$V_a = \frac{\frac{1}{sC} // R}{\frac{1}{sC} // R + \frac{1}{sC} + R} * V_o \quad Ec. 2.7$$

$$V_a = \frac{\frac{R}{\frac{1}{sC}}}{\frac{R}{\frac{1}{sC}} + \frac{1}{sC} + R} * V_o \quad Ec. 2.7.1$$

$$V_a = \frac{\frac{R}{\frac{1+sRC}{sC}}}{\frac{R}{\frac{1+sRC}{sC}} + \frac{1}{sC} + R} * V_o \quad Ec. 2.7.2$$

Eliminando denominadores comunes

$$V_a = \frac{R}{\frac{1+sRC}{R} + \frac{1}{sC} + R} * V_o \quad Ec. 2.7.3$$

Simplificando el denominador

$$V_a = \frac{R}{\frac{1+sRC}{R} + \frac{1+sRC}{sC}} * V_o \quad Ec. 2.7.4$$

$$V_a = \frac{R}{\frac{1+sRC}{1+3sRC+(sRC)^2}} * V_o \quad Ec. 2.7.5$$

$$V_a = \frac{sRC+(sRC)^2}{(1+sRC)(1+3sRC+(sRC)^2)} * V_o \quad Ec. 2.7.6$$

Factorizando:

$$V_a = \frac{sRC(1+sRC)}{(1+sRC)(1+3sRC+(sRC)^2)} * V_o \quad Ec. 2.7.7$$

Eliminando el término 1+sRC

$$V_a = \frac{sRC}{1+3sRC+(sRC)^2} * V_o \quad Ec. 2.8$$

• **2.2.1 Análisis de Oscilación**

La forma que se adoptará para analizar el circuito es por medio de la ganancia de lazo la cual, por teorema de Barkhausen, si es igual a $1+j0$ el sistema oscilará.

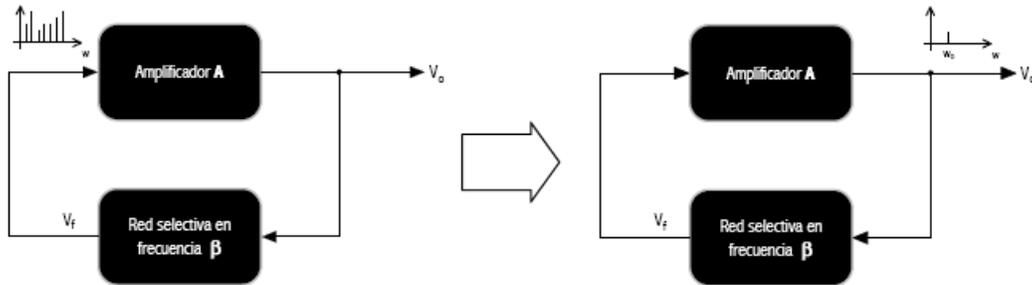


Figura 2.7: Sistema retroalimentado oscilador.

Por lo tanto para tener la expresión de Barkhausen completa donde:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * V_r \quad \text{Ec. 2.3.2}$$

Representa la ganancia del sistema pues

$$\frac{V_o}{V_r} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = A \quad \text{Ec. 2.9}$$

Y como

$$V_r = \frac{SRC}{1+3SRC+(SRC)^2} * V_o \quad \text{Ec. 2.10}$$

Donde

$$\frac{V_r}{V_o} = \beta = \frac{SRC}{1+3SRC+(SRC)^2} \quad \text{Ec. 2.11}$$

La ecuación que representa al sistema oscilador será la siguiente:

Si se abre el circuito en un punto de muy alta impedancia, como lo son las entradas (+) y (-), se obtiene una ganancia de lazo (GL):

$$GL = A * \beta \quad \text{Ec. 2.12}$$

Por teorema de Barkhausen, para que el circuito oscile:

$$GL = 1 + j0 \quad \text{Ec. 2.13}$$

Desarrollando:

Sustituyendo en ecuación 2.12:

$$A = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \quad \text{Ec. 2.9}$$

$$\beta = \frac{SRC}{1+3SRC+(SRC)^2} \quad \text{Ec. 2.11}$$

Se obtiene:

$$A * \left(\frac{SRC}{1+3SRC+(SRC)^2}\right) = 1 + j0 \quad \text{Ec. 2.14}$$

$$ASRC = 1 + 3SRC + (SRC)^2 \quad \text{Ec. 2.14.1}$$

Sustituyendo $s = j\omega$

$$Aj\omega RC = 1 + 3j\omega RC + (j\omega RC)^2 \quad \text{Ec. 2.14.2}$$

$$Aj\omega RC = 1 + 3j\omega RC - (\omega RC)^2 \quad \text{Ec. 2.14.3}$$

Se obtienen dos ecuaciones:

$$Aj\omega RC = 3j\omega RC \quad \text{Ec. 2.15}$$

Y

$$0 = 1 - (\omega RC)^2 \quad \text{Ec. 2.16}$$

De la ecuación 2.15 se deduce que:

$$A = 3$$

$$A = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) = 3 \quad \text{Ec. 2.17}$$

Por lo que, para que el sistema oscile, se requiere que:

$$\frac{R_4}{R_3} = 2 \quad \text{Ec. 2.18}$$

De la ecuación 2.16:

$$1 = (\omega RC)^2 \quad \text{Ec. 2.19}$$

Despejando y sustituyendo $\omega = 2\pi f$:

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad \text{Ec. 2.19.1}$$

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{Ec. 2.20}$$

f es la frecuencia de oscilación del circuito:

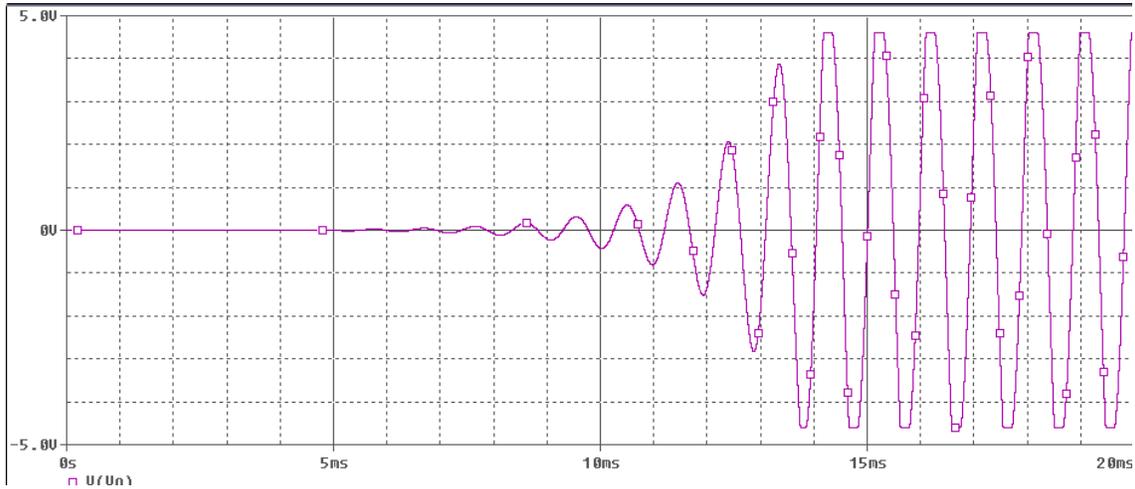


Figura 2.8: Respuesta oscilatoria

En la figura 2.8 se observa como el sistema empieza a oscilar, la pequeña distorsión en las crestas y los valles se solucionan mientras la relación R_4 / R_3 sea más exacta y aproximada a 2, con el inconveniente de un tiempo mayor para el inicio de la oscilación Figura 2.9.

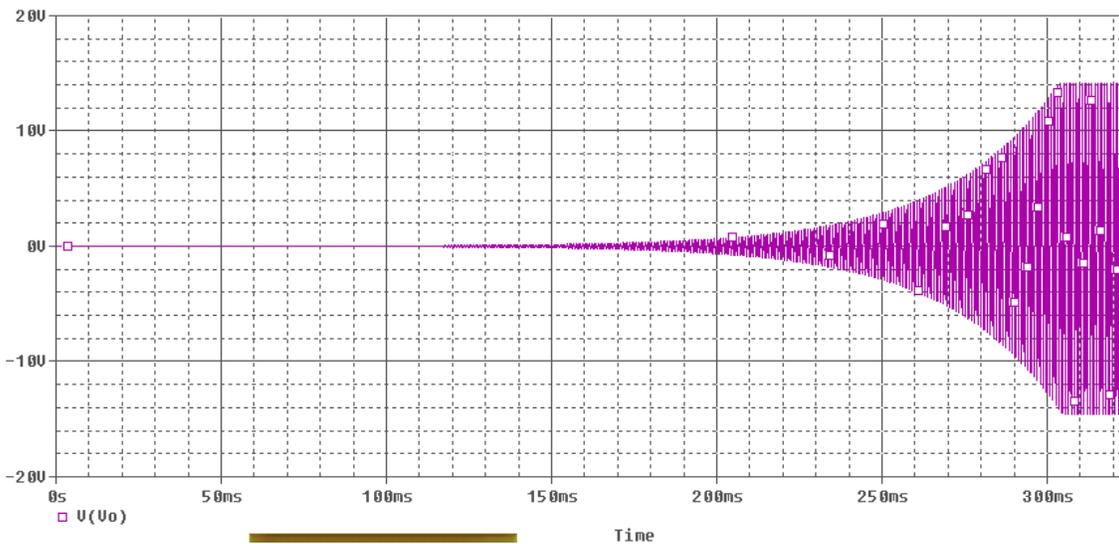


Figura 2.9: Respuesta a una mejor aproximación de la relación R_4 / R_3

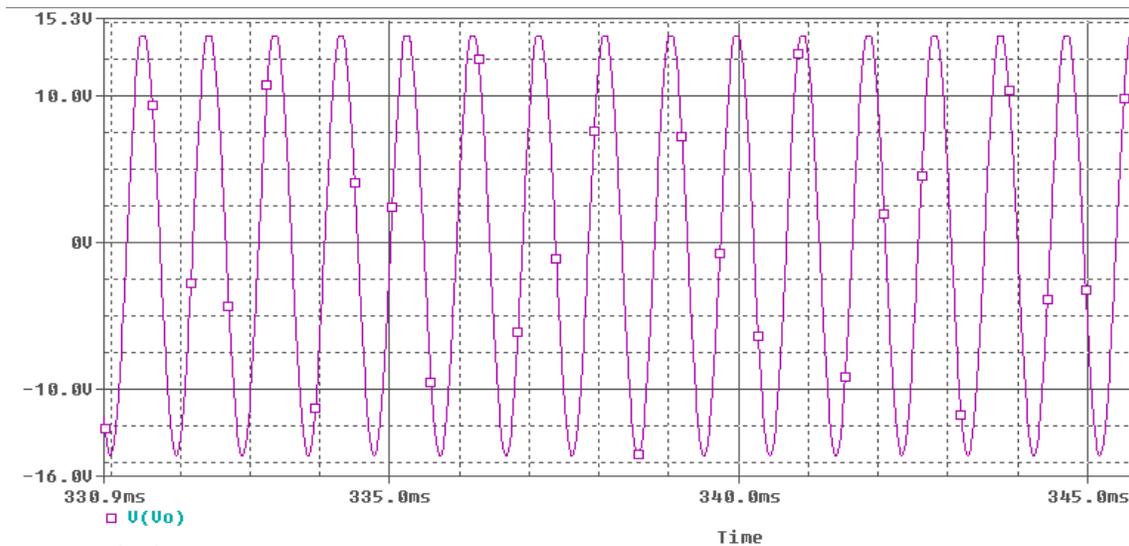


Figura 2.10: Mejora en la respuesta senoidal

En la figura 2.10 se observa como al aproximar más la resistencia de retroalimentación a 2 tarda más el sistema en oscilar, pero la señal presenta menos distorsión en las puntas, volviéndose una señal senoidal más exacta y precisa.

- **2.3 Amplificadores de Potencia.**

En este subtema se abordará el concepto de amplificador de potencia, y algunas de sus configuraciones, y su uso, proporcionando información necesaria para entender y diseñar un buen amplificador de potencia.

Un amplificador recibe una señal de alguna fuente de entrada, y proporciona una versión más grande de la señal a cierto dispositivo de salida o a otra etapa de amplificación. Para los amplificadores de señal pequeña, los principales factores son, por lo general, la linealidad de la amplificación y la magnitud de la ganancia. Dado que el voltaje y/o la corriente de la señal son pequeños en un amplificador de señal pequeña, la magnitud de la capacidad de manejo de potencia y la eficiencia de potencia no son cuestiones de consideración. A diferencia de los amplificadores de voltaje, que solo dan ganancia de tensión, los amplificadores de potencia o de gran señal, proporcionan principalmente corriente suficiente a una carga de salida como una bocina o algún otro dispositivo que consuma mucha corriente, con frecuencia, manejando potencias de algunos watts o de decenas de estos. Las principales características de un amplificador de gran señal son la eficiencia de potencia del circuito, la máxima cantidad de potencia que es capaz de manejar el circuito y el acoplamiento de impedancias con el dispositivo de salida.

Un método utilizado para clasificar amplificadores de potencia es asignándoles letras que van de la A la H dependiendo de la cantidad de grados de la señal de entrada que son amplificadas. A continuación se presenta una breve descripción de algunos de ellos

Clase A: La señal de entrada es amplificada durante los 360° del ciclo. Esto requiere que el punto Q se localice en un nivel en el que al menos la mitad de la excursión de la señal de la salida pueda variar hacia arriba y hacia abajo, sin llegar a un voltaje lo suficientemente grande como para ser limitado por el voltaje de alimentación, o demasiado bajo como para acercarse al nivel inferior de alimentación, o $0[V]$ en este caso.

Clase B: Un circuito clase B, amplifica durante una mitad del ciclo de la señal de entrada, o sea 180° . Por consiguiente, el punto de polarización para la clase B se encuentra en la región de corte, entonces la salida varía a partir de este punto de polarización durante un medio ciclo. Obviamente, la salida no será una reproducción fiel de la entrada si solamente un medio ciclo está presente. Se requerirán dos operaciones de clase B, una para proporcionar salida durante el medio ciclo positivo y otra para proporcionar operación durante el medio ciclo negativo de salida. Por lo que los medios ciclos combinados proporcionan una salida para 360° completos de operación. Este tipo de conexión se denomina **operación en contra fase**.

Clase AB: Amplifica más de 180° de la señal de entrada; para su operación es necesario polarizar en un nivel de dc por encima del nivel de tierra y por debajo del voltaje de polarización de la clase A; esta condición de polarización es la clase AB. Esta clase sigue requiriendo de una conexión en contrafase para obtener un ciclo completo de salida, sin embargo, el nivel de polarización es, por lo general, cercano al nivel de tierra, por lo cual el consumo de potencia es menor que en el amplificador clase A, pero mayor que en el amplificador clase B. Para la operación clase AB la excursión de la señal de salida ocurre entre 180° y 360° .

Clase C: La salida de un amplificador clase C se encuentra polarizada para operar en menos de 180° del ciclo y operará solamente con un circuito de sintonización (resonante), el cual proporciona un ciclo completo de operación para la frecuencia sintonizada o resonante. Esta clase de operación es, por tanto, utilizada en áreas especiales de circuitos de sintonización, tales como las telecomunicaciones.

Clase D: Esta clase de operación es una forma de operación de amplificación que utiliza señales de pulso (digitales), las cuales se encuentran encendidas durante un periodo de tiempo corto, y apagadas durante un intervalo mayor. Mediante técnicas digitales es posible obtener una señal que varía durante el ciclo completo

(por medio de un circuito de muestreo y retención) para reconstruir la salida a partir de varios segmentos de la señal de entrada. La principal ventaja de la operación D es que el amplificador solamente se encuentra encendido (empleando potencia) durante intervalos cortos de tiempo y la eficiencia total puede ser muy alta.

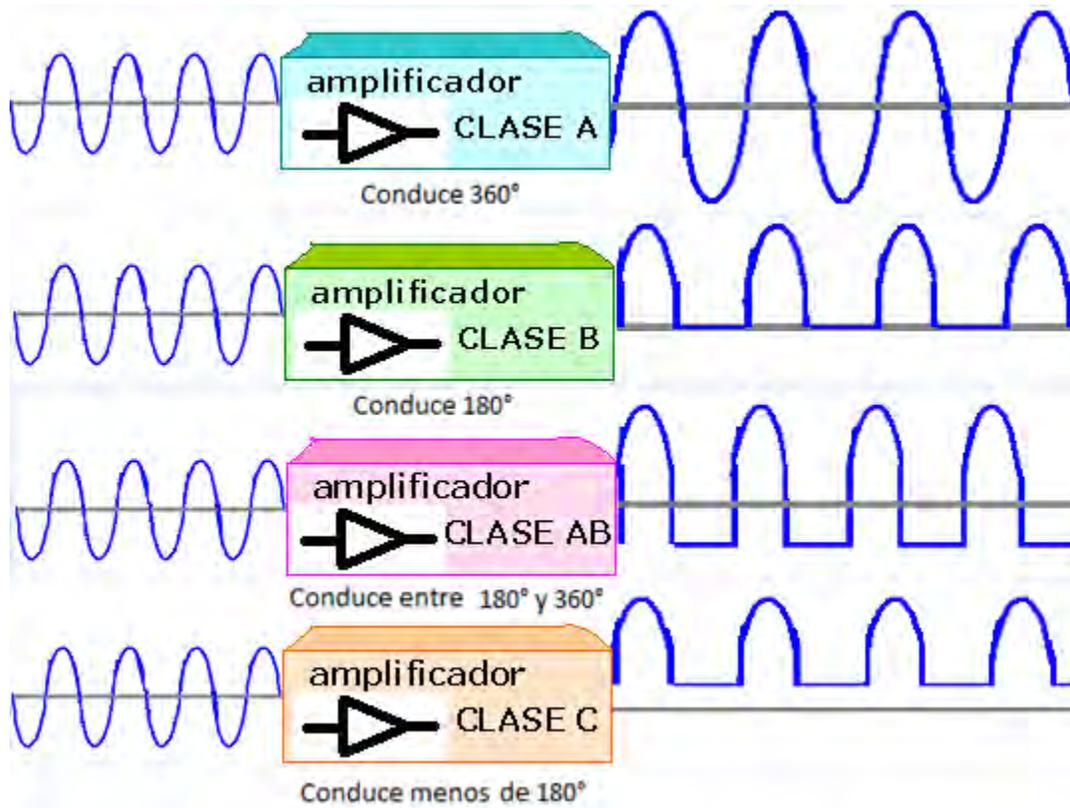


Figura 2.11: Clases de amplificadores de potencia

• 2.3.1 Eficiencia del Amplificador

La eficiencia de potencia de un amplificador, es definida como la relación de la potencia de salida sobre la potencia de entrada, mejora al ir de clase A a la clase D. En términos generales, un amplificador **clase A**, con polarización de dc en un nivel de la mitad del voltaje de alimentación, emplea una buena cantidad de potencia para mantener la polarización, incluso cuando no existe una señal de entrada aplicada, esto da por resultado una eficiencia muy baja, en especial con señales de entrada pequeñas, cuando se proporciona a la carga muy poca potencia de AC, de hecho, la eficiencia máxima de un circuito clase A, ocurre para una excursión máxima de voltaje y corriente de salida, y será de solamente **25%** con una conexión de carga directa y de **50%** con una conexión de transformador a la carga. La operación **clase B**, puede proporcionar una eficiencia máxima que alcanza un **78.5%**. La operación **clase D** puede alcanzar una eficiencia de

potencia cerca de **90%** y ofrece la operación más eficiente de todas las clases de operación. Dado que la **clase AB** se encuentra entre la clase A y la clase B en polarización, su eficiencia está dentro del rango de las dos clases, es decir, entre **25% (o 50%) y 78.5%**.

Clase	A	AB	B	C*	D
Grados de amplificación	360°	180° a 360°	180°	Menor a 180°	Operación de pulso
Eficiencia de potencia	25% a 50%	Entre 25% (50%) y 78.5%	78.5%		Por lo general cerca del 90%

Tabla 2.3: Grados de amplificación y eficiencia de los amplificadores de potencia

*Por lo general la clase C no se utiliza para proporcionar grandes cantidades de potencia, por lo que su eficiencia no se presenta en esta tabla.

- **2.3.2 Operación del Amplificador Clase B**

La operación del amplificador clase B no consume corriente cuando no hay señal en la entrada, de manera que el transistor se enciende cuando se aplica la señal de ac, esto representa esencialmente evitar un gasto de corriente mientras el circuito está inactivo. El transistor conducirá corriente solamente para una mitad del ciclo de señal. Para obtener una salida para el ciclo completo de señal de entrada, será necesario utilizar dos transistores y lograr que cada uno de ellos conduzca durante medios ciclos opuestos, y con esta operación combinada, se obtiene el ciclo completo a la salida. Dado que una parte del circuito “empuja” a la señal hacia arriba durante una mitad de ciclo y la otra parte “jala” la señal hacia abajo durante la otra mitad del ciclo, **el circuito se denomina de contrafase ó circuito *push – pull***. Los transistores de potencia empleados en el circuito de contrafase son capaces de entregar la potencia deseada a la carga, y la operación de clase B de estos transistores proporciona una eficiencia mayor que la que era posible mediante un solo transistor en la operación clase A.

- **2.3.3 Circuitos de simetría complementaria.**

Al utilizar transistores complementarios (*npn* y *pnp*) es posible obtener una salida de ciclo completo a través de una carga mediante medios ciclos de operación de cada transistor. Mientras se aplica una señal senoidal de entrada a la base de ambos transistores, los transistores que son de tipo opuesto, conducirán en

medios ciclos opuestos de la entrada. Durante el medio ciclo positivo el transistor npn es el que entra en operación, mientras que en el ciclo negativo lo hace el transistor pnp.

Por ejemplo:

Para el circuito de la figura 2.12 con una fuente V_{in} de 5Vp en simetría complementaria.

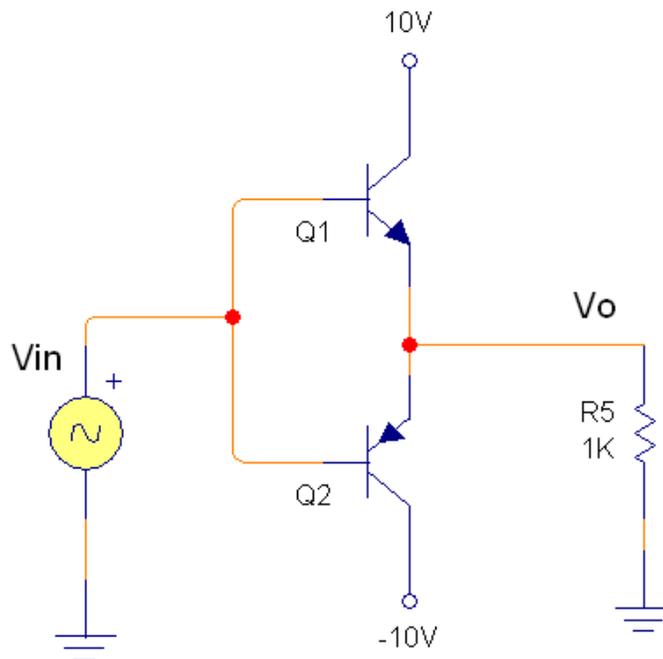


Figura 2.12: Amplificador con simetría complementaria.

Al aplicar una señal senoidal a la entrada del amplificador:

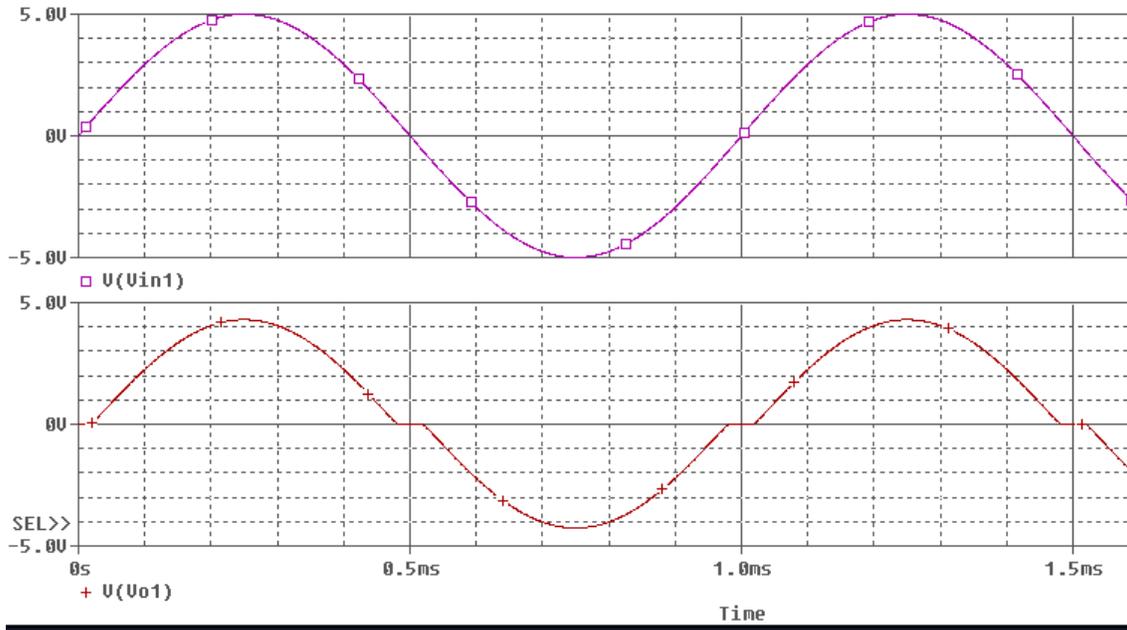


Figura 2.13: Respuesta de circuito complementario

En la señal de salida se encuentra una pequeña atenuación además de un efecto llamado **distorsión de cruce por cero o transición resultante en la señal de salida**. La distorsión de cruce se debe al hecho de que el transistor es un dispositivo no lineal, y su falta de linealidad es mayor cerca del origen, es decir para corrientes pequeñas. Esto se debe a que la unión base emisor de los transistores es un diodo por lo que la conducción a voltajes pequeños, menores a 0.6V presenta mayor no linealidad, en la figura 2.13 pareciera que no conducen nada de señal. La polarización de ambos transistores en la clase AB mejora esta operación mediante la polarización de ambos diodos base-emisor para que permanezcan encendidos por más de medio ciclo, figura 2.14.

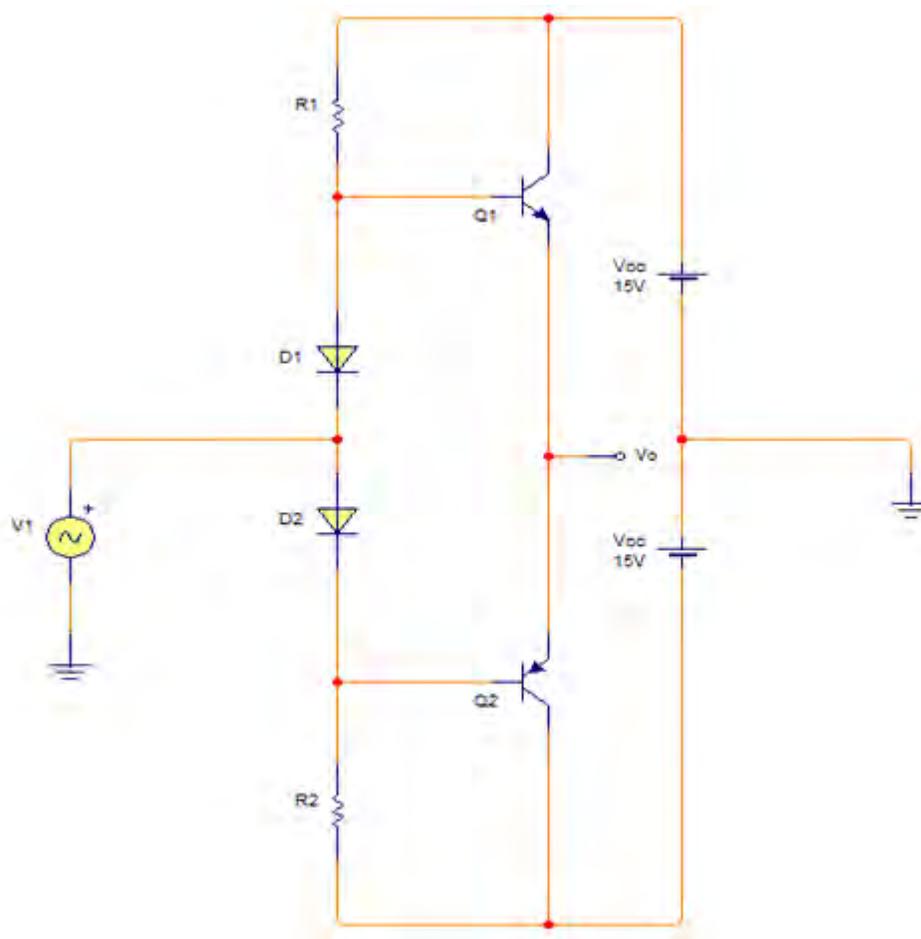


Figura 2.14: Circuito de potencia estabilizado clase AB

Al utilizar la configuración clase AB es conveniente colocar una resistencia de retroalimentación en los emisores, esto con el propósito de estabilizar el circuito y evitar problemas por variación de factores en los transistores.

Ya que el circuito de simetría complementaria es el mismo circuito colocado en espejo, transistor NPN y PNP, con analizar uno solo de los transistores será suficiente para comprender la totalidad del sistema:

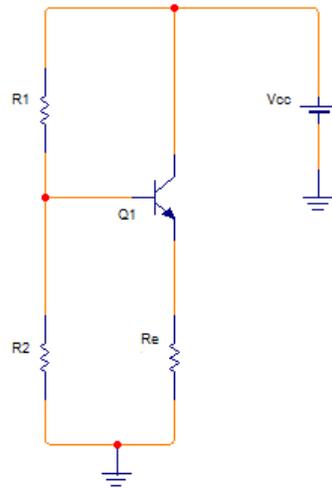


Figura 2.15: Mitad del circuito complementario con resistencia de retroalimentación R_e

La figura 2.15 muestra la mitad del circuito amplificador complementario clase AB en DC con una R_2 no lineal (pues en la vida real se coloca un diodo). Es necesario para el análisis reducir el circuito utilizando en la etapa de entrada el circuito equivalente de Thévenin:

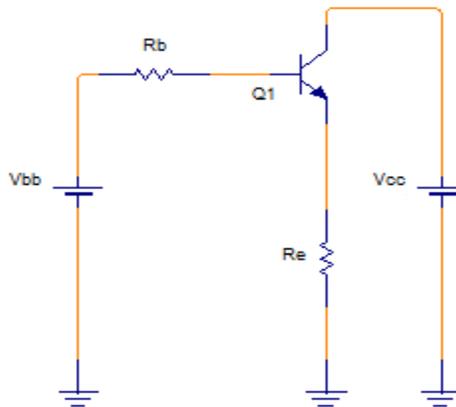


Figura 2.16: Circuito equivalente utilizando resistencia y fuente de Thévenin

$$v_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad \text{Ec. 2.21}$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{Ec. 2.22}$$

Ahora se analiza la malla de entrada:

$$v_{BB} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \quad \text{Ec. 2.23}$$

Conociendo que:

$$I_E = I_B(\beta + 1) \quad \text{Ec. 2.24}$$

$$v_{BB} - \frac{I_E}{\beta+1} R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \quad \text{Ec. 2.25}$$

$$I_E = \frac{v_{BB} - v_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \quad \text{Ec. 2.25.1}$$

En la ecuación 2.25.1 la corriente de emisor I_E es dependiente de V_{BB} , v_{BE} y β (factores más factibles a variación) así que hay que controlar estos parámetros para hacer estable esta corriente, la cual por añadidura hará estable la corriente de base I_B . Es necesario analizar que hace que estos parámetros sean inestables, para saber cómo controlarlos.

El valor V_{BB} podría llegar a variar debido a la excesiva demanda de corriente de la base, por lo que si se hace circular una corriente grande a través de R_1 y R_2 no habrá problemas con la variabilidad de este factor, como valor práctico, se suele utilizar $0.1I_E < I_D < I_E$

Un factor importante es la β la cual varía de transistor a transistor de manera abrupta. Una forma de controlar la variabilidad de I_E por causa de la β es hacer que la resistencia de emisor sea lo suficientemente grande.

$$\frac{R_B}{\beta+1} \lll R_E \quad \text{Ec. 2.26}$$

Entonces la corriente de emisor será independiente de la β y se aproximaría a:

$$I_E \approx \frac{v_{BB} - v_{BE}}{R_E} \quad \text{Ec. 2.27}$$

El efecto de colocar la resistencia R_E :

Si v_{BE} disminuye por efecto de un incremento en la temperatura, la corriente I_E disminuirá, haciendo que el término $I_E R_E$ disminuya, si eso pasa, según la ecuación 2.25, v_{BE} tiene que crecer, logrando así la estabilidad. Si v_{BE} crece, sucede el efecto contrario.

Otra forma de analizar porque la resistencia de emisor ayuda a estabilizar el circuito es observando que dicha resistencia es una retroalimentación serie-serie, donde se muestra corriente y se compara voltaje.

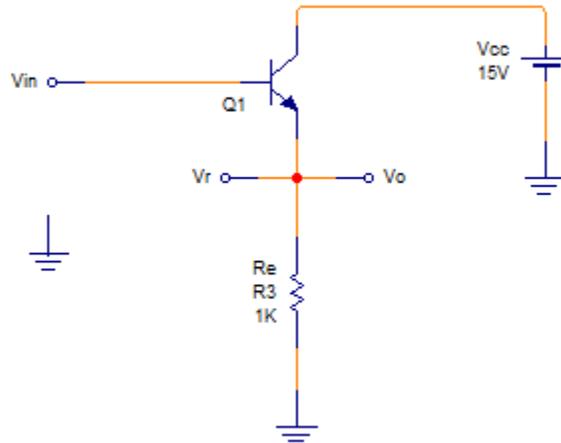


Figura 2.17: Circuito con retroalimentación Serie-serie

De la figura 2.18, Se obtiene la transconductancia con el modelo híbrido π :

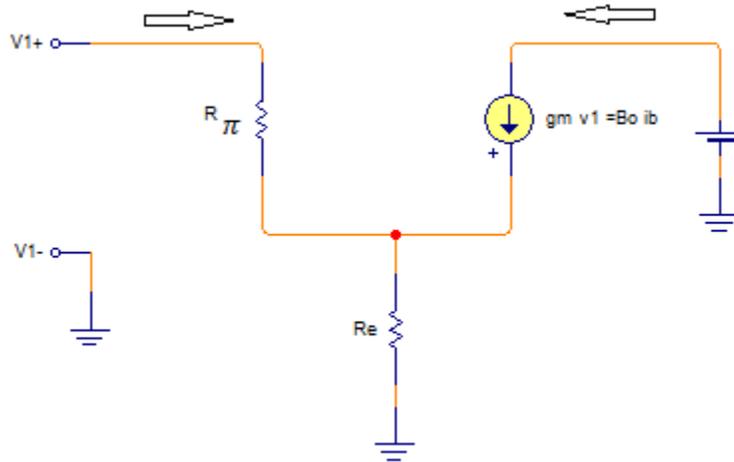


Figura 2.18: Circuito híbrido transistor TBJ con retroalimentación Serie-Serie

$$V_1 = i_b r_\pi + (i_b + i_c) R_e = \frac{i_c}{\beta} r_\pi + i_c \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) R_e \quad \text{Ec. 2.28}$$

Por lo tanto:

$$v_i = i_c \left[\frac{1}{g_m} + R_e \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \right] \quad \text{Ec. 2.29}$$

$$\frac{i_c}{v_i} = \frac{g_m \beta}{\beta + g_m R_e + \beta R_e g_m} = \frac{g_m \beta}{(1 + g_m R_e) \beta + R_e g_m} \quad \text{Ec. 2.30}$$

Dividiendo todo entre β

$$\frac{i_c}{v_i} \approx \frac{g_m}{1 + g_m R_e} = \frac{A}{1 + A \beta} = A' \quad \text{Ec. 2.31}$$

En la mayoría de las situaciones prácticas no queda bien definida la ganancia A del amplificador básico. Depende de la temperatura, de las condiciones de operación de los dispositivos activos y de los parámetros del transistor como β . Como se mencionó anteriormente, el lazo de retroalimentación reduce las variaciones en la ganancia total del amplificador que pudieran existir por las variaciones en A . Este efecto se puede examinar al diferenciar la ecuación general de retroalimentación obteniendo:

$$\frac{dA'}{dA} = \frac{(1 + A f) - A f}{(1 + A f)^2} \quad \text{Ec. 2.32}$$

Esto se reduce a

$$\frac{dA'}{dA} = \frac{1}{(1 + A f)^2} \quad \text{Ec. 2.33}$$

Si A' se cambia en la cantidad δA , entonces A' cambia por δA donde

$$\delta A' = \frac{\delta A}{(1 + A f)^2} \quad \text{Ec. 2.34}$$

El cambio fraccional en A es

$$\frac{\delta A'}{A'} = \frac{1 + A f}{A} \frac{\delta A}{(1 + A f)^2} \quad \text{Ec. 2.35}$$

Esto se puede expresar como

$$\frac{\delta A'}{A'} = \frac{\delta A}{A} \frac{1}{1 + A f} = \frac{\delta A}{A} \frac{1}{1 + T} \quad \text{Ec. 2.35.1}$$

Con lo que se muestra que el cambio fraccional en A' se reduce en $(1 + T)$, en comparación con el cambio fraccional en A . Por ejemplo, si $T = 100$ y debido a un

cambio en la temperatura A cambia en 10%, entonces según la ecuación 2.35.1 la ganancia total A' cambia solo en 0.1% aproximadamente

Circuito resultante de este análisis es el siguiente:

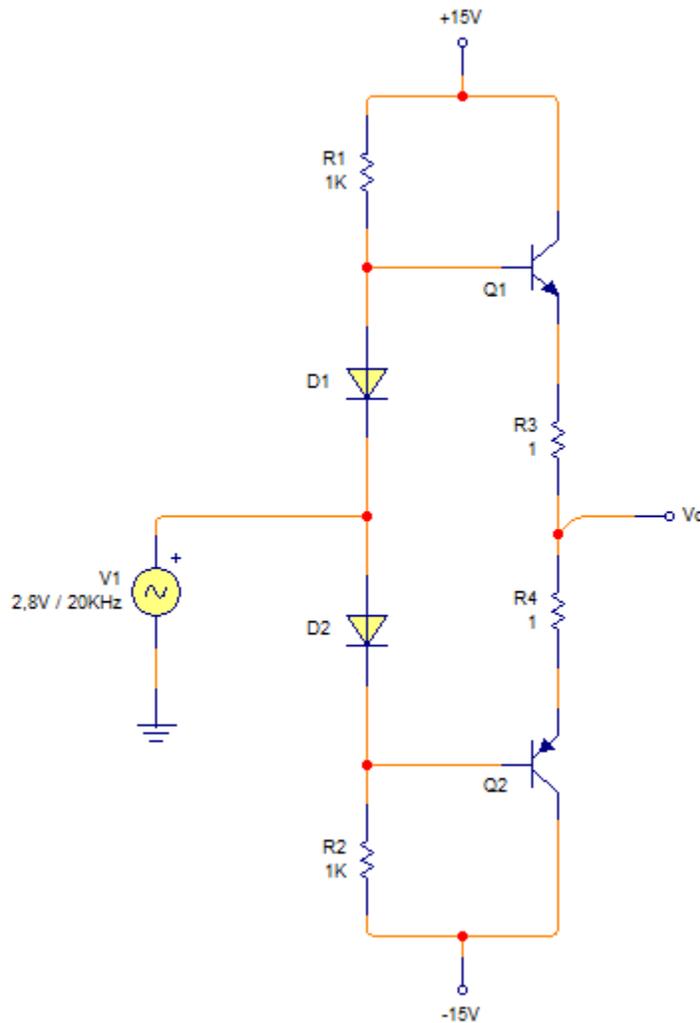


Figura 2.19: Circuito amplificador de potencia, con retroalimentación Serie-Serie

- **2.3.4 Análisis de potencia**

La potencia proporcionada a la carga por un amplificador se toma de la fuente de alimentación que proporciona la potencia de entrada de dc. La cantidad de esta potencia de entrada puede ser calculada mediante

$$P_i(dc) = V_{cc}I_{dc} \quad Ec. 2.36$$

Donde I_{dc} es la corriente promedio o dc, que se consume de las fuentes de alimentación. En la operación clase B, el consumo de corriente de una sola fuente de alimentación tiene la forma de una señal rectificadas de media onda, mientras que la extraída de dos fuentes de alimentación tiene la forma de una señal rectificadas de onda completa. El valor promedio de corriente rectificadas de onda completa puede expresarse como

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} I(p) \dots \text{aproximadamente igual a } \frac{I(p)}{\sqrt{2}} \quad \text{Ec. 2.37}$$

Donde $I(p)$ es el valor pico de la forma de onda de la corriente de salida. Al utilizar la ecuación de I_{dc} en la ecuación de potencia de entrada obtenemos

$$P_i(dc) = V_{cc} \frac{2}{\pi} I(p) \quad \text{Ec. 2.38}$$

Para calcular la potencia de salida, es decir, la aplicada a la carga R_L , se pueden utilizar varias ecuaciones y varios métodos. Si se utiliza un medidor rms para medir el voltaje a través de la carga, la potencia de salida se puede calcular como

$$P_o = \frac{V_L^2(\text{rms})}{R_L} \quad \text{Ec. 2.39}$$

Si se utiliza un osciloscopio, se puede utilizar el voltaje pico o pico a pico:

$$P_o(ac) = \frac{V_L^2(p-p)}{8R_L} = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} \quad \text{Ec. 2.40}$$

Mientras mayor sea el voltaje de salida rms o pico mayor será la potencia aplicada a la carga.

• 2.3.5 Eficiencia

La eficiencia del circuito de potencia con amplificador clase B puede calcularse mediante la ecuación básica:

$$\% \eta = \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100\% \quad \text{Ec. 2.41}$$

Usando las ecuaciones 2.64 y 2.62, con un poco de algebra se obtiene:

$$\% \eta = \frac{\pi V_L(p)}{4 V_{cc}} \times 100\% \quad \text{Ec. 2.42}$$

La anterior ecuación muestra que mientras mayor sea el voltaje pico, mayor será la eficiencia del circuito, hasta llegar al valor máximo cuando $V_L(p) = V_{cc}$, esta eficiencia máxima será entonces:

$$eficiencia\ máxima = \frac{\pi}{4} \times 100\ \% = 78.5\ \%$$

Una consideración clave para el buen funcionamiento del circuito así como para el diseño del mismo, es la potencia que disiparán los transistores.

La potencia disipada por los transistores de potencia de salida será la diferencia entre la potencia de entrada aplicada por las fuentes y la potencia de salida aplicada a la carga

$$P_{2T} = P_i(dc) - P_o(ac) \quad Ec.2.43$$

Donde P_{2T} es la potencia disipada por los dos transistores de potencia de salida. La potencia disipada que maneja cada transistor será entonces:

$$P_T = \frac{P_{2T}}{2} \quad Ec.2.44$$

• **2.4 El Circuito Amplificador Inversor.**

El amplificador inversor es uno de los amplificadores basados en amplificadores operacionales más usados. Se trata de un amplificador cuya ganancia de lazo cerrado desde V_i a V_o está definida por R_f y R_i . Puede amplificar señales de ca y/o cd. Para entender su funcionamiento se parte de las dos premisas de simplificación siguientes:

- 1.- El voltaje V_d entre las entradas (+) y (-) es esencialmente 0.
- 2.- La corriente requerida por las terminales de entrada (+) o (-) es despreciable.

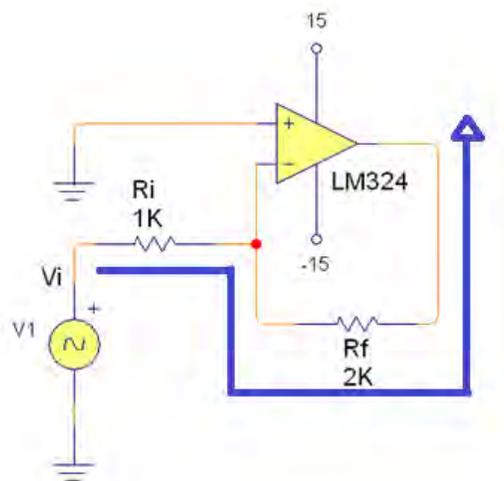


Figura 2.20: Amplificador Inversor

En la figura 2.20 se aplica un voltaje positivo V_i por medio de la resistencia de entrada R_i a la entrada negativa del amplificador operacional. Se presenta retroalimentación negativa mediante la resistencia R_f . El voltaje entre las entradas (+) y (-) es casi igual a 0V. Por lo tanto, la terminal de entrada (-) también está a 0V, de modo que el potencial de tierra está en la entrada (-). Por esta razón se dice que la entrada (-) es una **tierra virtual**.

Ya que en un extremo de R_i está V_i y el otro a 0V, la caída de voltaje por R_i es V_i . La corriente I a través de R_i se determina con la ley de Ohm.

$$I = \frac{V_i - V^-}{R_i} \quad \text{Ec. 2.45}$$

Toda la corriente de entrada I fluye por R_f , ya que una cantidad despreciable es utilizada por la terminal de entrada (-). La corriente en R_f está definida por R_i y por V_i , no por R_f , ni por el amplificador operacional.

La caída de voltaje a través de R_f es sencillamente $I * R_f$

$$V_{R_f} = V^- - V_o = I * R_f \quad \text{Ec. 2.46}$$

Considerando el valor de tensión con respecto a tierra de la terminal negativa del amplificador operacional, se encuentra que $V^- = 0V$, y como la corriente que consume el amplificador operacional es casi nula entonces la corriente que corre por R_i es la misma que corre por R_f por lo tanto:

$$0 - V_o = -I * R_f \quad \text{Ec. 2.47}$$

Y

$$I = \frac{V_i - 0}{R_i} \quad \text{Ec. 2.48}$$

Sustituyendo la ecuación 2.48 en la ecuación 2.47 se obtiene:

$$V_o = -\frac{V_i}{R_i} * R_f \quad \text{Ec. 2.49}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad \text{Ec. 2.49.1}$$

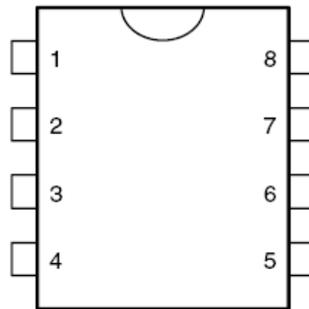
Con lo cual se deduce que la ganancia está dada por:

$$A = -\frac{R_f}{R_i} \quad \text{Ec. 2.49.2}$$

- **2.5 EL CI555**

En aplicaciones como los osciladores, los multivibradores monoestables, las alarmas contra robo, y los monitores de voltaje se requiere un circuito que produzca intervalos de temporización. El circuito integrado temporizador más popular es el 555, lanzado por primera vez por Signetics Corporation. Al igual que los amplificadores operacionales de propósito general, el 555 es confiable, fácil de usar en diversas aplicaciones y económico. Además, el 555 puede trabajar con fuentes de alimentación que van desde los +5V a +18 V, por lo que es compatible tanto con circuitos TTL como con circuitos analógicos que utilicen amplificadores operacionales. Puede considerarse que el temporizador 555 es un bloque funcional formado por dos comparadores, dos transistores, tres resistencias iguales (de las cuales toma su nombre), un multivibrador biestable (flip-flop) y una etapa de salida.

Pin connections
(top view)



1 - GND	5 - Control voltage
2 - Trigger	6 - Threshold
3 - Output	7 - Discharge
4 - Reset	8 - V_{CC}

Figura 2.21: Diagrama físico del CI555

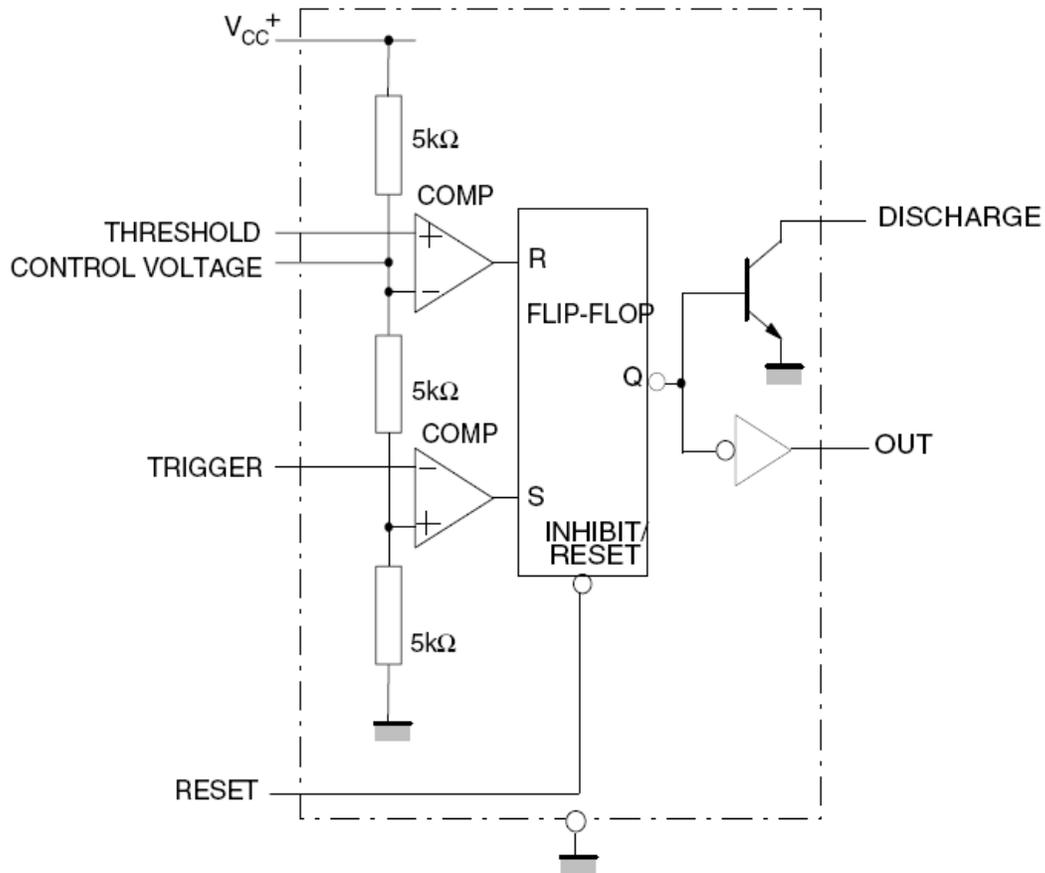


Figura 2.22: Esquema interno del un CI555

Las terminales del CI555 son las siguientes:

- 1- Tierra o masa.
- 2- Disparo.
- 3- Salida.
- 4- Habilitación.
- 5- Control.
- 6- Umbral.
- 7- Descarga.
- 8- Alimentación.

Los dos amplificadores operacionales que se encuentran en el circuito integrado 555, se particularizan por poseer una impedancia alta de entrada y muy alta ganancia de tensión de modo diferencial, además son amplificadores con baja impedancia de salida.

El flip-flop RS del circuito se comporta según la siguiente figura:

Flip-flop RS			
S	R	Q(t+1)	
0	0	Q(t)	Sin cambio
0	1	0	Limpiar en 0
1	0	1	Establecer en 1
1	1	?	Indeterminado

Figura 2.23: Tabla de verdad del flip-flop RS

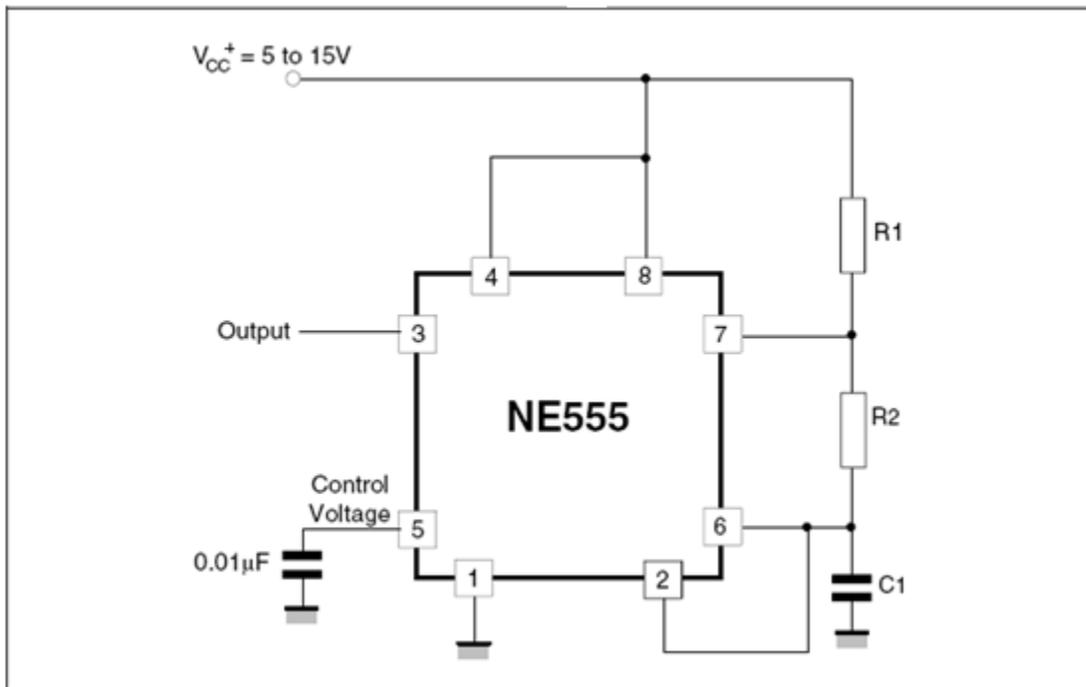


Figura 2.24: Conexiones para generar un oscilador astable con un CI555

• 2.5.1 Funcionamiento del Circuito Astable

La figura 2.24 muestra la conexión del 555 como multivibrador astable. Las formas de onda de la figura 2.25, corresponden al funcionamiento del circuito.

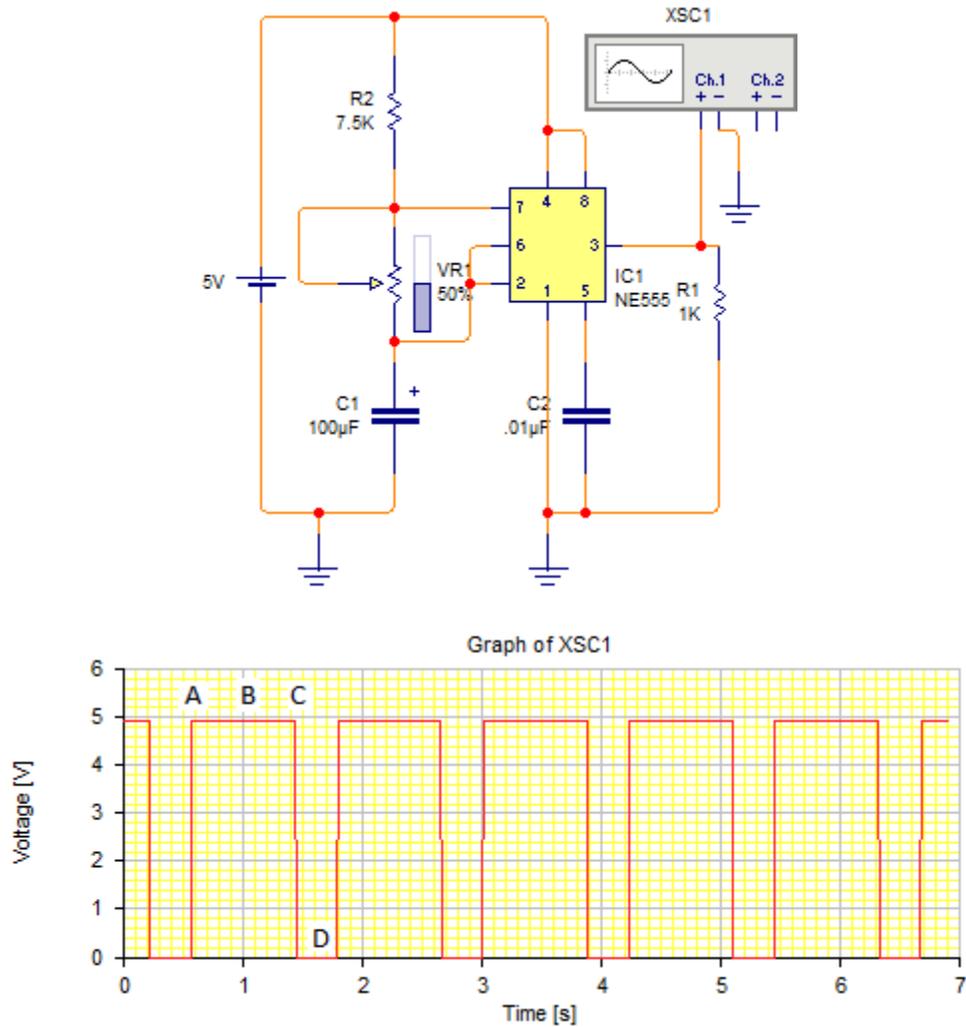


Figura 2.25: Circuito y señal de un multivibrador astable.

En el instante A, las terminales 2 y 6 se encuentran por debajo de $V_{LT} = 1/3 V_{CC}$ y el voltaje de salida en la terminal 3 va a su nivel alto (estado A). La terminal 7 se comporta como un circuito abierto y el capacitor C se carga a través de $R_1 + R_2$. Durante el tiempo B en el que la salida está en nivel alto, el 555 se encuentra en estado de memoria, recordando su estado A anterior. Cuando V_c aumenta y rebasa justamente el valor $V_{UT} = 2/3 V_{CC}$ en el instante C, el 555 entra al estado D y envía la señal de salida al nivel bajo. El transistor en la terminal 7 está saturado, y el capacitor se descarga a través de la resistencia R_2 . Durante el tiempo D en el que la señal de salida está en el nivel bajo, el 555 se encuentra en estado de

memoria recordando su estado anterior. Cuando V_C desciende justo por debajo de V_{LT} la secuencia se repite.

• **2.5.1.1 Frecuencia de Oscilación.**

La señal de salida conserva un nivel alto durante el intervalo en el que C se carga y aumenta de valor $1/3 V_{CC}$ a $2/3 V_{CC}$. Este intervalo de tiempo se calcula mediante la ecuación:

$$t_{alto} = 0.695 (R_1 + R_2)C \quad Ec. 2.50$$

La salida está en nivel bajo durante el intervalo en que C se descarga del valor $2/3 V_{CC}$ a $1/3 V_{CC}$ y se calcula con la expresión:

$$t_{bajo} = 0.695 R_2 C \quad Ec. 2.51$$

Por lo tanto, el periodo total de oscilación, T, es:

$$T = t_{alto} + t_{bajo} = 0.695(R_1 + 2R_2)C \quad Ec. 2.52$$

La frecuencia de oscilación libre es:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad Ec. 2.53$$

La siguiente es una gráfica para diversos valores de R_A y R_B y muestra de manera rápida las combinaciones de resistencias y capacitancia necesarias para diseñar un multivibrador estable.

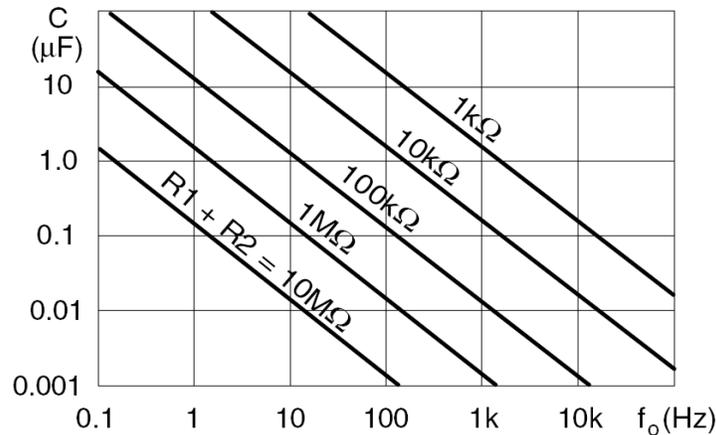


Figura 2.26: Gráfica de apoyo para el cálculo de elementos de un oscilador estable con CI555

El ciclo de trabajo está dado por la siguiente ecuación:

$$D = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2} \quad \text{Ec. 2.54}$$

- **2.6 Tipos de bocinas y sus respuestas en frecuencia.**

En este subtema se explicarán los tipos de bocinas que hay en el mercado y sus respectivas respuestas a excitaciones eléctricas que generarán señales físicas de audio frecuencia. Un buen punto de partida es el método utilizado para hacer que la electricidad mueva el aire y produzca sonido audible por el ser humano.

Un altavoz realiza una función opuesta de transducción a la del micrófono, es decir, convierte una señal eléctrica en una onda sonora. Por consiguiente, los tipos disponibles son análogos en cierto modo a los tipos de micrófonos que se describirán en el siguiente apartado.

- **2.6.1 Altavoz de bobina móvil.**

El altavoz de bobina móvil es el más común. Su funcionamiento está basado en el hecho físico de que una corriente que circula por un conductor produce una fuerza perpendicular a éste y al campo magnético que crea la corriente.

Una bobina situada en el entrehierro de un imán circular está fijada rígidamente a un cono, el cual transmite al aire las vibraciones de la bobina, ésta y el cono están soportados de manera conveniente para mantener centrado el conjunto al mismo tiempo que permite el movimiento a todo lo largo del entrehierro. Figura 2.27.

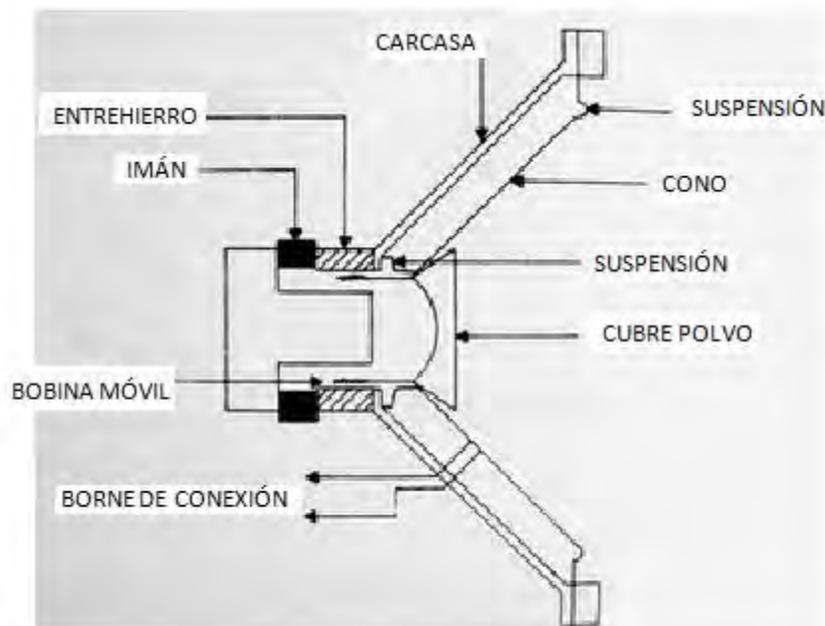


Figura 2.27: Elementos de una bocina

Añadiendo un chasis rígido para soportar el pesado imán y las partes móviles, se tendrá una unidad de excitación de altavoz de bobina móvil que puede ser utilizada en el margen completo de frecuencias de un equipo que no sea de alta fidelidad. Para alta fidelidad el diseño debe ser limitado a un cierto margen restringido.

Para cubrir solamente las frecuencias más altas actualmente se fija una cúpula de tela o material plástico a la bobina en vez de un cono, con lo que se forma un difusor de tweeter (frecuencias altas). Esto proporciona una mejor distribución de las frecuencias más altas en el área de audición. Las ventajas del altavoz de bobina móvil son su simplicidad, poco costo y facilidad de fabricación. También se han hecho refinamientos y mejoras en él. Se han adoptado, para realizar conos, nuevos materiales tales como Bextrene, fibra de poliamida tejida y polipropileno, en sustitución del papel común. A pesar de ello todavía se utiliza el papel porque es altamente competitivo incluso en el mercado de alta fidelidad, aunque con algunas mejoras en la fabricación y en el proceso de dopado (mezcla de materiales con el papel).

La mayoría de las bocinas tienen un par de conectores montados en una pequeña pieza de material fenólico. Este conector está montado en la base inferior de las bocinas. Muchas compañías usan una pieza estándar de conectores. Algunas pocas compañías usan conectores de oro. Considerando que pocas compañías usan el oro como material para sus conectores, es poco recomendable usarlos, pues es costoso, y para obtener el mayor provecho también tienen que ser de oro las terminales del amplificador, los cables de distribución de la señal y los conectores RCA. El oro es un excelente conductor, pero es muy caro.

Una clasificación de interés para este trabajo no tiene que ver con sus características de construcción física, sino con su capacidad para reproducir señales a diferentes frecuencias.

La mayoría de las bocinas usadas en los equipos de auto estéreos usan un par de bocinas de propósito general en la banda media. Estas bocinas pueden reproducir un amplio margen de frecuencias en el espectro de audición humana, pero por sus características físicas tienen problemas al reproducir frecuencias bajas. Las bocinas en el equipo de auto estéreos son pequeñas y baratas, y el que sean pequeñas disminuye su capacidad para reproducir las bajas frecuencias. Para reproducir las señales en baja frecuencia es necesario una bocina más grande, para que pueda vibrar con mayor lentitud, lo cual eleva su costo de manufactura.

- **2.6.2 Bocinas de alta frecuencia (LOS TWEETERS)**

Los tweeters son bocinas que fueron diseñadas para reproducir altas frecuencias de audio, aproximadas a los 20 kHz. Una de las características más importante de los conos del tweeter es moverse muy rápido para vibrar con mucha velocidad y excitar el aire de tal manera que se generen las ondas de alta frecuencia en el espectro de audio. Debido a esta necesidad los conos de los tweeters están contruidos con materiales más rígidos que los de las bocinas para bajas frecuencias. Algunos de los materiales utilizados en los tweeters son el papel, aluminio, titanio, plástico y grafito entre otros. Los tweeters son pequeños (comúnmente más pequeños de 2 in de diámetro) además de ser más frágiles que otras bocinas.



Figura 2.28: Tweeters, regularmente pequeños y de material duro, Sony XSH03 2.5cm Tweeters

- **2.6.3 Bocinas de rango medio (MIDRANGE)**

Como su nombre lo dice, son bocinas que son capaces de reproducir las frecuencias medias en el rango de audición. Para que una bocina sea clasificada como una bocina de reproducción de frecuencias medias debe ser capaz de reproducir señales con frecuencias entre los 400 Hz y los 5 kHz. La mayoría de esta bocinas están en el rango de 4" a 6" (10.16 cm a 15.24 cm) de diámetro.

El uso de estas bocinas es muy importante pues manejan las frecuencias que el oído humano percibe con mayor intensidad.



Figura 2.29: Bocinas de sonidos de frecuencias medias

- **2.6.4 Bocinas de frecuencias medias-bajas (MIDBASS)**

Como su nombre lo indica, este tipo de bocinas es capaz de reproducir la zona inferior de la parte media del rango de audiofrecuencia, abarcando desde los 200 Hz a los 3 kHz la mayoría son de 6 in (15.24 cm) de diámetro, lo cual hace poco practica la instalación de esta bocina en muchos sistemas de audio.

Regularmente este tipo de bocinas estas instaladas en sistemas de múltiples bocinas. Este tipo de bocinas trabajan bien sin la ayuda de un subwoofer pues el sonido en las frecuencias bajas ya cuenta con una gran presencia.



Figura 2.30: Bocinas midbass

- **2.6.5 Bocinas de frecuencias bajas (WOOFER)**

Los Woofers reproducen frecuencias bajas, generalmente en el rango que abarca de los 40 Hz a los 1kHz. Este tipo de bocinas se caracterizan por su gran tamaño y peso regularmente son de tamaños entre las 8 y 12 in. Estas bocinas en la mayoría de los casos son creadas con materiales espesos y duros. Algunos de los materiales usados en la construcción de los conos de los woofers incluyen papel, polipropileno, fibra “orgánica”, fibra de vidrio, grafito, carbón entre otros, aunque regularmente se trata de una combinación de dos o más de ellos.



Figura 2.31: Bocinas woofer, **Sony Xplod car Woofer Speaker**

- **2.6.6 Bocinas de frecuencias “muy” bajas (Subwoofer)**

Los subwoofers reproducen señales en un rango de frecuencias que abarca aproximadamente desde los 20 Hz hasta 200 Hz. Y tienen una construcción muy parecida a la de una Woofer.



Figura 2.32: Bocinas subwoofer, Sony SA-W3800 250W Powered 15" Subwoofer

Además del rango de frecuencias que manejan las bocinas hay otras especificaciones importantes que considerar. La potencia que manejan es una de ellas.

- **2.6.7 Sensibilidad de entrada.**

La sensibilidad de entrada es el nivel de presión de sonido dado en decibeles (dB) SPL y esto se mide cuando hay una excitación de 1W en la bocina. Esta medida es tomada a 1 m de la bocina excitándola con una frecuencia de 1 kHz. El rango típico de sensibilidad de entrada es entre los 87 y 101dB

Un valor alto en la sensibilidad de entrada no necesariamente indica que una bocina es mejor que otra solo significa que es más eficiente con su poder de salida.

- **2.6.8 Respuesta**

La respuesta de una bocina es una gráfica en la cual se ve la salida de audio respecto a la frecuencia que maneja.

La respuesta en frecuencia de una bocina es conocida como el rango de frecuencias en el cual la bocina puede entregar cierta potencia. El ancho de banda que maneja una bocina se puede medir con un analizador de espectros, un micrófono de prueba y un generador de señales. Con el generador de señales se suministra un barrido de frecuencias entre los 20 Hz y los 20000 Hz, y se mide con

el analizador de espectros su ancho de banda y la frecuencia central. La frecuencia central será donde se tiene una mayor amplitud en la señal sensada con el micrófono, y su ancho de banda se calculará haciendo la diferencia entre las dos frecuencias de corte, estas se determinan en los valores donde la señal ha caído 3 dB con respecto a la frecuencia central.

- **2.6.9 POTENCIA NOMINAL DE OPERACIÓN.**

La potencia nominal de operación es la potencia que la bocina puede manejar continuamente, es el límite de potencia que se debe considerar para aplicar desde el amplificador. Por seguridad se recomienda que la bocina sea capaz de soportar una potencia 10% arriba del nivel de potencia nominal de salida del amplificador.

- **2.6.10 POTENCIA MÁXIMA O DE PICO**

No se debe confundir la potencia nominal con la potencia de pico, pues la segunda indica el valor **instantáneo** de potencia que la bocina puede tolerar aún con seguridad.

- **2.6.11 POLARIDAD DE LA BOCINA**

Las bocinas en sus terminales de conexión, tienen marcada una polaridad la cual debe empatar con la polaridad del amplificador, esto en realidad no afecta en gran medida al sistema o a la bocina, pues la bocina no es un elemento dopado, como un diodo, pero su correcto uso puede ayudar a la calidad del sonido, pues si se conecta un sistema con varias bocinas usando diferentes polaridades como el efecto de la bocina es comprimir o expandir el aire que las rodea se puede crear una diferencia de fase, haciendo que exista un efecto de interferencia, ya sea constructiva o destructiva.

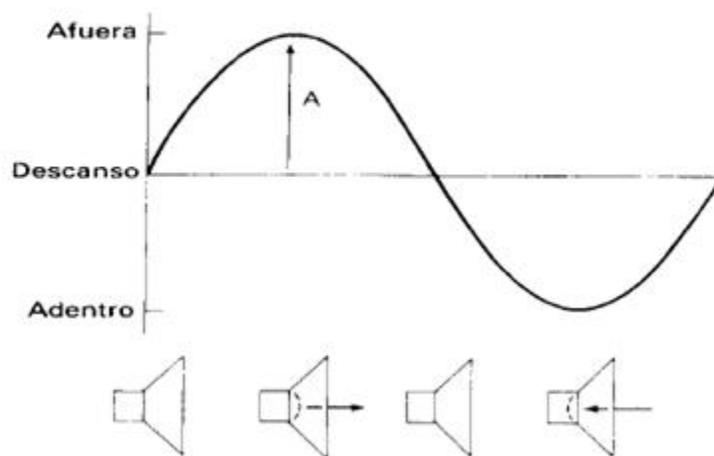


Figura 2.33: Vibración del diafragma de una bocina

- **2.7 Tipos de Micrófonos y sus Respuestas en Frecuencia.**

No es necesario un equipo extenso y costoso para obtener una buena señal de transducción a la salida de un micrófono, pequeñas compañías independientes de grabación acústica lo han demostrado. Para fines prácticos, los factores limitadores de la calidad del producto final son probablemente la acústica del local y la calidad de la orquesta, en vez del equipo del que se dispone.

En este apartado se describirán los distintos tipos de micrófonos que hay en el mercado y después se decidirá dependiendo de sus características el más conveniente para cumplir el propósito de esta tesis de la mejor manera y con poco gasto.

Independientemente del principio de funcionamiento, todos los micrófonos tienen en común el diafragma. El diafragma es una placa, una membrana o una cinta de cristal, plástico, material dieléctrico o metal, suspendido de modo que está expuesto a las ondas sonoras, estas le hacen vibrar. Un diapason produce un disturbio en el aire que le rodea y da lugar a zonas alternadas de alta presión (compresión) y de baja presión (rarefacción). En el micrófono la compresión ejerce una fuerza sobre el diafragma y lo comprime mientras la rarefacción permite que

recupere su posición. El efecto es un movimiento oscilante análogo al de la horquilla de un diapasón.

La caja del micrófono puede estar diseñada con solo una cara del diafragma expuesta a la presión atmosférica, por lo que se mueve atrás y adelante alrededor de una posición media de acuerdo con la presión de la onda sonora incidente. Un pequeño orificio de ventilación practicado en la caja permite que el aire encerrado se estabilice en una presión igual a la atmosférica. Un micrófono que trabaja de esta manera se dice que funciona o actúa por presión.

Si el diafragma está expuesto en ambas caras a la presión atmosférica, se mueve no a causa de la presión sobre una cara, sino a causa de la diferencia de presión entre las dos caras. En efecto, hay una diferencia de fase (o de tiempo) entre las ondas que llegan al micrófono por delante y las que llegan por detrás de él. Como las presiones son desiguales y el estado de desequilibrio varía de uno a otro instante, el diafragma se está moviendo constantemente hacia el área de presión más baja. Se dice que tal micrófono trabaja a base del principio de gradiente de presión. Los micrófonos que funcionan a base de uno u otro de los dos principios anteriores tienen diferentes características y, combinados los dos métodos de operación dentro de un mismo micrófono pueden variar sus características de operación.

Los tipos principales de micrófono son: de carbón, de cristal de cinta, de bobina móvil, figura 2.34 y de condensador. El micrófono de carbón es un dispositivo de muy baja calidad y se utiliza principalmente en los equipos de comunicaciones telefónicas. Es de muy poco interés en la grabación y análisis de señales.

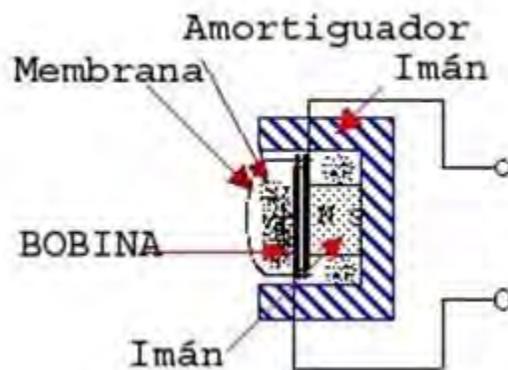


Figura 2.34: Elementos de un micrófono

- **2.7.1 Micrófono de Cristal**

El funcionamiento del micrófono de cristal se basa en el efecto piezoeléctrico. Si ciertos cristales y algunos tipos de materiales cerámicos son sometidos a un esfuerzo mecánico, aparece entre sus caras opuestas una diferencia de potencial eléctrico. La tensión producida varía de acuerdo con la presión aplicada y el micrófono de cristal es por tanto un dispositivo activado por presión.

El micrófono de cristal es un micrófono electrostático de respuesta en frecuencia muy limitada, pero ideal para captar la voz humana (600 Hz a 5 kHz).

Al tener alta impedancia de salida ($1\text{ M}\Omega$), necesitan una adaptación de ésta, y en la actualidad no se fabrican por su elevado precio.

- **2.7.2 Micrófono de Cinta**

Un micrófono de cinta se compone de un imán de herradura con un par de piezas polares extensas entre las cuales está suspendida una cinta de hoja metálica delgada. En muchos diseños la cinta está corrugada para que sea más resistente. Siempre está fijada en sus extremos superior e inferior y las terminales están conectadas en cada extremo para recibir la tensión de salida. Cuando la hoja metálica vibra corta el campo magnético entre las piezas polares produciendo una fuerza electromotriz (f.e.m.) que se mide en voltios. Es sabido que una f.e.m. es producida en un conductor que se mueve cortando en las líneas magnéticas de fuerza. Si el conductor está enrollado en una bobina, se cortan aún más líneas de fuerza y se produce una f.e.m. mayor. En el micrófono de cinta, el conductor móvil actúa también como diafragma. Este es muy ligero y delgado y por tanto es equivalente a no más de una espira de hilo de una bobina. La tensión de salida es por tanto muy baja y ordinariamente tiene incorporado un transformador para elevar la tensión.

Por ser un dispositivo de gradiente de presión, el funcionamiento de un micrófono de cinta depende de la diferencia de presión entre las dos caras del diafragma. Por esta razón la caja está perforada en las caras interiores y posteriores y es indiferente la cara que se utilice como activa o “viva”. Se pueden utilizar alternamente ambas caras.

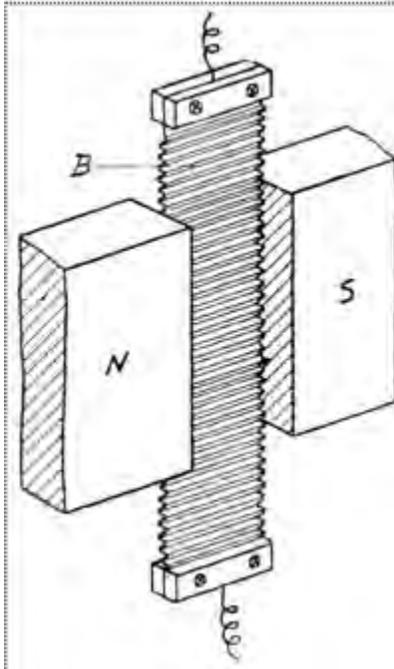


Figura 2.35: Micrófono de cinta.

La respuesta en frecuencia del micrófono de cinta es uniforme, pero limitada, va de los 40 a los 14000 Hz. Esta respuesta en frecuencia se vuelve irregular cuando la captación de sonido se produce de forma oblicua a la cinta.

Por debajo, de los 40 Hz, cae rápidamente, la inercia de la cinta hace que se produzca una atenuación muy fuerte por encima de los 14 kHz. Por tanto, no es aconsejable utilizarlo cuando se trate de fuentes próximas potentes como bombos, baterías etc. En esos casos es mejor utilizar un micrófono de bobina móvil.

Los micrófonos de cinta son muy utilizados en los estudios de grabación, porque ofrecen gran calidad, no obstante, presentan grandes inconvenientes. Aunque son grandes, robustos y pesados, son muy sensibles a las vibraciones producidas por su manipulación, lo que desaconseja su uso como micrófono de mano. Normalmente, sólo se utilizan para la toma de sonido estático y se sitúa anclado a un pedestal o colgado del techo.

2.7.3 Micrófono de Bobina Móvil

Un micrófono de bobina móvil consiste en una caja que contiene la cara posterior del diafragma y que además aloja un imán permanente. Está acoplada una bobina, directa o indirectamente, a la parte posterior del diafragma y colocada entre los polos del imán. El diafragma vibrante hace que la bobina se mueva atrás y adelante dentro del campo magnético que produce una f.e.m. entre los extremos de la bobina. A causa de las numerosas espiras de la bobina, este micrófono da

una salida más alta que el de cinta y ordinariamente se puede utilizar directamente para excitar un amplificador, sin transformador elevador.

El micrófono de bobina móvil es robusto y cubre un amplio margen de calidad. Los modelos baratos tienden a tener una respuesta de frecuencia desigual, a menudo con un pico de resonancia en frecuencias medias o altas, y una respuesta en frecuencia que es inferior a la del micrófono de cinta. Los micrófonos de bobina móvil son activados por presión.

La frecuencia o pico de resonancia (llamado también pico de presencia) se sitúa en las frecuencias medias, en torno a los 5 kHz, y, a partir de los 8 o 10 kHz (en algunos casos) su respuesta en frecuencia decae rápidamente, lo cual se debe a que la propia estructura de la bobina impide que el diafragma se mueva a velocidad suficiente para poder captar las frecuencias altas.

Su impedancia es baja (150 a 600 ohms), esto permite que se puedan emplear con cables largos y conectarlos a cualquier sistema sin tener problemas de adaptación de impedancia.

Son micrófonos muy robustos, por ello se emplean en exteriores, y tienen un bajo costo. Su sensibilidad no es inferior a la de otros micrófonos. Además permite un margen muy amplio de frecuencias (entre 20 y 20000 Hz en los mejores modelos). Por todas estas ventajas son los más utilizados en la actualidad.

- **2.7.4 Micrófono de Condensador**

El micrófono de condensador es el que más se acerca al ideal, con una muy buena calidad de señal entregada. A diferencia de los tipos magnéticos, el micrófono de condensador no produce su propia f.e.m., sino que requiere de una fuente de alimentación. Una tensión de c.c. de polarización, es alimentada a través de un resistor a una de las placas del capacitor del micrófono. Una placa móvil que actúa como diafragma forma la segunda placa del condensador y generalmente es de material plástico. Cuando se mueve el diafragma, la capacidad del condensador varía y esto hace que varíe la corriente que circula en el circuito. Un preamplificador incorporado en el cuerpo del micrófono eleva la tensión de la señal y proporciona una tensión de salida suficiente.

- **2.7.5 Micrófonos Electret una variante del micrófono de condensador**

Una innovación relativamente reciente del micrófono de condensador, conocida como electret, utiliza el principio de condensador, pero durante su fabricación se le da al condensador carga permanente por lo cual no se necesita una tensión externa de polarización. El micrófono electret es relativamente barato y de buena calidad. Probablemente éste es el mejor micrófono de propósito general.

Los micrófonos de condensador electret deben estar protegidos contra la humedad, pero en lo demás son suficientemente robustos y también adecuados para grabaciones de música o de palabra hablada pues su respuesta en frecuencia es muy amplia.

Los micrófonos de condensador electret son los más utilizados por los profesionales, pues, de todas las modalidades, ofrecen la mayor respuesta en frecuencia: de 20 Hz a 18000 Hz. Actualmente, el micrófono de condensador electret está considerado por los profesionales como el estándar de máxima calidad, quedando el resto de modalidades para aplicaciones específicas.

La principal desventaja de los micrófonos de condensador electret es que, por su gran sensibilidad, si la fuente sonora es muy alta, puede producir distorsión por sobre carga, lo que entre los profesionales recibe el nombre de *sonido quemado*.

El micrófono electret tiene una etapa de salida FET, y ésta puede ser polarizada como el diseñador quiera para tener una ganancia de corriente específica.

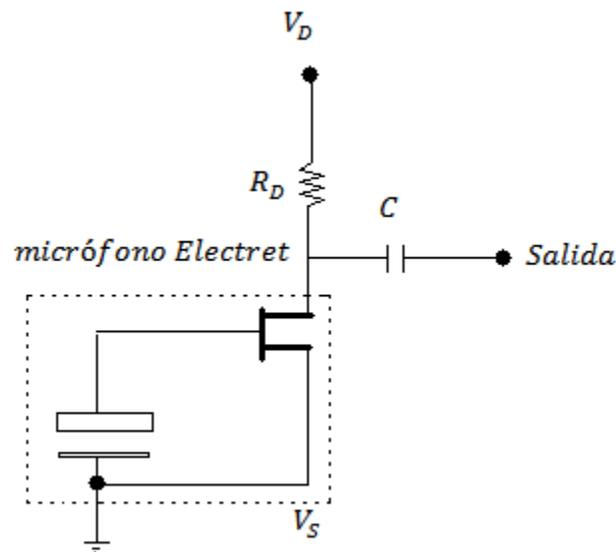


Figura 2.36: Estructura y conexión básica de un micrófono electret

En la figura 2.36 las dos terminales del micrófono electret son las que están conectadas al drain y al source del FET de salida, por lo tanto para polarizar este dispositivo se necesita información del mismo, como su gráfica i_D vs V_{GS} , el fabricante no proporciona estos datos, pero indica que el micrófono funciona de manera correcta con una $R_D = 2.2k\Omega$ y con $V_{DD} = 2V$ en la mayoría de los modelos.

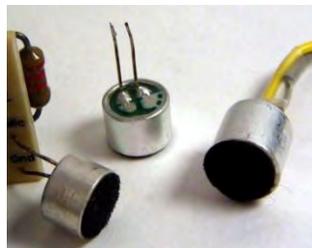


Figura 2.37: Encapsulado del Micrófono electret

- **2.8 Patrones de Captación de micrófonos.**

Los patrones de captación son gráficas que indican la respuesta del micrófono bajo un mismo estímulo producido en diferentes ángulos respecto al micrófono.

Para evaluar este patrón se monta un micrófono en el centro de una habitación anecoica (cuarto que no produce ecos). Se coloca una bocina en diferentes puntos alrededor del micrófono y se genera una gráfica en coordenadas polares para obtener el patrón de captación del micrófono. La señal que generalmente se envía por la bocina es una onda senoidal con frecuencia de 1 kHz.

Los patrones más conocidos son tres. Omnidireccional, unidireccional y bidireccional o figura de ocho.

Omnidireccional. Presentan una sensibilidad constante cualquiera que sea la dirección por donde les llegue el sonido. Figura 2.38

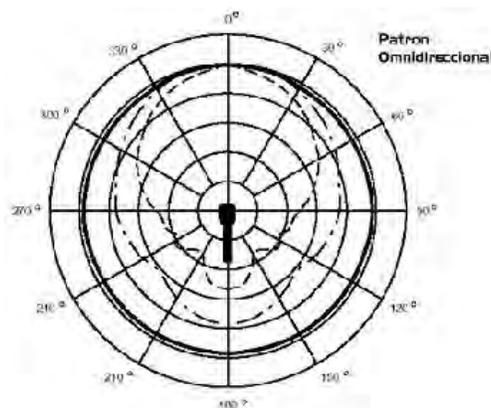


Figura 2.38: Patrón de captación omnidireccional

Unidireccional. Como su nombre lo indica, son los que presentan una diferencia de sensibilidad muy acusada en determinada dirección, siendo máxima cuando el foco sonoro se encuentra sobre la prolongación de su eje, decreciendo rápidamente a medida que aumenta el ángulo de incidencia, siendo muy pequeña

cuando éste valga 90° y nula cuando el sonido llegue por la cara opuesta. Figura 2.39

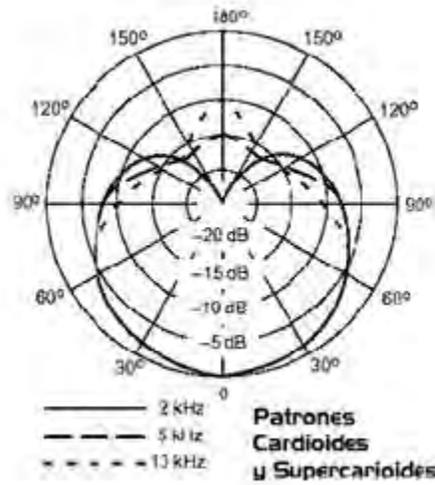


Figura 2.39: Patrón de captación cardiode

Bidireccional. También llamado "figura de ocho". Su rechazo es total al sonido que llega de los lados y su captación delantera y trasera es la misma. Figura 2.40

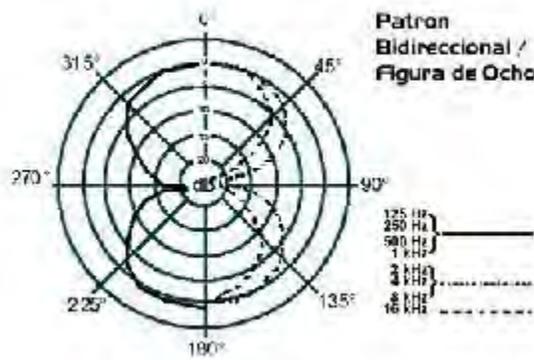


Figura 2.40: Patrón de captación bidireccional.

- **2.9 Etapa de despliegue de resultados.**

La etapa de despliegue de resultados está dada por una computadora con entrada de audio estéreo, esto quiere decir, que la tarjeta de audio de la computadora a utilizar debe tener dos canales independientes de sonido, el izquierdo y el derecho, así el programa SCOPE podrá leer dos señales simultáneamente y así compararlas gráficamente y hasta hacer cálculos con ellas.

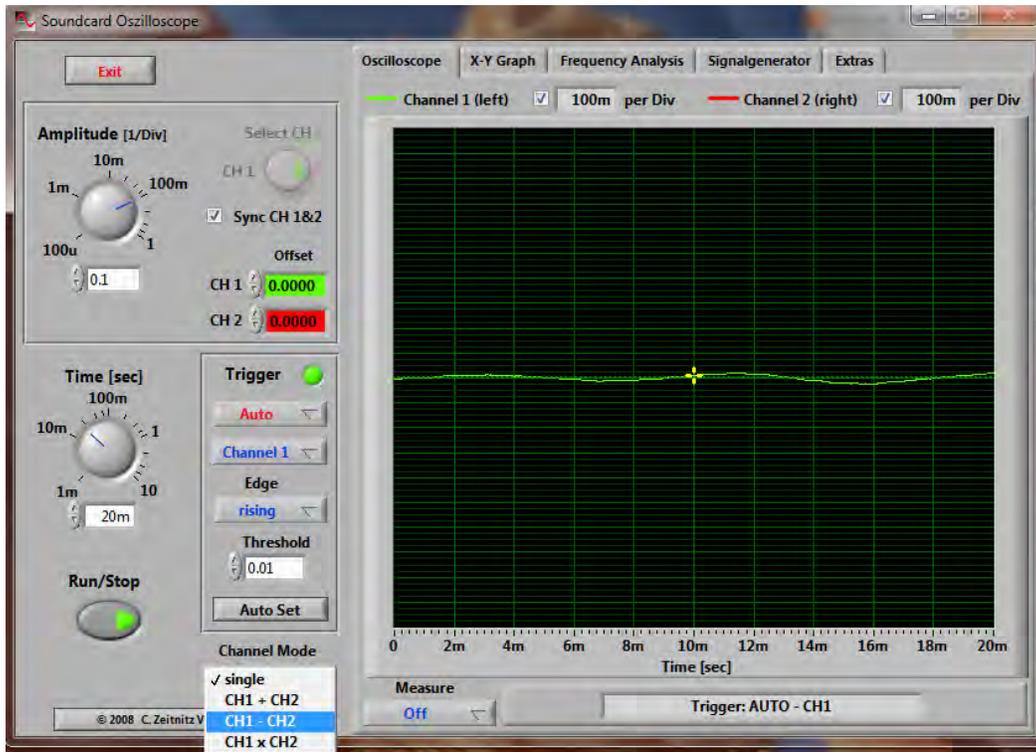


Figura 2.41: Programa SCOPE, resta de señales.

En la parte inferior izquierda de la figura 2.41, se tienen los controles para sumar, restar y multiplicar las señales de los dos canales de audio, pudiendo así compararlas de una manera gráfica con un método muy simple y en tiempo real.

Otra característica muy útil del programa SCOPE, es la posibilidad de grabar los resultados de una medición, así no importando la velocidad de la toma de datos, estos pueden ser vistos estáticamente en posteriores revisiones. Figura 2.42

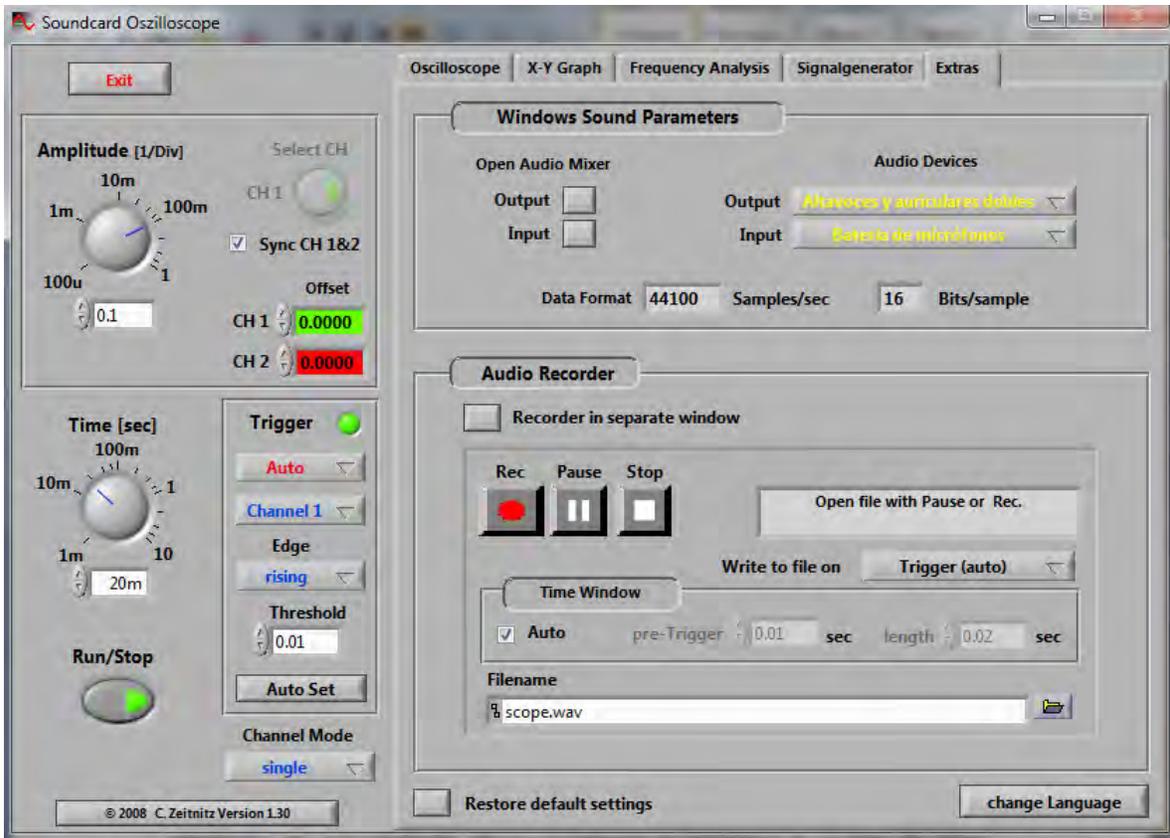


Figura 2.42: Grabadora de señales del programa SCOPE.

Los datos son guardados en formato .WAV que es el formato más común en el que la plataforma Windows graba audio. El formato .WAV es fácilmente visualizado en programas como MATLAB pudiendo así analizarlos mucho mejor posteriormente y lejos del equipo que se está caracterizando.

El análisis en MATLAB proporciona mayor veracidad a los resultados obtenidos, lo que interesa de este análisis es observar distorsión y respuesta en frecuencia.

En MATLAB, teniendo las pruebas de audio grabadas en formato .WAV se pueden generar las graficas correspondientes a las señales en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, esto es útil, pues con esos datos se puede caracterizar por completo el equipo. Figura 4.43.

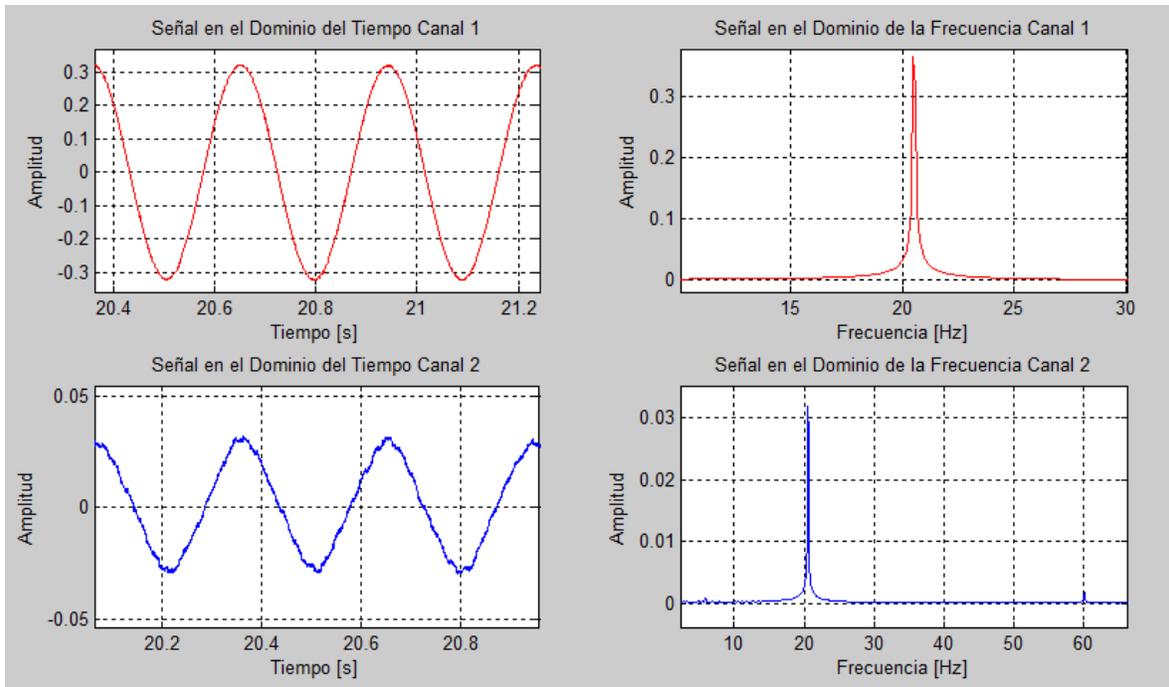


Figura 2.43: Respuesta de los dos canales en MATLAB.

Este análisis permite observar frecuencia por frecuencia la respuesta del equipo a caracterizar, obteniendo datos más exactos y con la posibilidad de trabajar lejos del equipo, pues los datos ya están grabados en la computadora, esto también es muy útil, pues si en algún momento se desea manipular los datos obtenidos de diferente manera, no es necesario volver a hacer las pruebas con el equipo completo.

Ya teniendo la amplitud de la señal entregada por el equipo en cada frecuencia se puede obtener la respuesta en frecuencia en el espectro de audición humana, y haciendo una aproximación cubica se obtiene una mayor cercanía a la respuesta en frecuencia real del dispositivo a caracterizar figura 2.44.

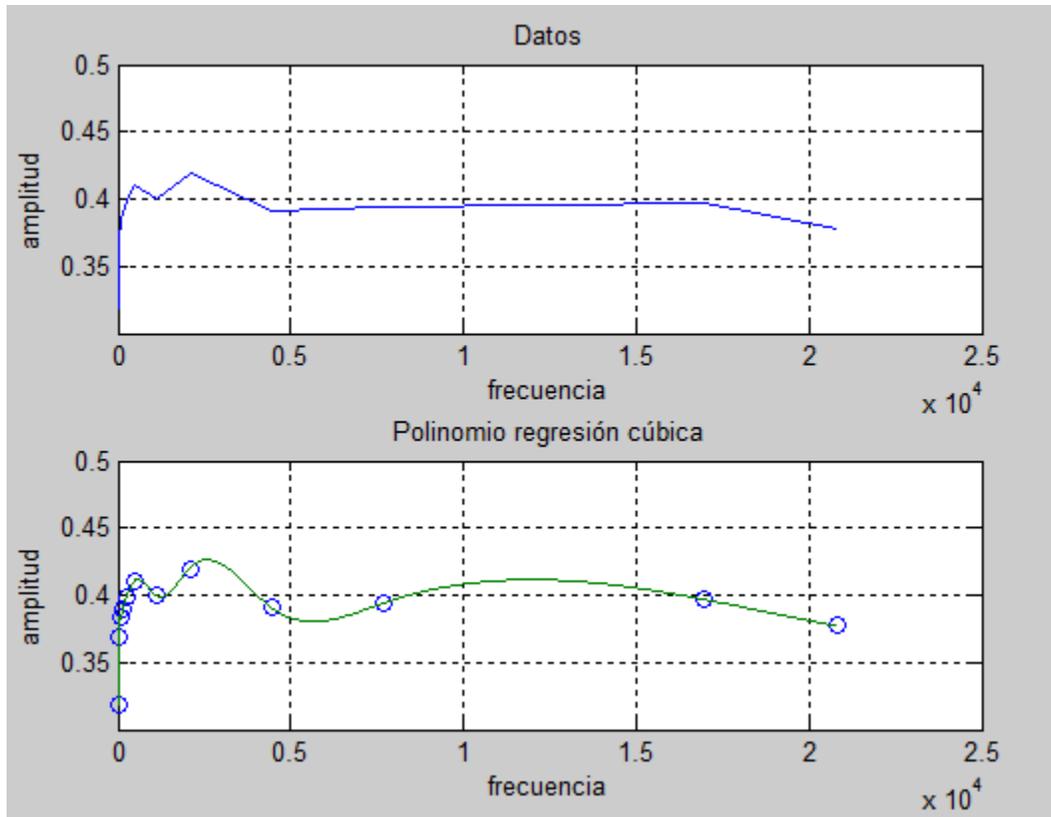


Figura 2.44: Respuesta en frecuencia del sistema caracterizado, datos y regresión cúbica.

SCEA

Capítulo III: Diseño y Realización.



En este capítulo se explicará de manera detallada el diseño de los diferentes circuitos que formarán el sistema caracterizador de equipos de audio. A lo largo de este capítulo se plantearán las diferentes problemáticas que se tuvieron en el desarrollo del sistema así como las soluciones propuestas.

Para llevar un orden lógico en este trabajo, primero se planteará el proyecto a groso modo y en bloques grandes, después cada bloque será estudiado buscando las opciones posibles para “atacar” el problema o el diseño y al final se seleccionará la mejor de las opciones llevando a cabo un estudio aún más profundo de dicha opción hasta arribar en el diseño del circuito final que brinde las características que se requieran.

- **3.1 Descripción general del Sistema.**

La opción que se elige para realizar el proceso de caracterización, por su diseño simple, fácil operación, y manejo para el usuario es un dispositivo que genere señales patrón de las cuales se conozca perfectamente su forma, frecuencia, potencia e intensidad acústica para que por medio de esta señal patrón, se puedan caracterizar equipos de audio conociendo su respuesta en base a la excitación eléctrica y/o mecánica que resulte de ellos al estar bajo prueba.

El método consta de un cúmulo de generadores de señales senoidales, basado en osciladores, con frecuencias y amplitudes de aplicación en audio.

Para este proyecto se requieren cuatro casos:

- 1) Se pretende caracterizar un amplificador. – en este caso las señales patrón serán enviadas directamente al amplificador bajo prueba para después comparar la respuesta a la salida con las mismas señales patrón.
- 2) Se pretende caracterizar una bocina: En este caso la señal patrón es amplificada y enviada a una bocina, la cual emitirá una respuesta acústica que será captada por un micrófono, previamente caracterizado, para conocer cuál es su respuesta a las diferentes excitaciones presentadas.
- 3) Se pretende caracterizar un micrófono.- En este caso las señales patrón son amplificadas y reproducidas por un conjunto de bocinas, previamente caracterizadas, para que ésta respuesta acústica conocida sea captada por un micrófono bajo prueba, la respuesta eléctrica que presente el micrófono será comparada con las señales patrón de las bocinas y así se sabrá la respuesta en frecuencia del micrófono.
- 4) Se pretende conocer las capacidades acústicas de un recinto.- para lograr esto se enviarán a partir de un punto seleccionado en el recinto señales

patrón emitidas por unas bocinas y un amplificador previamente caracterizados, para que un micrófono, previamente caracterizado, capte esta respuesta, la cual representará las características acústicas del espacio. Por medio de comparación y ya conociendo todas las respuestas del equipo se podrá conocer el patrón de interferencia del recinto.

Los resultados pueden ser presentados al usuario por medio de una pantalla de LED's, de forma numérica por medio de displays a 7 segmentos, o simplemente capturando los resultados de las pruebas y generando gráficas que muestren las diferentes respuestas de los equipos bajo prueba. Una opción más, es enviar las señales producidas por los sistemas a caracterizar a una computadora, la cual cuente con un software capaz de desplegar la información necesaria para conocer de una manera aproximada las características del equipo, esto debe llevarse por medio de una interfaz que conecte el exterior con la computadora.

El primer diseño a realizar es el de las señales patrón, las cuales son la parte fundamental de este proyecto.

- **3.1.1 Diseño de los Osciladores.**

En esta sección se muestran los cálculos para los elementos que conforman los 12 osciladores puente de Wien, uno por cada frecuencia inicial y final de cada octava preestablecida musicalmente, aunque para fines de estudio se tomarán en cuenta las octavas estandarizadas en ingeniería por normas internacionales.

Las octavas musicales, son aquellas que mantienen una relación de 2:1 entre si, por ejemplo, si se quisiera conocer una octava a partir de una frecuencia de 440[Hz] (un LA en música), solo basta con multiplicar dicha frecuencia por 2, quedando otro LA a 880[Hz].

<i>1ª Octava</i> 16 - 32 (Hz)	<i>7ª Octava</i> 1000 - 2000 (Hz)
<i>2ª Octava</i> 32 - 64 (Hz)	<i>8ª Octava</i> 2000 - 4000 (Hz)
<i>3ª Octava</i> 64 - 125 (Hz)	<i>9ª Octava</i> 4000 - 8000 (Hz)
<i>4ª Octava</i> 125 - 250 (Hz)	<i>10ª Octava</i> 8000 - 16000 (Hz)
<i>5ª Octava</i> 250 - 500 (Hz)	<i>11ª Octava</i> 16000 - 32000 (Hz)
<i>6ª Octava</i> 500 - 1000 (Hz)	

Tabla 3.1: Tabla utilizada para el diseño de los osciladores

Por lo tanto las frecuencias a realizar son:

1	20 [Hz]
2	32 [Hz]
3	64 [Hz]
4	125 [Hz]
5	250 [Hz]
6	500 [Hz]
7	1 [kHz]
8	2 [kHz]
9	4 [kHz]
10	8 [kHz]
11	16 [kHz]
12	20 [kHz]

Tabla 3.2: Frecuencias a realizar

La frecuencia inicial y final, no corresponden a las de la tabla de octavas, esto es porque el oído humano solo capta señales a frecuencias de 20 [Hz] a 20 [kHz] por lo que no tendría sentido sobrepasar este rango.

Para diseñar los osciladores se parte de la frecuencia deseada, por ejemplo 20[Hz]

$$Frecuencia = 20[Hz]$$

Tomando en cuenta la ecuación 2.20:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad Ec. 2.20$$

Considerando que es mucho más sencillo formar una resistencia en base a las que hay con valor comercial, se propone un valor comercial de capacitor.

Por ejemplo:

$$C = 0.33[\mu F]$$

Y se procede a obtener el valor de la resistencia necesaria para el circuito despejándolo de la ecuación 2.20

$$R = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi(20Hz)(0.33\mu F)} = 24.1143k\Omega \approx 24k\Omega$$

Conociendo que un valor comercial de resistencia es de $12k\Omega$, es fácil obtener los $24k\Omega$ necesarios, solo conectando en serie dos de estas resistencias.

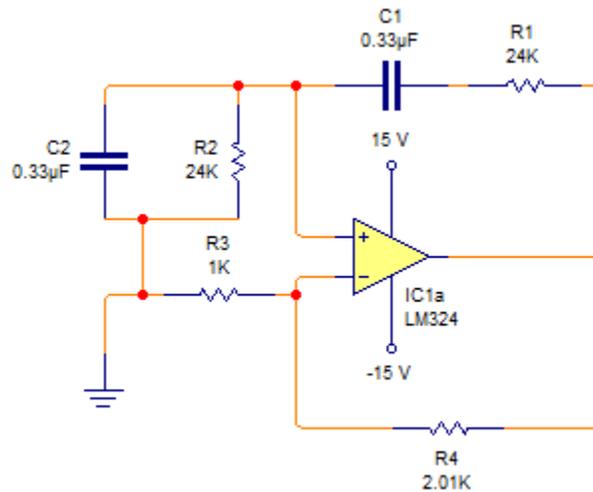


Figura 3.1: Circuito Oscilador Puente de Wien diseñado para oscilar a 20[Hz]

Las resistencias R3 y R4 como se vio en el capítulo anterior deben mantener una relación de 2.

$$\frac{R_4}{R_3} = 2 \quad \text{Ec. 2.18}$$

En R3 se coloca una resistencia de $1\text{ k}\Omega$ por lo que R4 debería ser de $2\text{ k}\Omega$ exactamente, pero como es un valor crítico para la oscilación, se colocó un potenciómetro de $5\text{ k}\Omega$.

La forma de obtener los valores de resistencias y capacitores para los otros 11 osciladores es análoga a lo anterior.

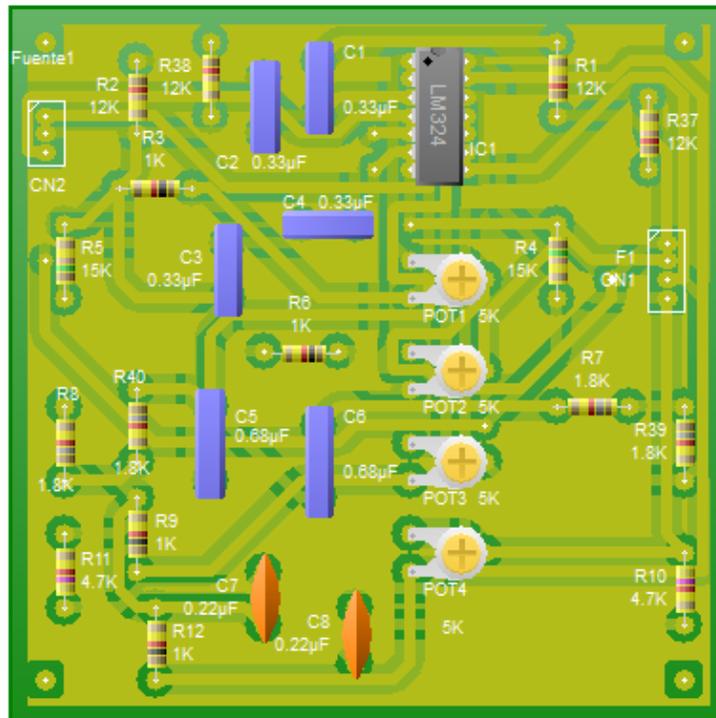
A continuación se presenta una tabla con los cálculos de las resistencias y capacitores necesarios para generar las ondas senoidales con el lazo de retroalimentación positiva del circuito oscilador puente de Wien.

frecuencia	Resistencias	Capacitores	frecuencia real
20 [Hz]	24 kΩ	0.33 μF	20.0953 [Hz]
32 [Hz]	15 kΩ	0.33 μF	32.153 [Hz]
64 [Hz]	3.6 kΩ	0.68 μF	65.014 [Hz]
125 [Hz]	4.7 kΩ	0.22 μF	153.9216084 [Hz]
250 [Hz]	1.6 kΩ	0.39 μF	255.0559985 [Hz]
500 [Hz]	4.7 kΩ	68 nF	497.9816743 [Hz]
1 [kHz]	2.2 kΩ	68 nF	1.06386994 [kHz]
2 [kHz]	3.6 kΩ	22 nF	2.00953211 [kHz]
4 [kHz]	1.8 kΩ	22 nF	4.019064219 [kHz]
8 [kHz]	510 Ω	39 nF	8.001956817 [kHz]
16 [kHz]	300 Ω	33 nF	16.07625688 [kHz]
20 [kHz]	240 Ω	33 nF	20.0953211 [kHz]

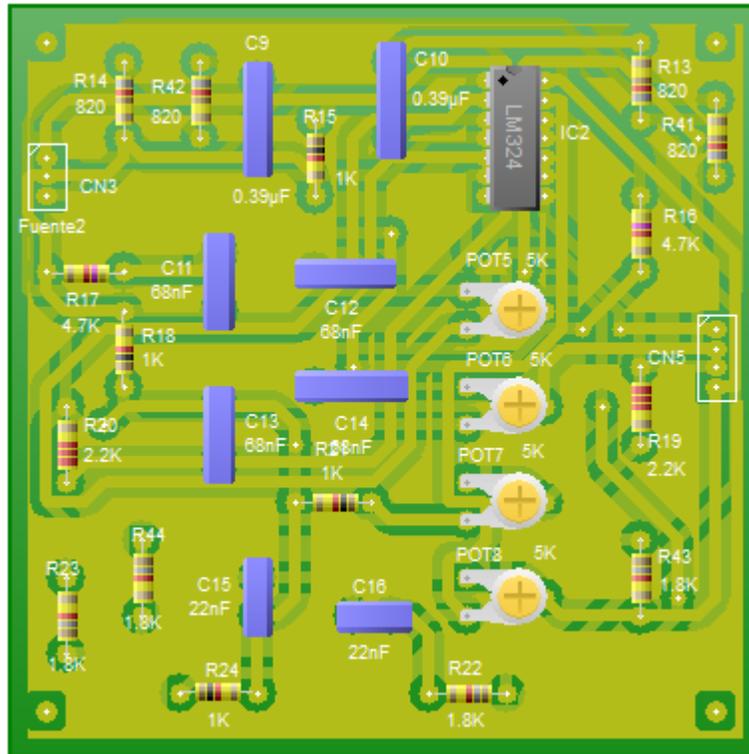
Tabla 3.3: Resistencias y capacitores calculados para los osciladores de Wien

Los valores de la tabla 3.3 representan los datos de las resistencias y los capacitores del lazo de retroalimentación positiva de los osciladores.

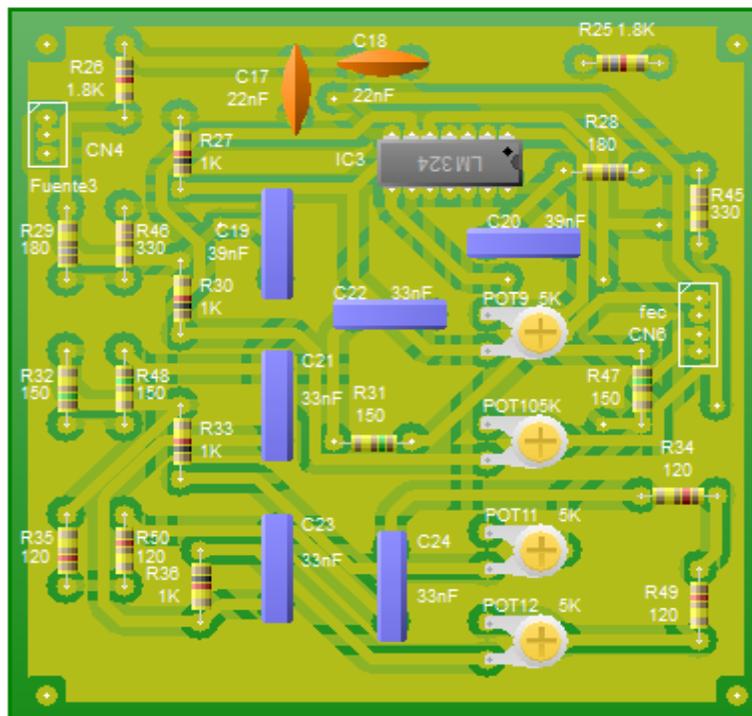
Ya teniendo los valores necesarios el siguiente paso es buscar los materiales y realizar el circuito impreso. Con los materiales se procede al diseño de los impresos en PCB Wizard 3 quedando las siguientes 3 placas:



a) Osciladores 1 a 4



b) Osciladores 5 a 8



c) Osciladores 9 a 12

Figura 3.2: Placas de osciladores.

Las placas de los osciladores fueron hechas en placas de fibra de vidrio con doble cara de bronce, para tener la posibilidad de introducir más pistas en un menor espacio, además se utilizó el circuito integrado LM324 que contiene 4 amplificadores operacionales en un encapsulado de 14 terminales, ahorrando así un espacio considerable dentro de las placas.

Un ejemplo de cómo se vería la placa doble cara es la figura 3.3.

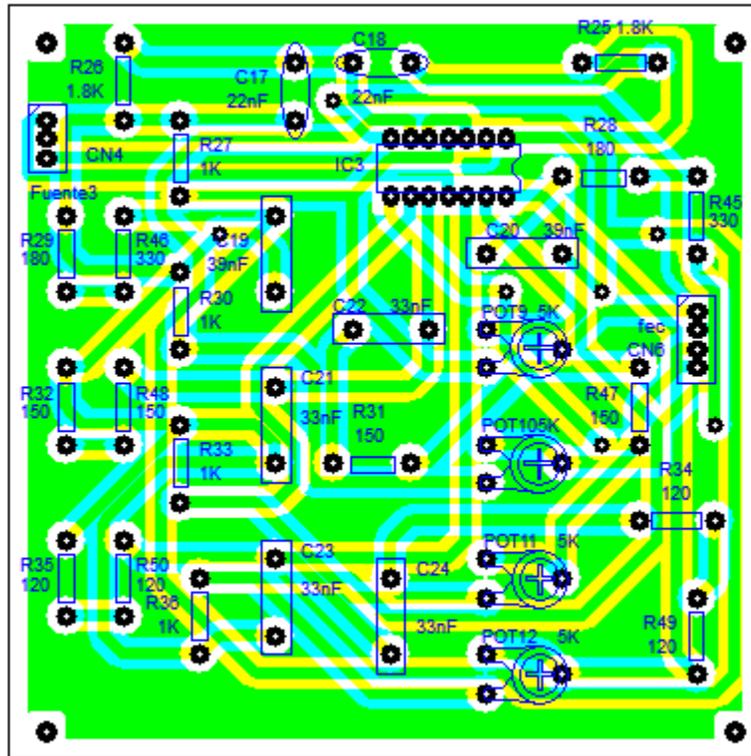


Figura 3.3: Osciladores 9 a 12 doble cara.

- **3.1.2 Ajustes y cambios necesarios a los osciladores**

Los osciladores 9 a 12 se repitieron, pues el CI LM324, presenta problemas con el tiempo de respuesta, introduciendo a la señal distorsión en las frecuencias por arriba de los 5kHz figura 3.4.

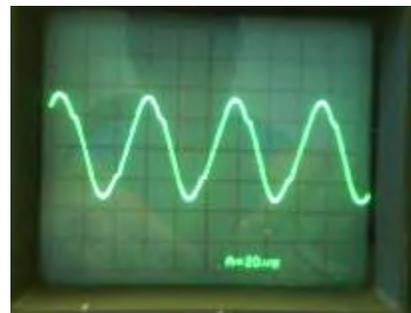


Figura 3.4: Distorsión por slew rate del LM324

Para solucionar el problema simplemente se utilizó en circuito integrado TL084, el cual tiene la misma distribución de terminales que el LM324, pero los amplificadores operacionales tienen mejor respuesta en frecuencia, ancho de banda y slew rate.

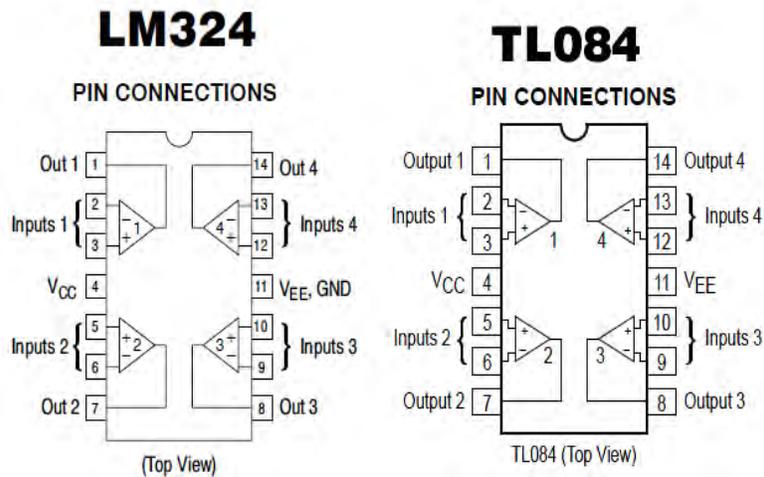


Figura 3.5: Terminales de conexión del LM324 y TL084

En las imágenes 3D de las placas de los osciladores, aparecen potenciómetros horizontales de 1 vuelta, lo cual de manera práctica imposibilita la correcta oscilación pues estos potenciómetros son inexactos, imprecisos y variables, características que no son deseables para este proyecto, por lo que se cambiaron a potenciómetros de precisión multivuelta, que son más fáciles de ajustar y su variación es casi despreciable, esto conduce a un mejor punto de oscilación en todos los casos.

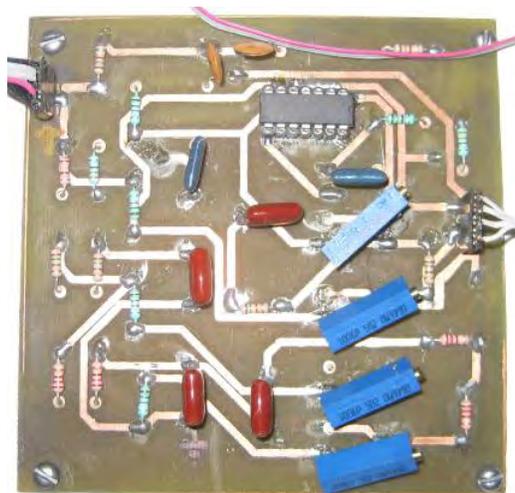


Figura 3.6: Osciladores con potenciómetros Trimpot

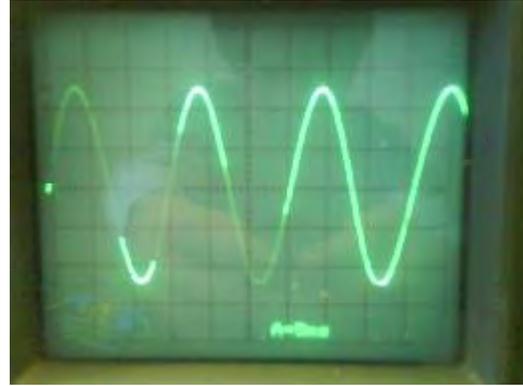
Es importante observar la respuesta de los osciladores para observar si están entregando la señal esperada.



Oscilador 1

Señal esperada: 20.095320 [Hz], 15 [V_p]

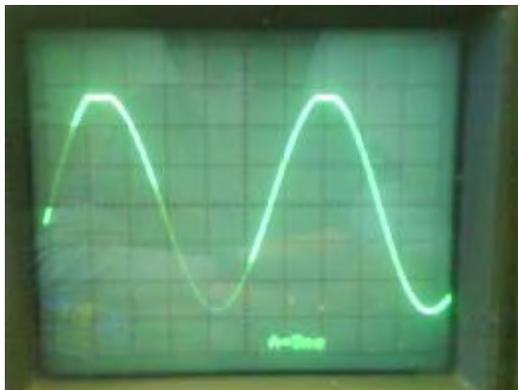
Señal obtenida: 20.04 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 3

Señal esperada: 65.014 20 [Hz], 15 [V_p]

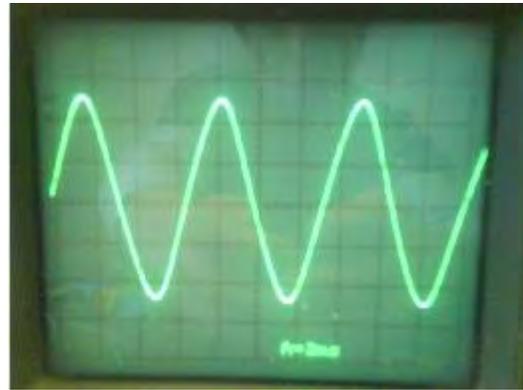
Señal obtenida: 64.51 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 2

Señal esperada: 32.153 20[Hz], 15 [V_p]

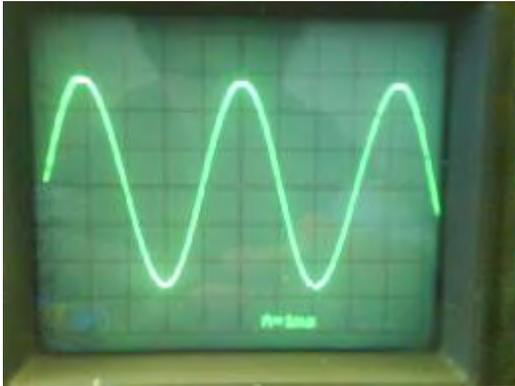
Señal obtenida: 35.71 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 4

Señal esperada: 153.92 20[Hz], 15 [V_p]

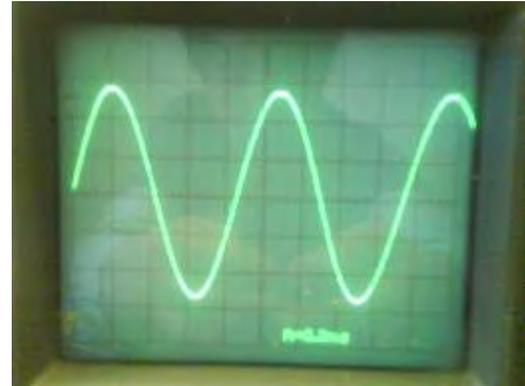
Señal obtenida: 147.058[Hz], 13 [V_p]



Oscilador 5

Señal esperada: 255.055 20[Hz], 15 [V_p]

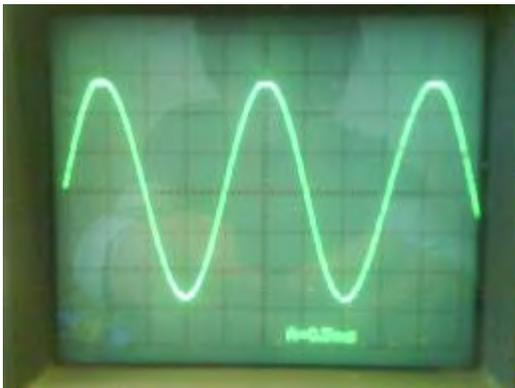
Señal obtenida: 238.095[Hz], 14 [V_p]



Oscilador 7

Señal esperada: 1.0638 [kHz], 15 [V_p]

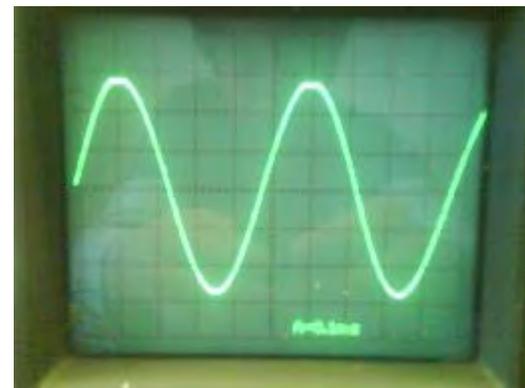
Señal obtenida: 1.1363 [kHz], 14 [V_p]



Oscilador 6

Señal esperada: 497.9816 20[Hz], 15 [V_p]

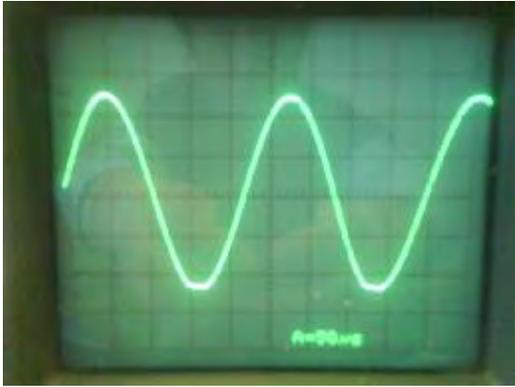
Señal obtenida: 476.19 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 8

Señal esperada: 2.009 [kHz], 15 [V_p]

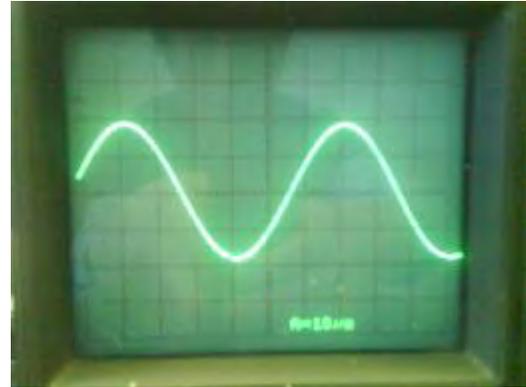
Señal obtenida: 2.08 [kHz], 14 [V_p]



Oscilador 9

Señal esperada: 4.019 [kHz], 15 [V_p]

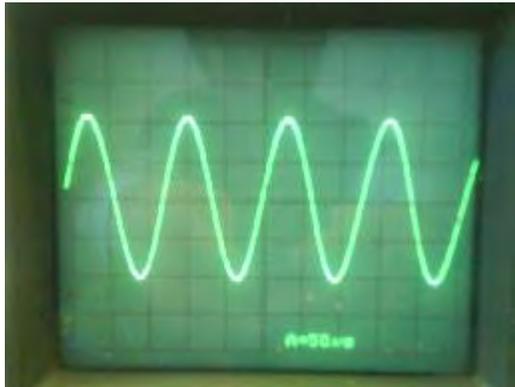
Señal obtenida: 4.444 [kHz], 12 [V_p]



Oscilador 11

Señal esperada: 16.762 [kHz], 15 [V_p]

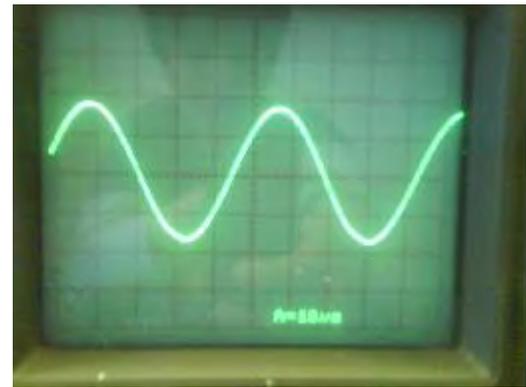
Señal obtenida: 16.9491 [kHz], 9 [V_p]



Oscilador 10

Señal esperada: 8.0019 [kHz], 15 [V_p]

Señal obtenida: 7.69 [kHz], 10 [V_p]



Oscilador 12

Señal esperada: 20.095 [kHz], 15 [V_p]

Señal obtenida: 20.8333 [kHz], 8.5 [V_p]

Figura 3.7: Respuesta de Osciladores 1 a 12

En la figura 3.7 todos los osciladores funcionan correctamente; en el oscilador 6, se encontraba mucha deformación en la onda, esto se debía a la amplia falla del potenciómetro usado para ese oscilador, pues al usar potenciómetros horizontales, cuyo funcionamiento se basa en la conexión de una terminal metálica en un riel de grafito, había falsas conexiones en el punto crítico para la oscilación (caso particular de este potenciómetro) impidiendo así que en el punto exacto donde la oscilación comienza haya una estabilidad deseable, esto provocaba que se tuvieran más armónicos en la señal. El problema se solucionó cambiando el potenciómetro por uno más preciso y exacto, un trimpot.

En el caso del oscilador 12 en las primeras pruebas al equipo, se encontró una gran diferencia entre la frecuencia deseada y la obtenida realmente.

El problema se solucionó diseñando de nuevo un oscilador a 20 [kHz] obteniéndolo con los siguientes valores:

$C = 10\text{nF}$; $R = 740\Omega$, Con una frecuencia calculada de 21.3 [kHz]

El resultado es:

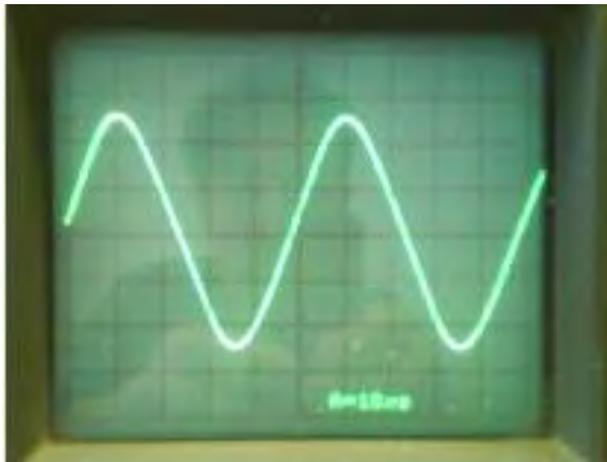


Figura 3.8: Oscilador a 20 [kHz] 14 [V_p]

En la respuesta del último oscilador diseñado, la respuesta es exactamente de 20 [kHz] además no presenta ninguna deformación al usar un potenciómetro trimpot, demostrando que se pueden generar perfectamente las oscilaciones al usar elementos con una incertidumbre baja y buena conectividad, así como un buen control en la variabilidad del potenciómetro utilizado.

• **3.2 Distribución, Manejo y Control de las Señales de Prueba**

Las salidas de los osciladores se conectan al amplificador de potencia a través de un circuito multiplexor.

El circuito multiplexor permite tener una sola salida y varias entradas, sin combinarlas entre sí, es un switch seleccionador.

Para este circuito es necesario un circuito integrado que permita conmutar entre 12 o más señales. Una opción es el multiplexor MC14067B, el cual puede ser usado para señales analógicas y digitales. En este caso es importante que el multiplexor sirva para señales analógicas, pues lo que tiene que conmutar son señales senoidales.

El MC14067B se muestra en la figura 3.9:

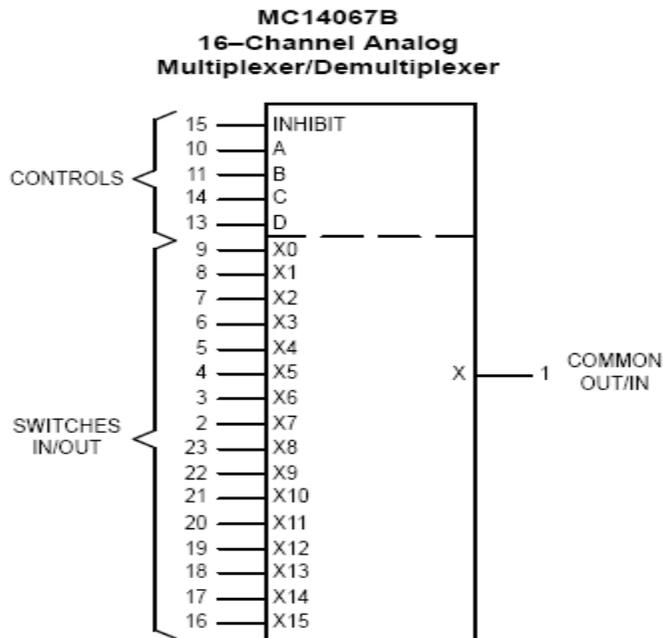


Figura 3.9: Diagrama simbólico del MC14067

La tabla 3.4 es la tabla de verdad del MC14067

MC14067 TRUTH TABLE

Control Inputs					Selected Channel
A	B	C	D	Inh	
X	X	X	X	1	None
0	0	0	0	0	X0
1	0	0	0	0	X1
0	1	0	0	0	X2
1	1	0	0	0	X3
0	0	1	0	0	X4
1	0	1	0	0	X5
0	1	1	0	0	X6
1	1	1	0	0	X7
0	0	0	1	0	X8
1	0	0	1	0	X9
0	1	0	1	0	X10
1	1	0	1	0	X11
0	0	1	1	0	X12
1	0	1	1	0	X13
0	1	1	1	0	X14
1	1	1	1	0	X15

Tabla 3.4: Tabla de verdad del MC14067

El diagrama de función del MC14067 se muestra en la figura 3.10

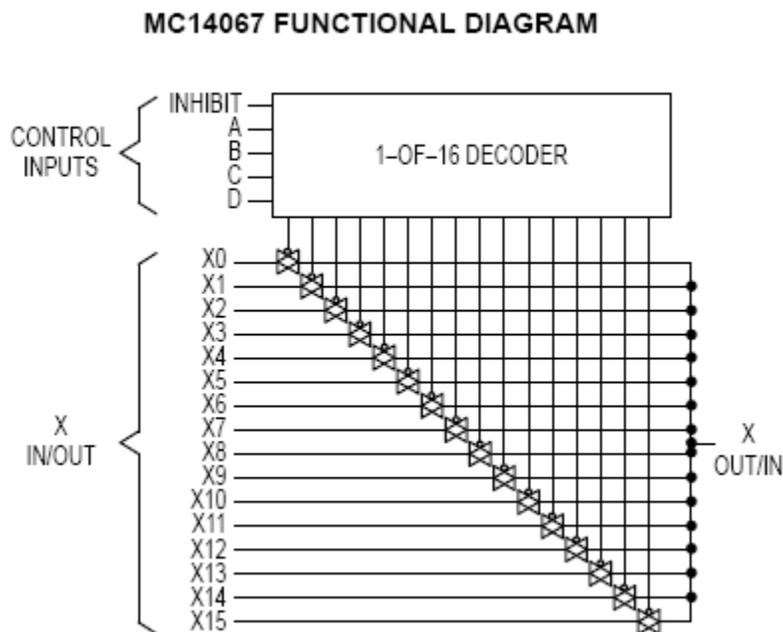


Figura 3.10: Diagrama de funcionamiento del MC14067

En la tabla de verdad de este dispositivo, las terminales de control de selección A, B, C y D hacen que la salida vaya conmutando de X0 a X15, siguiendo una secuencia de números binarios en los seleccionadores, por lo cual es muy sencillo controlar este dispositivo.

Para este proyecto se necesita que las frecuencias generadas por los osciladores pasen a la etapa de potencia una por una y en orden ascendente en magnitud de frecuencia, por lo cual lo único que se necesita para hacer esta operación con el MC14067B es generar la tabla de verdad en orden ascendente contando hasta el número 12 en binario, ya que son 12 frecuencias las de los osciladores y un valor inicial 0, el conteo inicia desde 0 en la tabla de verdad.

Por lo que se tendrá la siguiente tabla para el circuito, indicando la frecuencia que pasarán por el multiplexor para cada combinación en la entrada de control:

D	C	B	A	salida X0--X11
0	0	0	0	0
0	0	0	1	20.0953 [Hz]
0	0	1	0	32.153 [Hz]
0	0	1	1	65.014 [Hz]
0	1	0	0	125.4176068 [Hz]
0	1	0	1	255.0559985 [Hz]
0	1	1	0	497.9816743 [Hz]
0	1	1	1	1.06386994 [kHz]
1	0	0	0	2.00953211 [kHz]
1	0	0	1	4.019064219 [kHz]
1	0	1	0	8.001956817 [kHz]
1	0	1	1	16.07625688 [kHz]
1	1	0	0	20.0953211 [kHz]

Tabla 3.5: Control del MC14067

Para generar esta secuencia en las terminales seleccionadoras A, B, C y D se utilizará un dispositivo que ya genera automáticamente este conteo, tan solo hay que acotarlo e introducir un ciclo de reloj en el tiempo establecido.

El circuito que genera este conteo es el CD4024BC, el circuito está basado en flip-flops:

Block Diagram

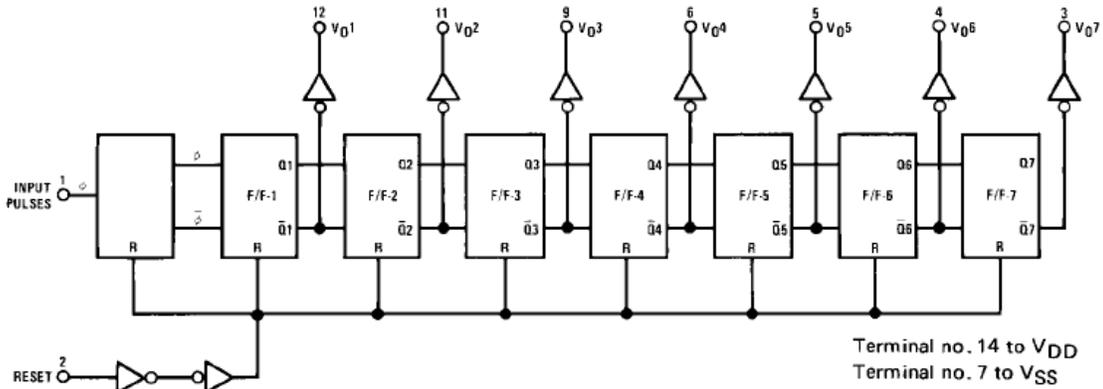


Figura 3.11: Diagrama interno del CD4024BC

Este circuito tiene la opción de reset, con la cual es posible hacer que todas las salidas vuelvan a cero con un solo disparo de tensión, lo cual es importante, pues el conteo tiene que regresar a cero al haber recorrido los 12 valores necesarios para el selector de frecuencias.

El circuito impreso de la etapa de multiplexado se presenta en la figura 3.12:

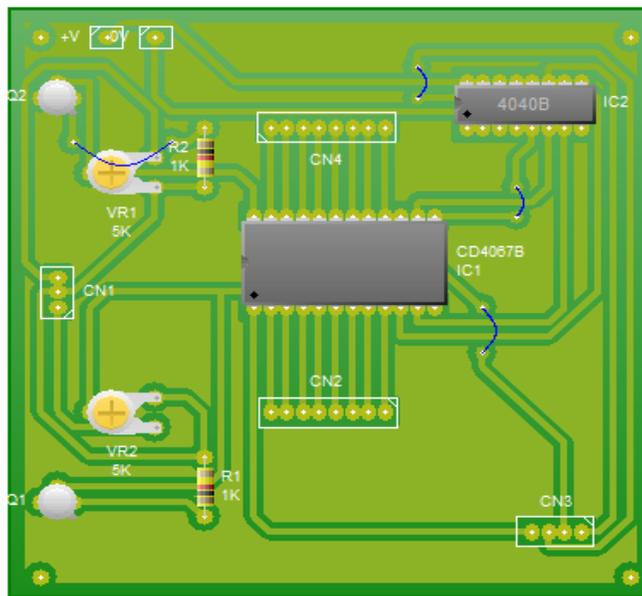


Figura 3.12: Circuito impreso etapa de multiplexado.

Después de haber recorrido los 12 valores de frecuencias se necesita que el multiplexor se quede en el valor 0 para que no haya ninguna señal en la etapa de

potencia, para lograr esto, considerando el tiempo total que le toma al circuito ir de la primera frecuencia a la doceava, se utiliza una configuración monoestable usando un CI555 que accione este tiempo al ciclo de reloj que requiere el contador, y que mientras la función del monoestable esté desactivada, el contador se encuentre en su valor inicial de 0.

Ya que para las mediciones es necesario que cada señal que salga del multiplexor, pase por la etapa de potencia y se reproduzca por una bocina, se necesite un tiempo considerable, con 2 segundos por señal es suficiente, por esta razón el ciclo de reloj que se requiere para el circuito debe cumplir con las siguientes características:

1.- Periodo de 2 segundos.

2.- Voltaje de pulso de 5 V para alimentar tecnología TTL

Con estas dos características es posible realizar el proceso deseado. Hay muchas maneras de generar esta señal, ya sea con un circuito a base de 2 transistores, capacitores y resistencias, o utilizando un circuito integrado, especialmente diseñado para realizar este tipo de procesos, como el CI555.

Para una función astable, con el CI555, la frecuencia y el ciclo de trabajo están controlados por dos resistores externos y un capacitor, su salida puede brindar hasta 200 mA.

Para calcular los 2 segundos necesarios del periodo de la señal de reloj se usa la ecuación 2.52.

$$T = t_{alto} + t_{bajo} = 0.695(R_1 + 2R_2)C \quad Ec. 2.52$$

Usando un capacitor de 10 μF

$$2 = 0.695(R_1 + 2R_2)10\mu F$$

$$287.7697 \text{ k}\Omega = R_1 + 2R_2$$

Con $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$

$$R_2 = 93.88 \text{ k}\Omega$$

El circuito y la respuesta son:

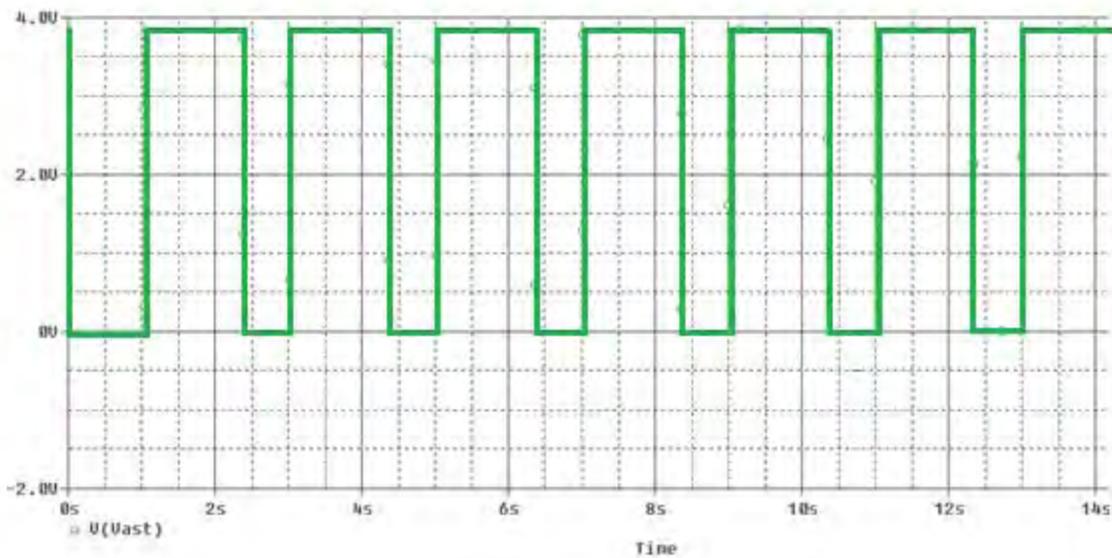
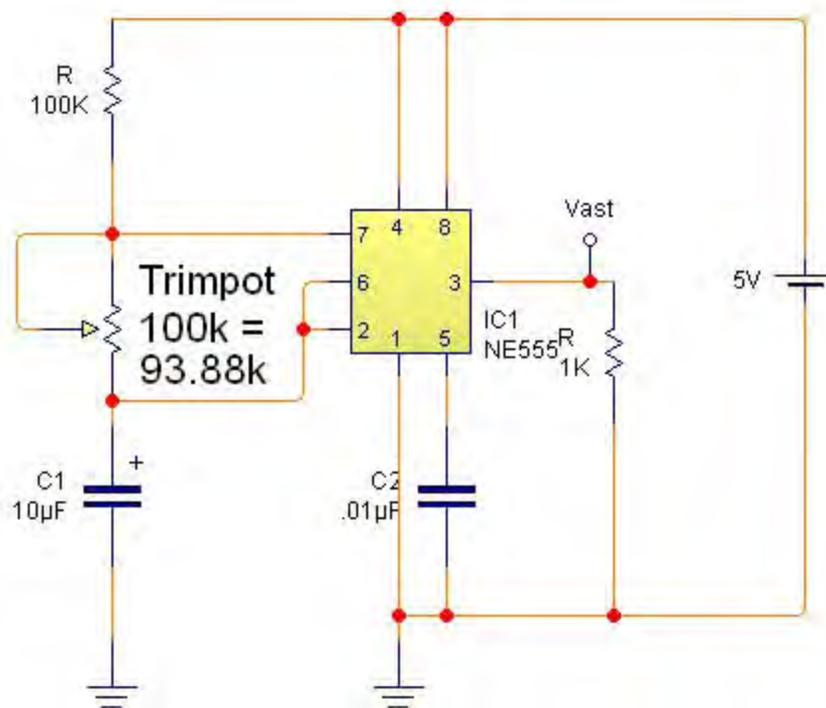


Figura 3.13: Conexión y respuesta del Oscilador astable diseñado

Ahora, teniendo ya el ciclo de reloj se puede calcular el tiempo total de barrido de frecuencias.

$$T_b = 2[s] * 13[estados]$$

$$Tb = 26 [s]$$

Con lo cual el circuito monoestable es el siguiente:

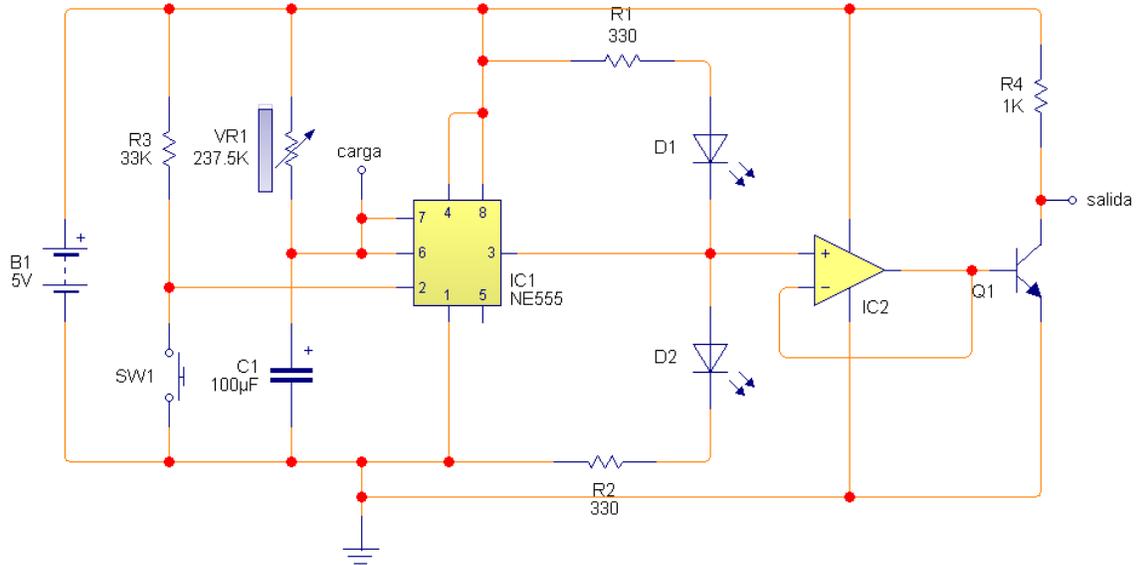


Figura 3.14: Circuito final de oscilación monoestable con indicadores luminosos

Cuando un pulso con variación en sentido negativo se aplica a la terminal 2, la salida se eleva y la terminal 7 elimina el cortocircuito del capacitor C1. El voltaje a través de C1 se eleva de 0 [V] a una velocidad que está determinada por VR1 y por C1. Cuando el voltaje del capacitor alcanza el valor de $2/3V_{cc}$, el comparador superior del NE555 provoca que la salida cambie de un nivel alto a un nivel bajo.

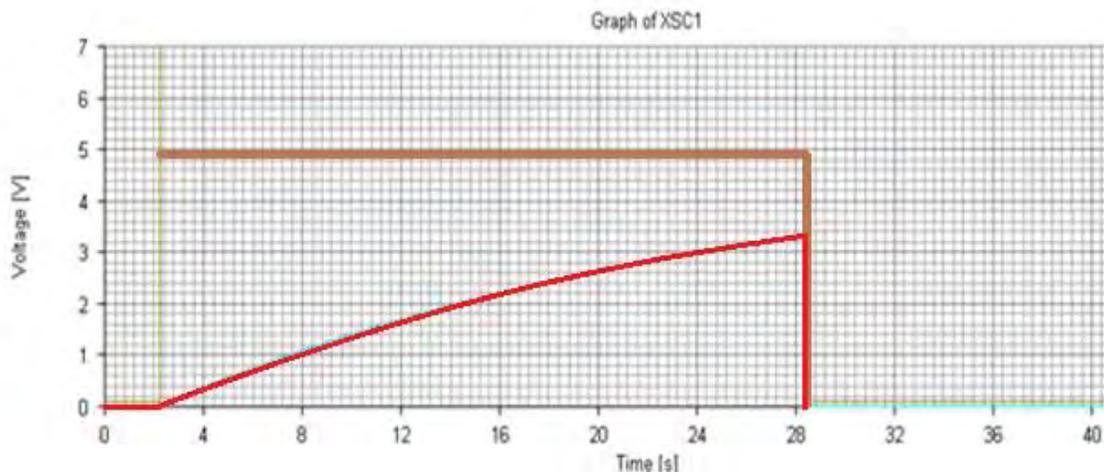


Figura 3.15 Respuesta de carga y descarga de un capacitor conectado en el CI55

Para diseñar el circuito monoestable, se parte de especificar el tiempo en alto requerido en la salida $t_{alto} = 26[s]$ y utilizando la ecuación 3.1:

$$t_{alto} = 1.1VR1 * C1 \quad Ec. 3.1$$

Partiendo de un valor de capacitor para el diseño

$$C1 = 100[\mu F]$$

Se obtiene el valor de la resistencia necesaria.

$$26[s] = 1.1 * 236.5[K\Omega] * 100[\mu F]$$

$$VR1 = 236.5[k\Omega]$$

Al ser un valor no comercial, se coloca un potenciómetro para controlar de manera exacta este valor, y así comprobar que el tiempo en alto a la salida sea el deseado.

Se colocaron dos LEDs que indican cuando el sistema está realizando un ciclo de prueba y cuando está esperando para empezar un nuevo ciclo.

Los dos LEDs del circuito indican cuando el sistema está inactivo (LED ROJO), no hay señales que pasen a la etapa de potencia, y cuando el sistema está en proceso de medición (LED VERDE), todas las señales pasan por la etapa de potencia para llevar a cabo todo el proceso de caracterización.

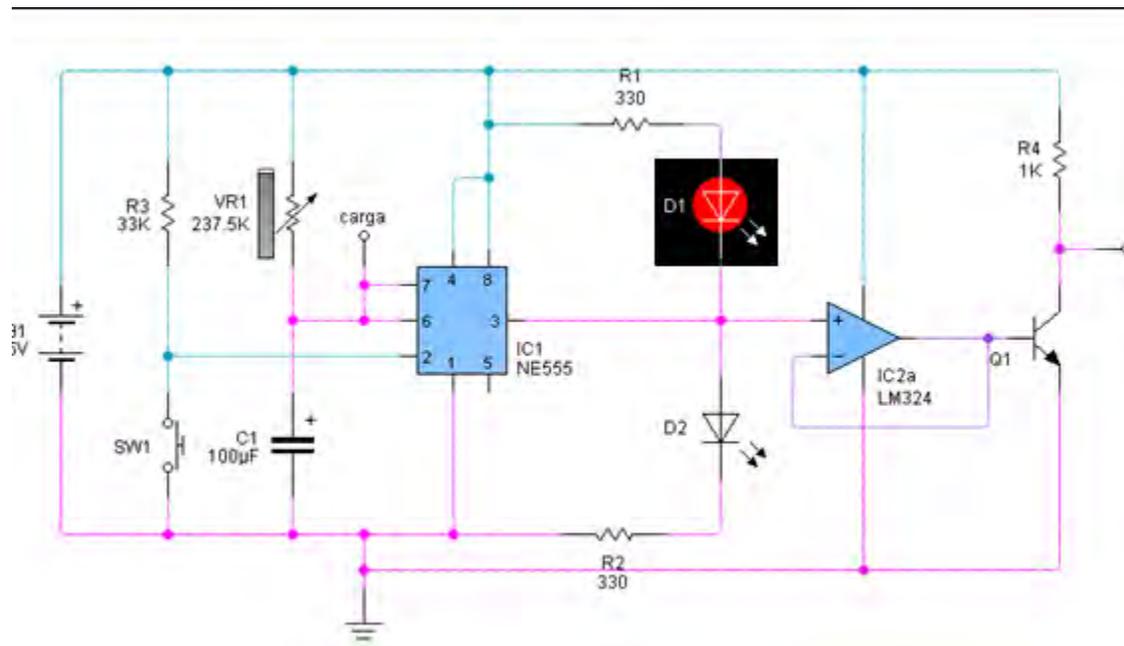


Figura 3.16: Animación del funcionamiento del multivibrador monoestable. ESPERA

En la figura 3.16 la salida del CI555 en la terminal 3 es de 0 [V] por lo que el LED rojo enciende al haber una diferencia de potencial de 5 [V] en la malla R1 D1. Indicando que el circuito está en espera.

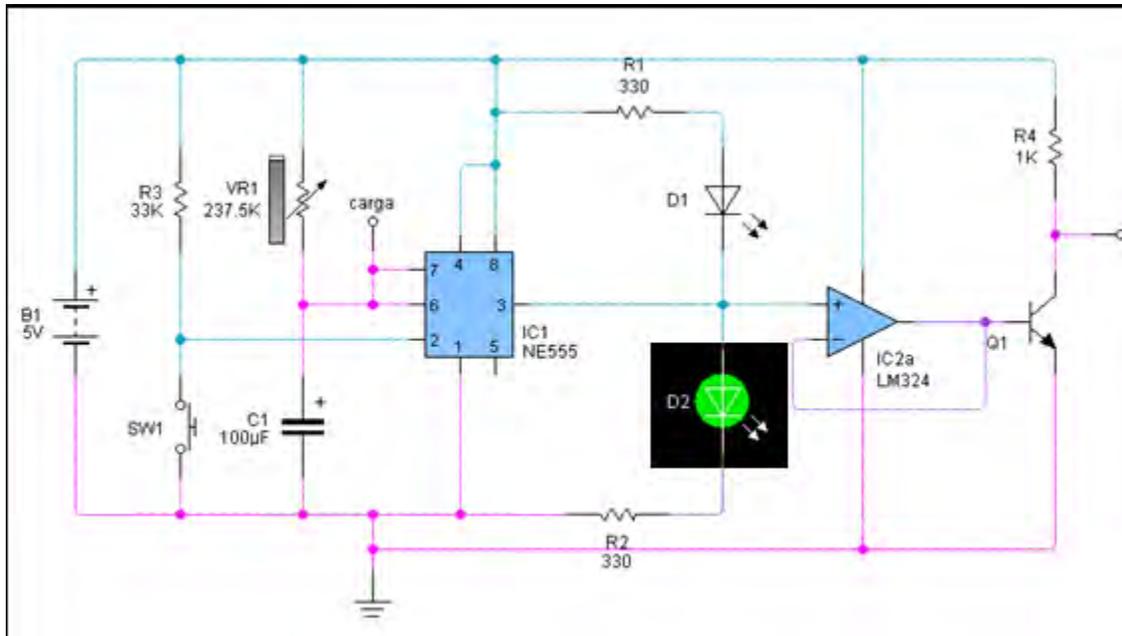


Figura 3.17: Animación del funcionamiento del multivibrador monoestable. EN PROCESO

Al dar un pulso de baja tensión con el switch 1 SW1(figura 3.17) el voltaje en la terminal 3 se eleva a 5 [V] con lo cual la malla que contiene a D1 no presenta corriente y D1 se apaga, a diferencia de D2 que se enciende.

La salida del CI555, terminal 3, inicialmente es negativa, y al dar el pulso negativo en el disparador, terminal 2, se vuelve positiva 26 segundos, lo cual es lo contrario a lo que se necesita para este proyecto, pues la terminal reset del contador binario CD4024BC se acciona con un pulso positivo, por lo cual se requiere que mientras no se esté haciendo un proceso de caracterización, el reset esté con un voltaje alto, y cuando se esté haciendo el proceso esté en bajo. Para lograr esto, se le introdujo al circuito un transistor TBJ para que funcionara como switch inversor, el TBJ demandaba corriente del CI555 lo cual evitaba que los LEDs encendieran correctamente al no tener la corriente ni la tensión necesaria en sus mallas, el problema se solucionó colocando un amplificador operacional en configuración seguidora.

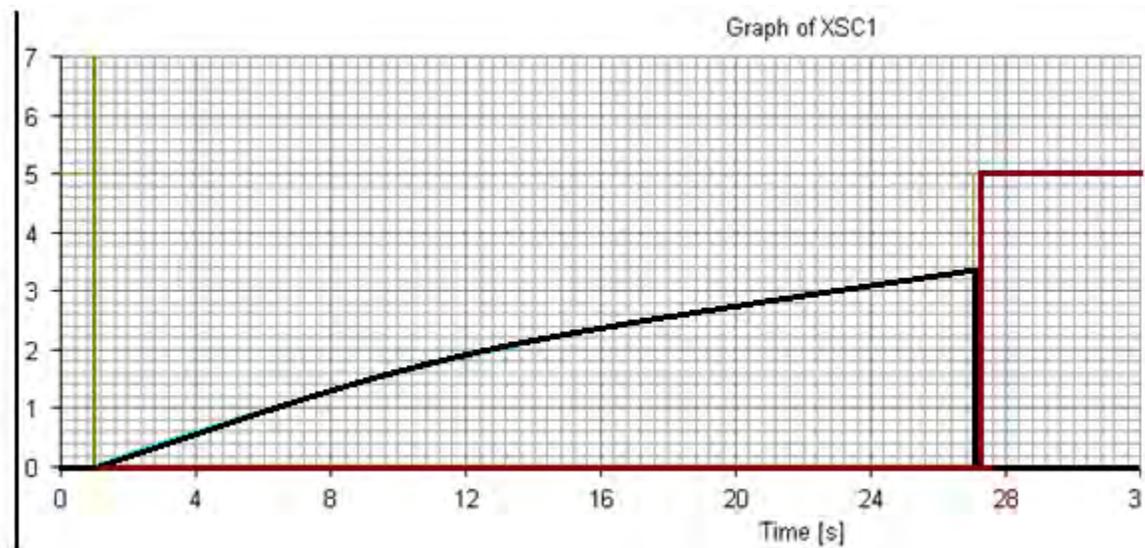
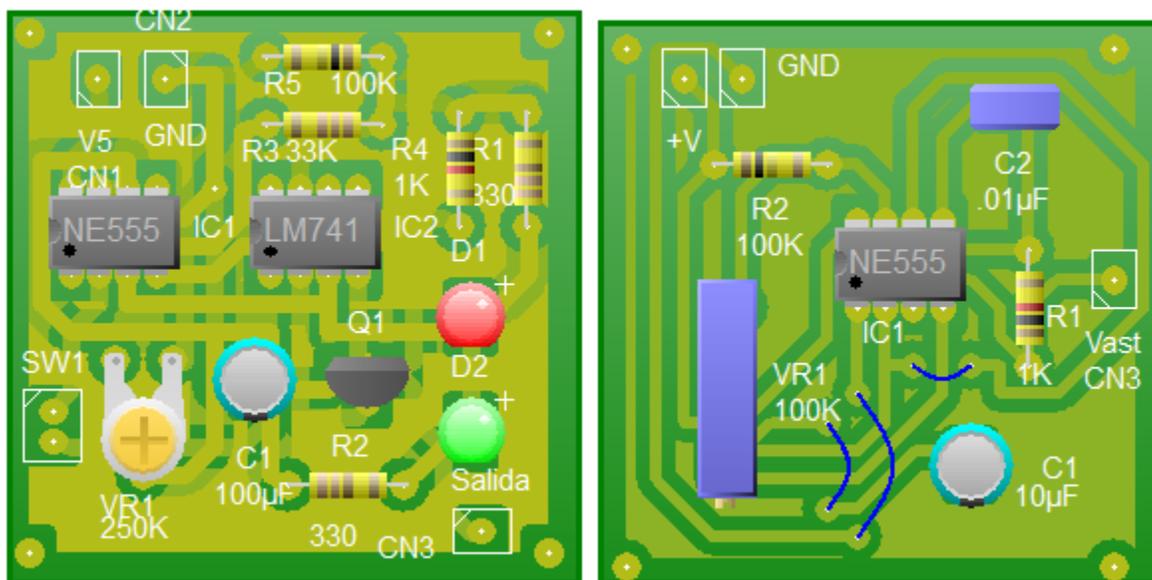
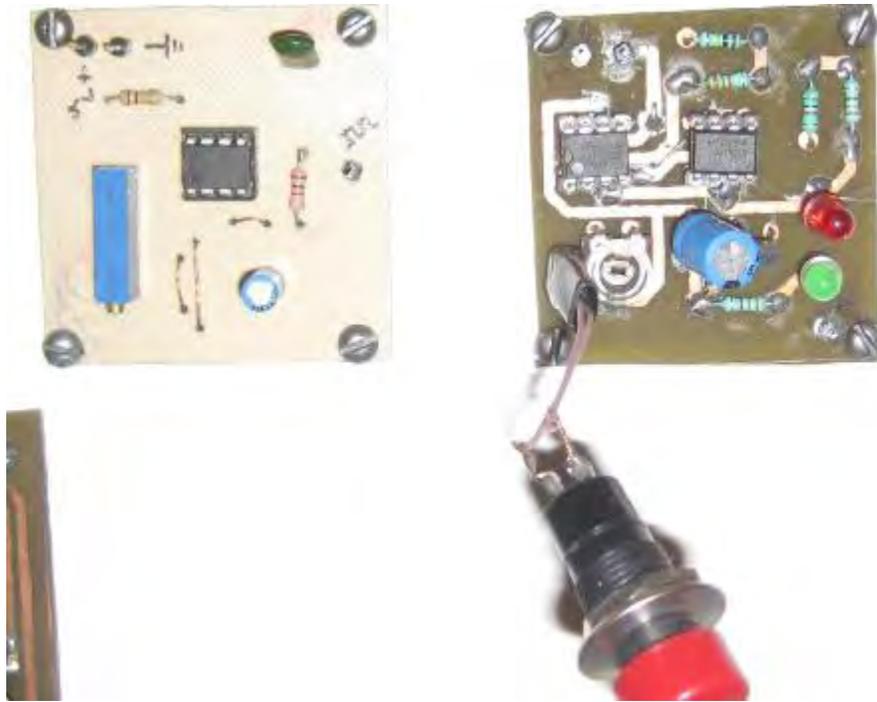


Figura 3.18: Respuesta final del control de tiempo con salida invertida.

Los circuitos impresos de estas etapas de control de tiempo son los siguientes:



a)



b)

Figura 3.19: Circuito generador de pulsos, oscilador astable y monoestable a) Diseño en PCB WIZARD, b)Circuito armado.

• 3.3 Diseño de la Etapa de Potencia

La señal obtenida del oscilador tiene que ser preparada con el propósito de alimentar una carga específica respetando una potencia indicada, por lo cual es necesaria una etapa de potencia que sea diseñada para trabajar con diferentes cargas.

Las cargas con las que trabajará este circuito serán las bocinas cuyas impedancias sean 4, 6, 8 y 16[Ω] pues son los valores más usados comercialmente.

Como primera opción se decidió realizar el diseño de un amplificador clase B, por su análisis sencillo y su fácil realización física, pero como se mencionó en el capítulo anterior, presenta problemas por el efecto de distorsión de cruce por cero, y una atenuación, lo cual imposibilita el validar los resultados del proyecto, pues es necesario tener una señal lo más aproximada a una senoide perfecta, para caracterizar dispositivos de audio.

La forma más sencilla de solucionar el problema, fue colocar una retroalimentación negativa que linealizará la respuesta de el amplificador de potencia, esta solución

funciona perfectamente para frecuencias bajas, pero al trabajar con frecuencias altas, mayores a los 10 [KHz], aparece de nuevo el efecto de distorsión de cruce por cero.

La solución a este problema, fue cambiar de clase de amplificador, solución factible, pues agregando unos cuantos elementos más al circuito se convierte en una amplificador clase AB

El amplificador clase AB se puede lograr con dos diodos y dos resistencias más, polarizando la base de los transistores de la siguiente manera:

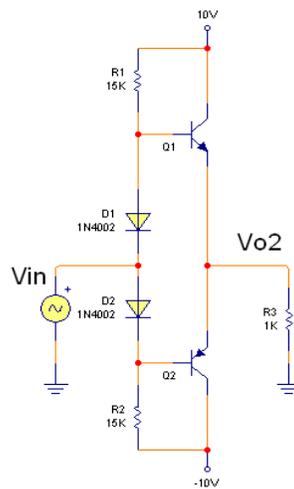


Figura 3.20: Circuito de simetría complementaria sin distorsión de cruce por cero

La señal de salida con respecto a la entrada es la siguiente:

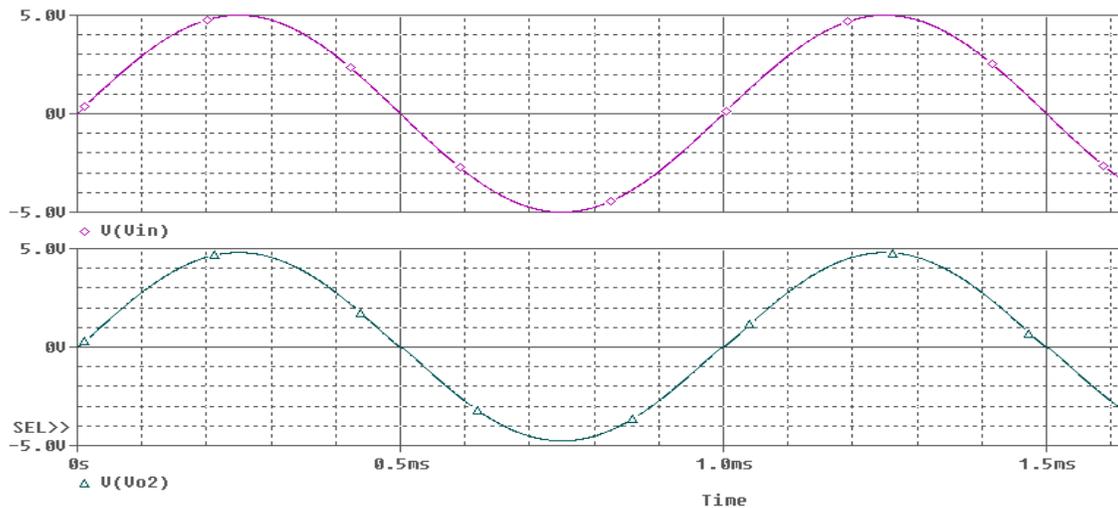


Figura 3.21: Respuesta del circuito sin distorsión de cruce por cero

En la figura 3.21, la distorsión de cruce ha desaparecido, además la atenuación que aparecía en el circuito clase B ha disminuido considerablemente.

Por otro lado los requerimientos del circuito a desarrollar son los siguientes:

Manejo de diferentes impedancias 4, 6, 8 y 16 [Ω] y que en todos estos casos la potencia sea de 1W o superior por lo cual se desarrolló un circuito como ejemplo en esta sección para explicar algunos detalles.

Para este ejemplo se necesita una potencia de 1 [W] para una bocina de 4 [Ω]de impedancia, por lo cual se obtienen los siguientes cálculos usando la tensión que entrega el oscilador previamente diseñado:

Tomando un oscilador ya diseñado para una frecuencia de 1kHz figura 3.22:

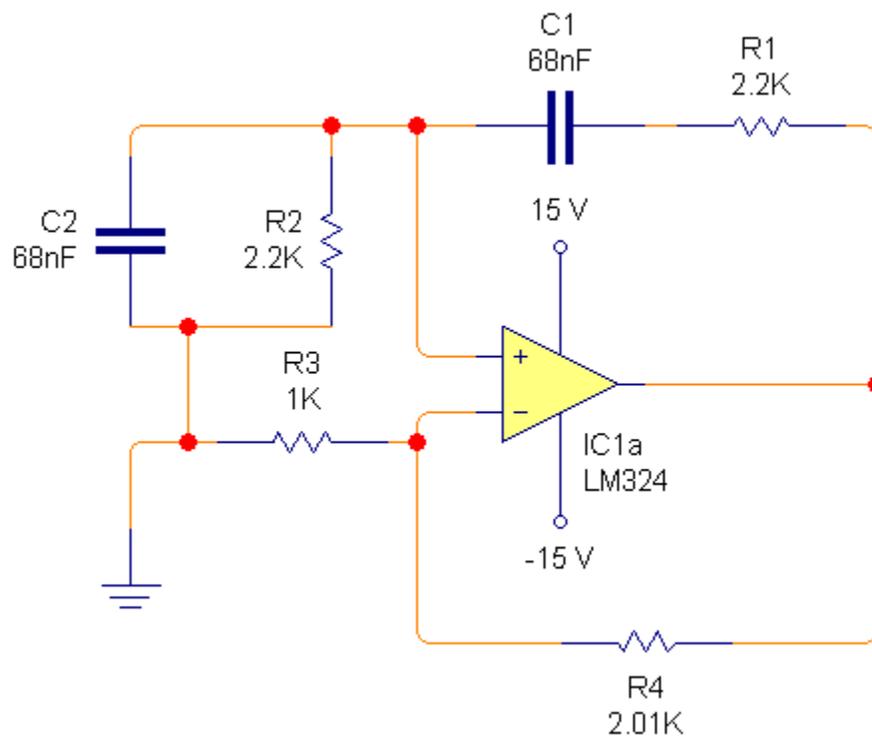
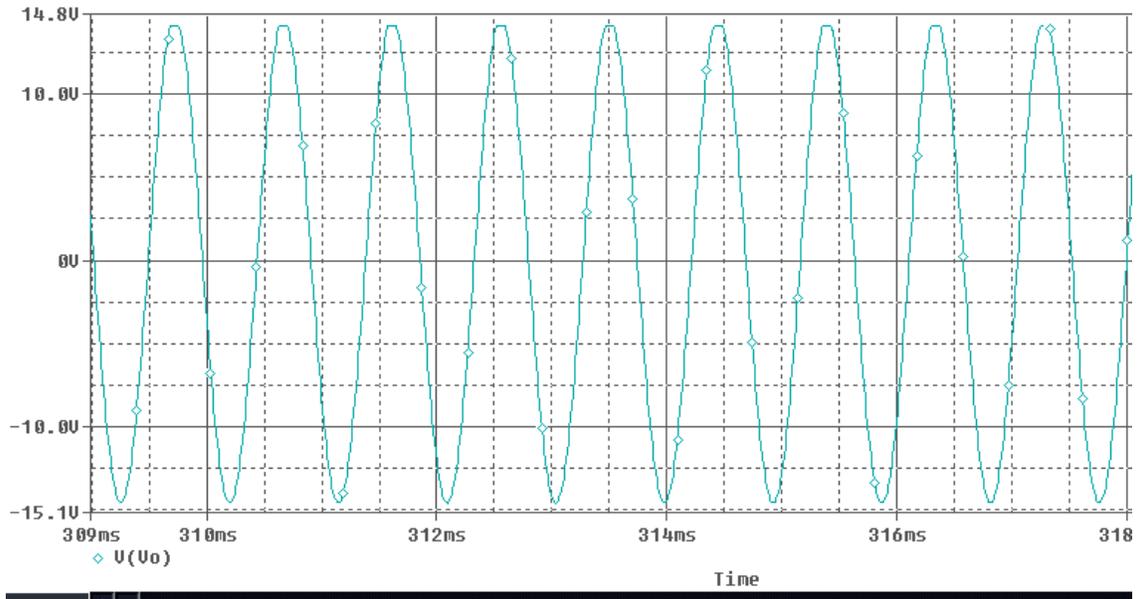


Figura 3.22: Oscilador puente de *Wien* a 1KHz

La salida de un oscilador Puente de Wien para una señal de 1KHz es:



Probe Cursor	
A1 = 320.110m,	14.112
A2 = 312.090m,	-14.565
dif= 8.0197m,	28.677

Figura 3.23: Oscilación estable

La señal muestra un voltaje pico-pico de 28.677 [Vpp]

Por lo cual su voltaje pico será igual a:

$$V_o = 14.3385 [V_p]$$

Y su valor RMS o eficaz será:

$$V_{RMS} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad \text{Ec. 3.2}$$

$$V_{oRMS} = \frac{14.3385}{\sqrt{2}} = 10.13885058 [V_{RMS}]$$

Otra forma de conocer su valor eficaz es con la transformada de Fourier la cual mostrará su respuesta en frecuencia y su amplitud.

En PSPICE:

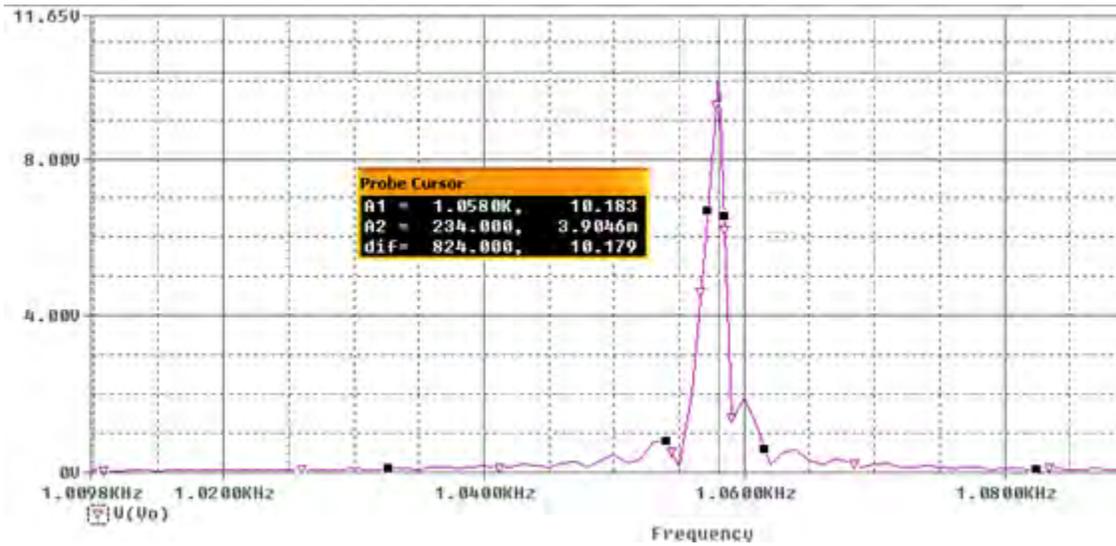


Figura 3.24: Análisis en frecuencia por medio de la FFT en PSPICE

Si se requiere una potencia en la carga de 1W, sabiendo que:

$$P = R * I_{RMS}^2 \quad Ec. 3.3$$

Despejando la corriente:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1[W]}{4[\Omega]}} = 500 [mA] \quad Ec. 3.3.1$$

Esta es la corriente necesaria para lograr la potencia deseada.

Conociendo que:

$$P = VI \quad Ec. 3.4$$

$$V = \frac{P}{I} \quad Ec. 3.4.1$$

Entonces el voltaje necesario en la carga de 4Ω para una potencia de 1W será:

$$V = \frac{1 [W]}{500 [mA]} = 2 [V_{RMS}] = 2.828427[Vp]$$

Teniendo en cuenta que el voltaje que entrega el oscilador es de 10.13885 [V_{RMS}] y se requieren 2.8284 [V_p] será necesaria una etapa de reducción y otra de pre amplificación, la cual puede ser realizada por un amplificador inversor basado en un amplificador operacional.

Para la etapa de reducción se usará un divisor de tensión simple basado en 2 resistencias:

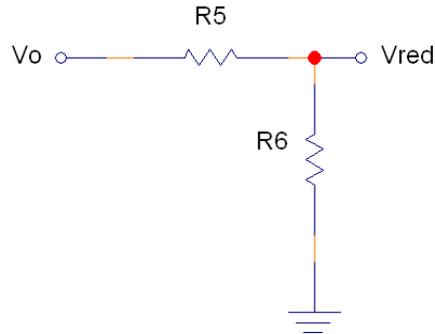


Figura 3.25: Divisor de tensión

La entrada será el voltaje del oscilador, y la salida corresponderá al divisor de tensión:

$$V_{red} = \frac{R_6}{R_6 + R_5} * V_o \quad Ec. 3.5$$

Se necesita que $V_{red} = 1[V_{RMS}]$ y con una $R_6 = 39 [k\Omega]$ se obtiene que con una $R_5 = 347.1 [k\Omega]$. Usando un valor aproximado comercial para esta resistencia $R_5 = 330\Omega$

Con este nuevo valor de oscilación, la ganancia necesaria será de:

$$1 [V_{RMS}] * G = 2[V_{RMS}]$$

$$G = \frac{2[V_{RMS}]}{1 [V_{RMS}]} = 2$$

Conociendo lo anterior se calcula la ganancia necesaria para el diseño del amplificador inversor

$$G = -\frac{R_f}{R_i} = -2$$

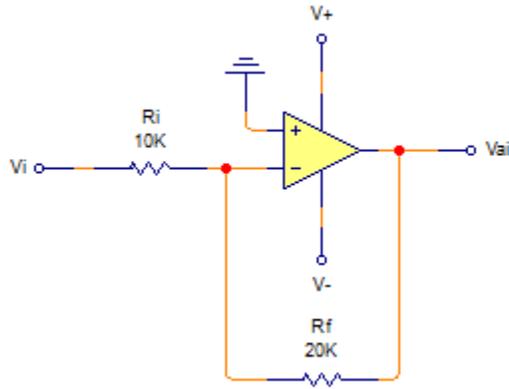


Figura 3.26: Amplificador Inversor

Con $R_i = 10\text{[K}\Omega\text{]}$; $R_f = 20\text{ [K}\Omega\text{]}$, y $V_i = 1.4142\text{ [V}_p\text{]} = 1\text{ [V}_{RMS}]$ en el amplificador inversor se obtiene la siguiente respuesta:

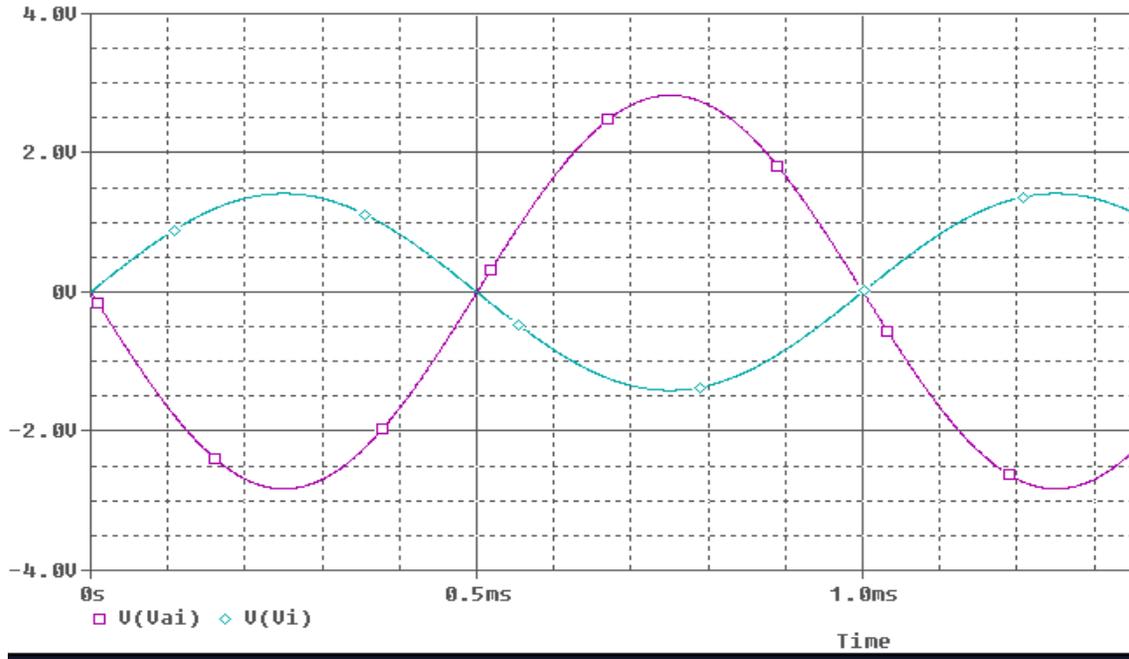


Figura 3.27: Respuesta del amplificador inversor

$V_{ai} = 2.8275\text{ [V}_p\text{]} = 1.9993\text{ [V}_{RMS}]$ lo cual es el valor correcto de diseño.

Ya teniendo la amplitud necesaria para generar 1W, lo único necesario es proporcionar la corriente a la bocina, lo cual no lo puede hacer un amplificador operacional, para lo cual se uso un circuito simétrico complementario basado en dos transistores (*nnp* y *pnp*).

El circuito utilizado es el mostrado en la figura 3.28.

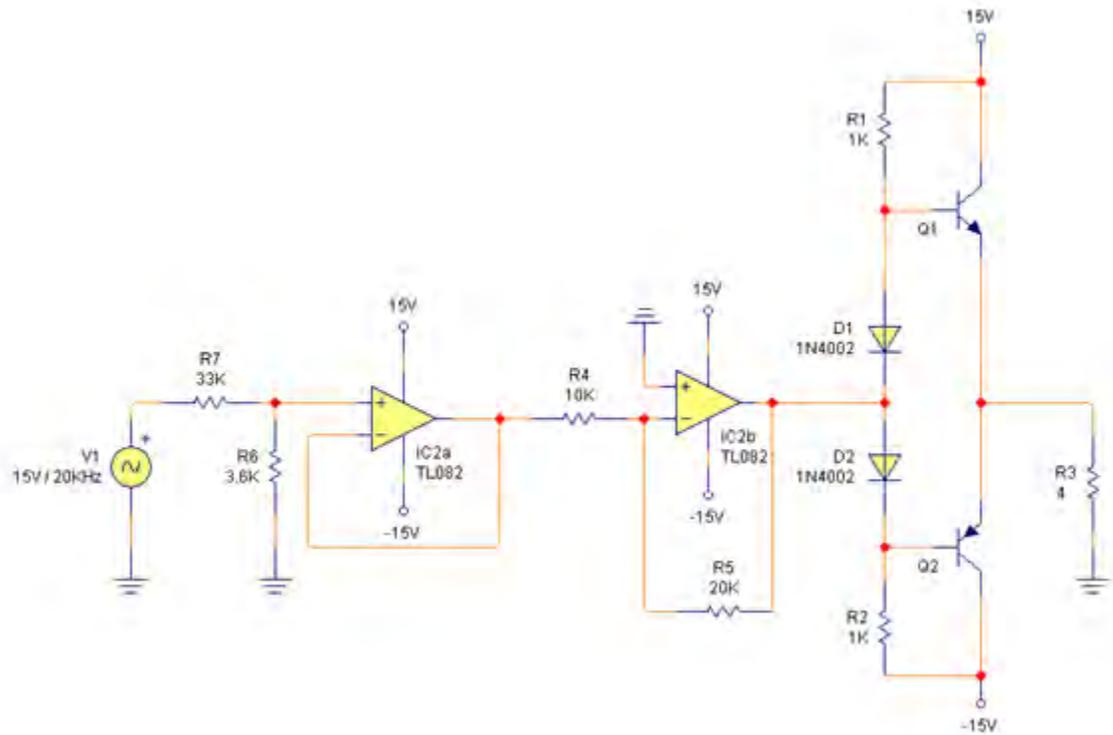
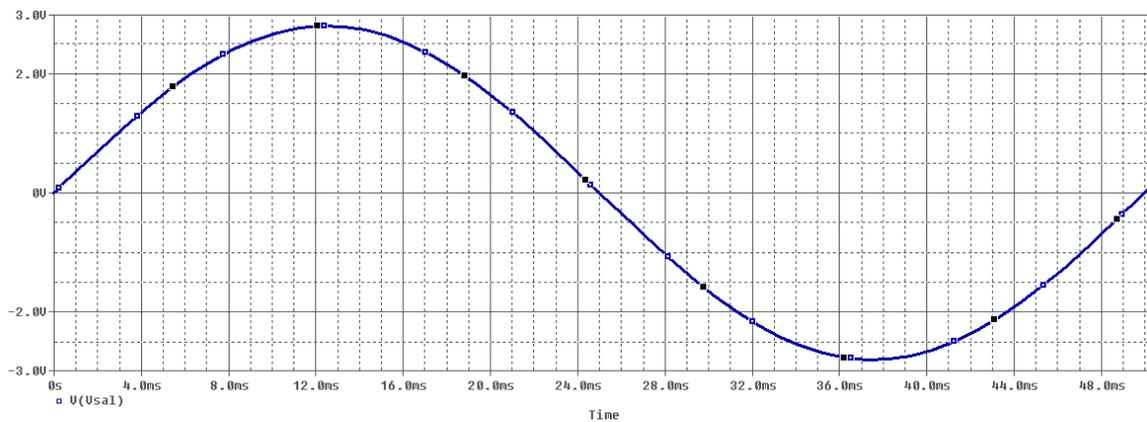
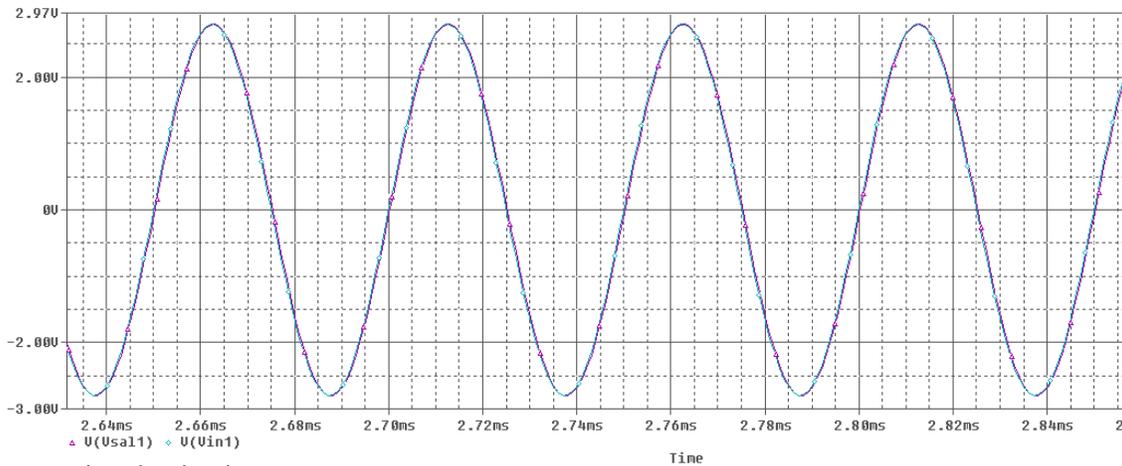


Figura 3.28: Circuito de potencia completo para todas 1kHz a 20kHz

Simulando el circuito en PSPICE, se encuentra lo siguiente:



a)



b)

Figura 3.29: Tensión en la salida del amplificador de potencia con señales senoidales con frecuencias de a) 20Hz y b) 20000 Hz

En la figura 3.29 el voltaje en la salida del amplificador de potencia no presenta ninguna distorsión a las frecuencias límites de este proyecto.

Al armar el circuito los transistores de potencia se calentaron mucho y muy rápidamente, debido a que entraban en carrera térmica por la no simetría del circuito respecto a las características de los transistores, ya sea por la variabilidad de β y/o variaciones en el voltaje base emisor debido a los cambios en la temperatura.

En el siguiente análisis se verá porque es bueno colocar una resistencia en el emisor de los transistores de potencia, la cual ayudará a estabilizar el punto de operación de los transistores.

El circuito amplificador de potencia quedaría de la siguiente manera:

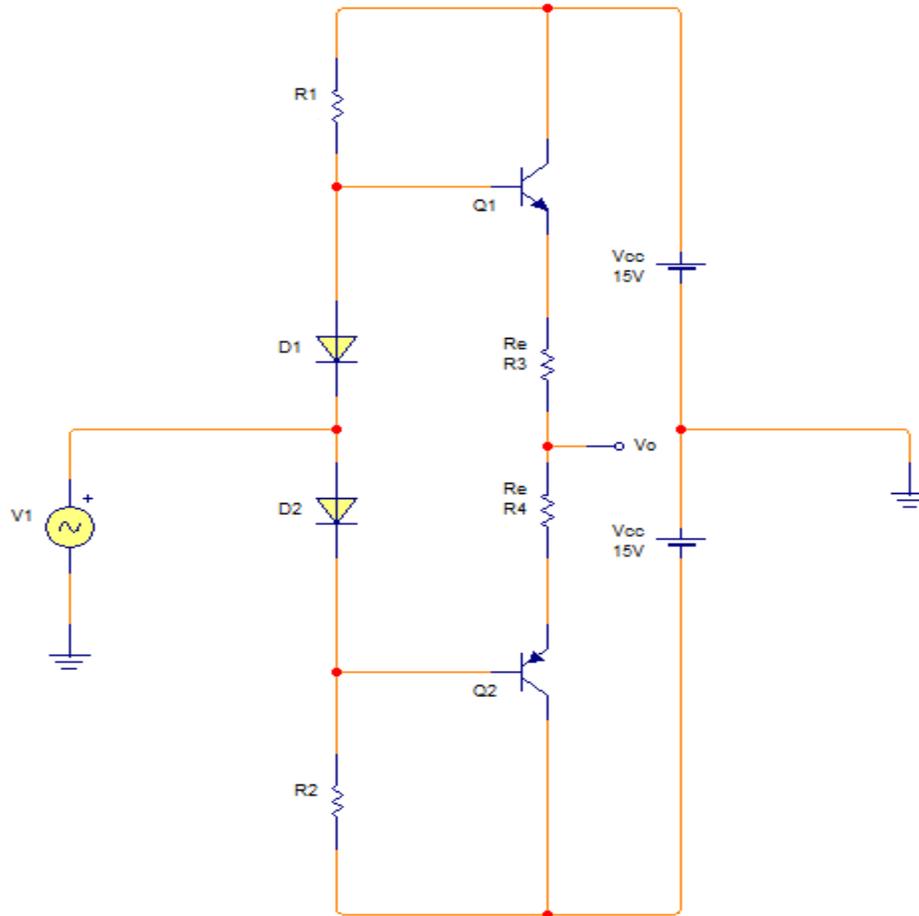


Figura 3.30: Circuito de potencia estabilizado

La corriente en el emisor es de aproximadamente $46 [mA]$ medidos de manera experimental, así que si se desea una corriente de $0.1I_E$ en la malla de polarización la corriente necesaria es de $4.6 [mA]$ mínimo para asegurar la no variabilidad de v_{BB} como fue visto en el capítulo anterior.

Así que colocando una resistencia de $1k\Omega$ en R_1 y R_2 se tiene:

$$V_{CC} - R_1 I_D - 1.2V - R_2 I_D + V_{CC}^- = 0 \quad \text{Ec. 3.6}$$

$$I_D = \frac{2V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{2(15) - 1.2}{2k\Omega} = 14.4mA$$

Este valor es tres veces más grande que el valor mínimo recomendado, por lo cual aseguramos la no variabilidad de v_{BB}

Para cumplir con la siguiente condición de estabilidad, independizando la corriente de emisor del valor de β se calcula el circuito equivalente de Thevenin.

Considerando a los diodos como resistencias no lineales, con los siguientes datos medidos experimentalmente. voltaje en la base de Q1:

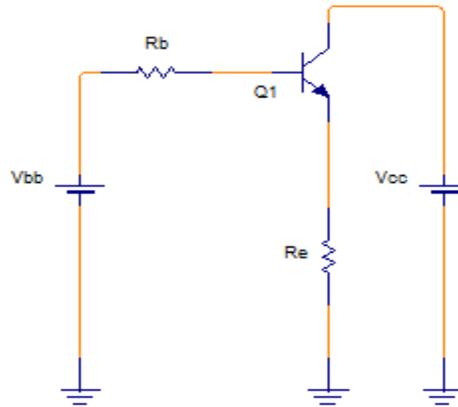


Figura 3.31: Circuito equivalente utilizando resistencia y fuente de Thévenin.

$$I_D = 13.19[mA]$$

$$v_D = 0.65[V]$$

Se obtiene $R_D = 49.27\Omega$, teniendo así una $R_B = 46.96\Omega$

Y retomando la ecuación 2.25.1

$$I_E = \frac{v_{BB} - v_{BE}}{\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E} \quad \text{Ec. 2.25.1}$$

Para hacer la corriente I_E independiente de β

$$\frac{R_B}{\beta + 1} \lll R_E \quad \text{Ec. 2.26}$$

$$\frac{46.96\Omega}{70 + 1} \lll R_E$$

$$\therefore R_E \gg 0.6614\Omega$$

Así que $R_E = 1\Omega$

El valor de $\beta = 70$ fue elegido pues en la hoja de datos del transistor 2N3055, que es el transistor seleccionado para el proyecto, especifican que 70 es el valor de la β_{min} , el cual sería el peor de los casos.

Si se analiza ahora la ecuación 2.25

$$v_{BB} - \frac{I_E}{\beta+1}R_B - V_{BE} - I_ER_E = 0 \quad \text{Ec. 2.25}$$

v_{BB} es constante

I_E es independiente de β

Ahora para evitar la no linealidad posible del circuito se implementa una retroalimentación negativa por medio de un amplificador operacional en la entrada.

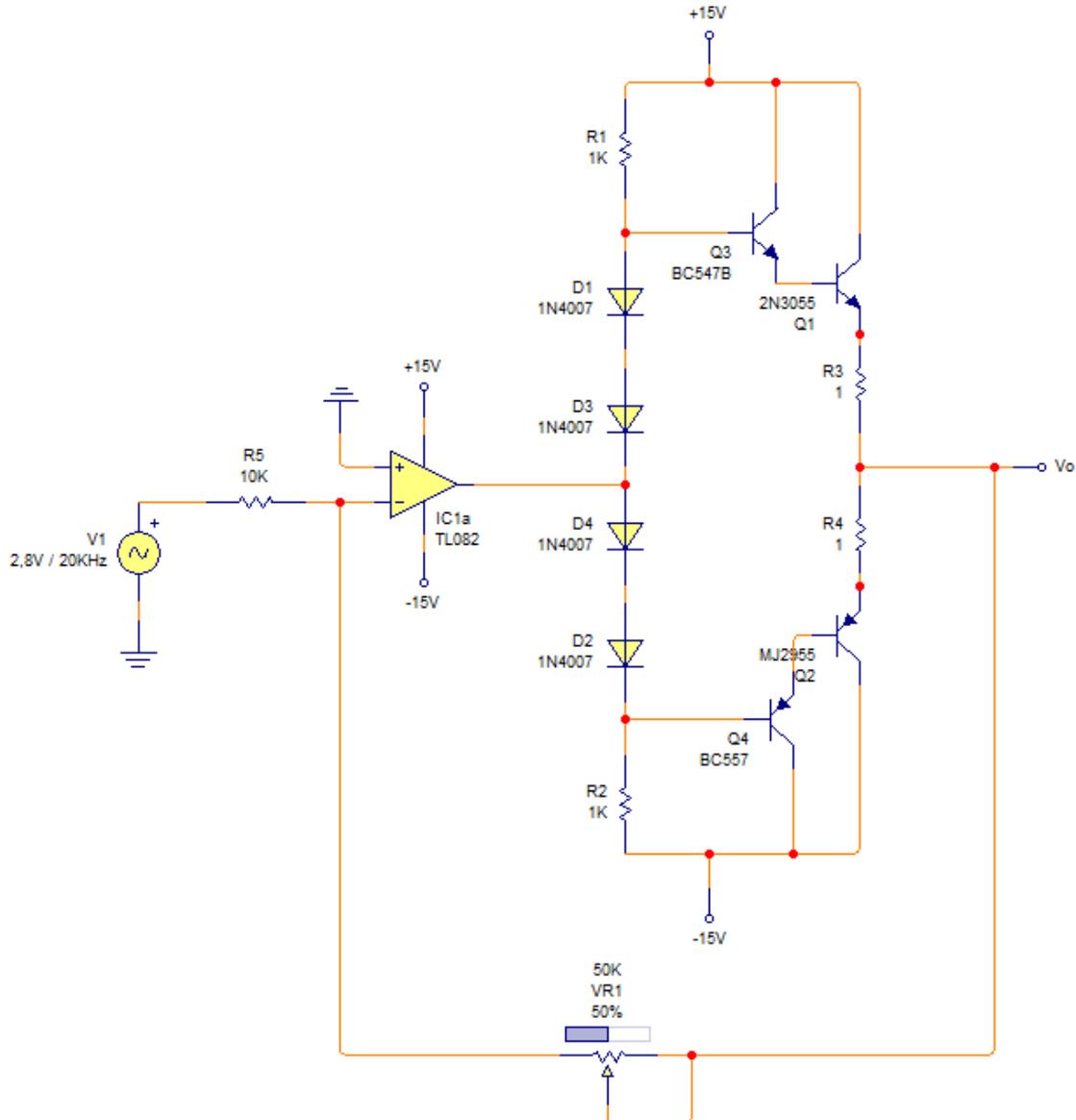


Figura 3.32: Circuito amplificador de potencia completo.

En la figura 3.32 al introducir una retroalimentación negativa, se puede controlar fácilmente la amplitud de la señal por medio de la resistencia VR1, el

inconveniente es que el amplificador operacional solo puede entregar aproximadamente $10[mA]$ a la salida en circuito corto, por lo que es insuficiente para excitar el circuito de potencia,

$$I_L = I_c = 500[mA]$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta}$$

$$I_{bmin} = \frac{500[mA]}{70} = 7.14[mA]$$

El problema se arreglo colocando etapas Darlington en los transistores, haciendo que la β_{total} de cada transistor fuera la multiplicación de las betas de los transistores, por lo que la corriente demandada al amplificador operacional es de tan solo algunos $[\mu A]$.

$$\beta_{BC547min} = 125$$

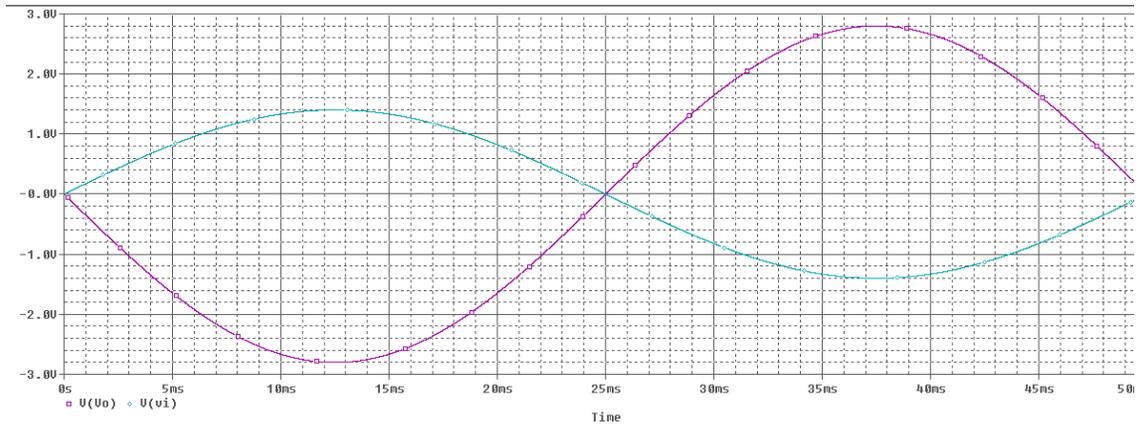
$$\beta_{2N3055min} = 70$$

$$\beta_{Total} = \beta_{BC547min} * \beta_{2N3055min} = 8750$$

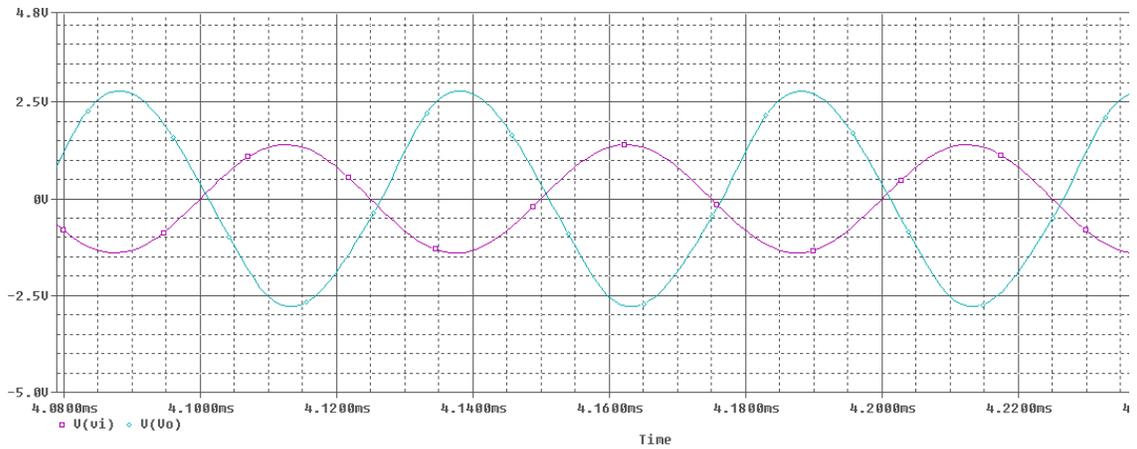
$$I_{bmin} = \frac{500[mA]}{8750} = 57.14[\mu A]$$

Esta corriente es perfectamente proporcionada por los amplificadores operacionales.

Se tiene un circuito con un punto de trabajo Q estabilizado independiente de las β de los transistores e independiente a los cambios de temperatura. La impedancia de entrada ha crecido debido a la retroalimentación negativa y la impedancia de salida ha disminuido en la misma proporción $1 + A\beta$.



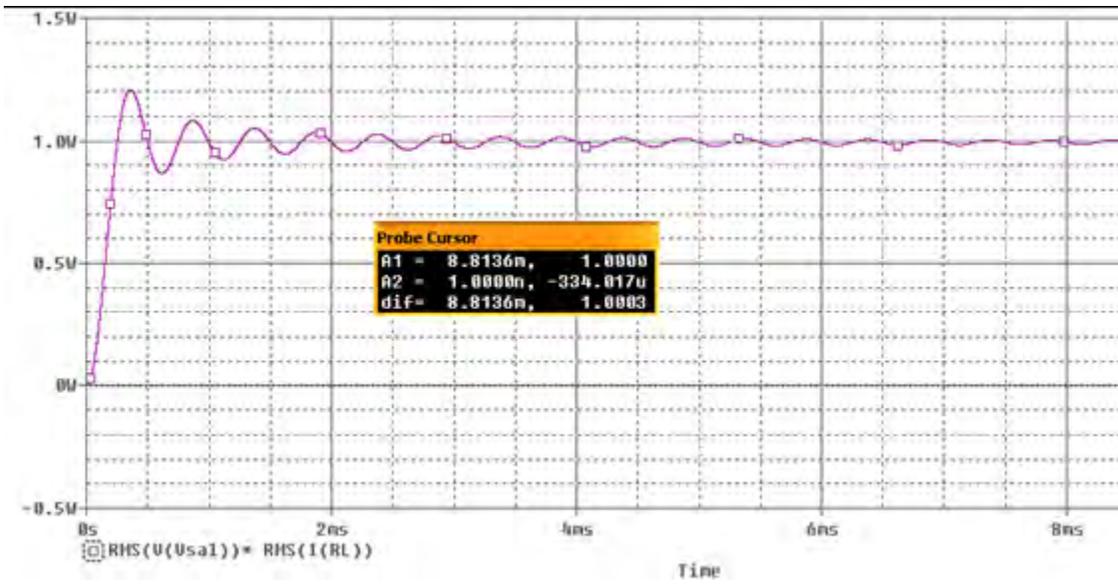
a)



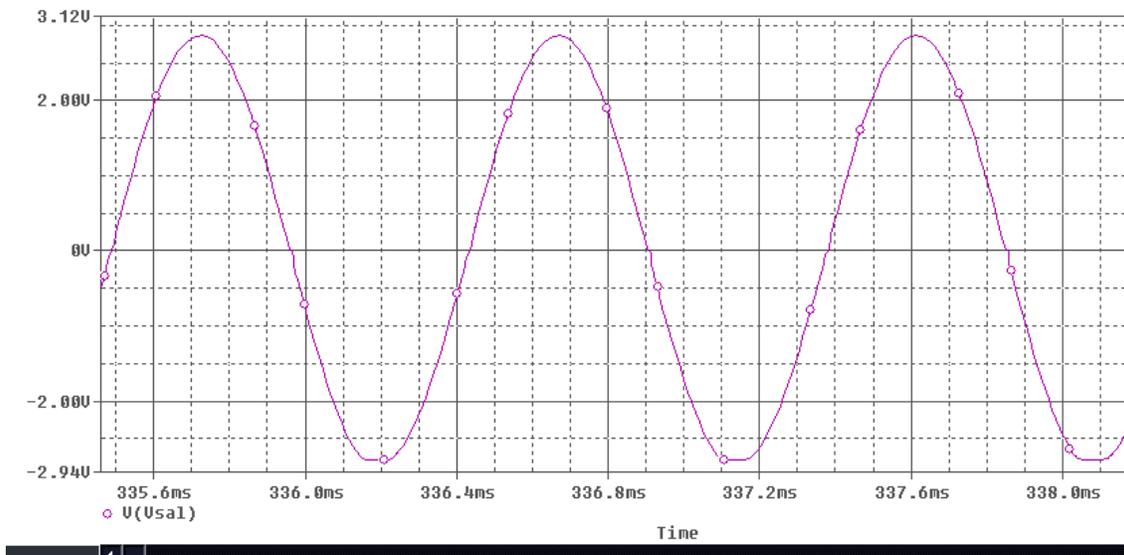
b)

Figura 3.33: Entrada y salida del amplificador de potencia a) 20 Hz, b) 20 kHz

La respuesta es la esperada y se tiene que la potencia en la carga tiende a estabilizarse en 1 [W].



a)



b)

Figura 3.34: a) Potencia en la carga y b) tensión en la salida del amplificador de potencia.

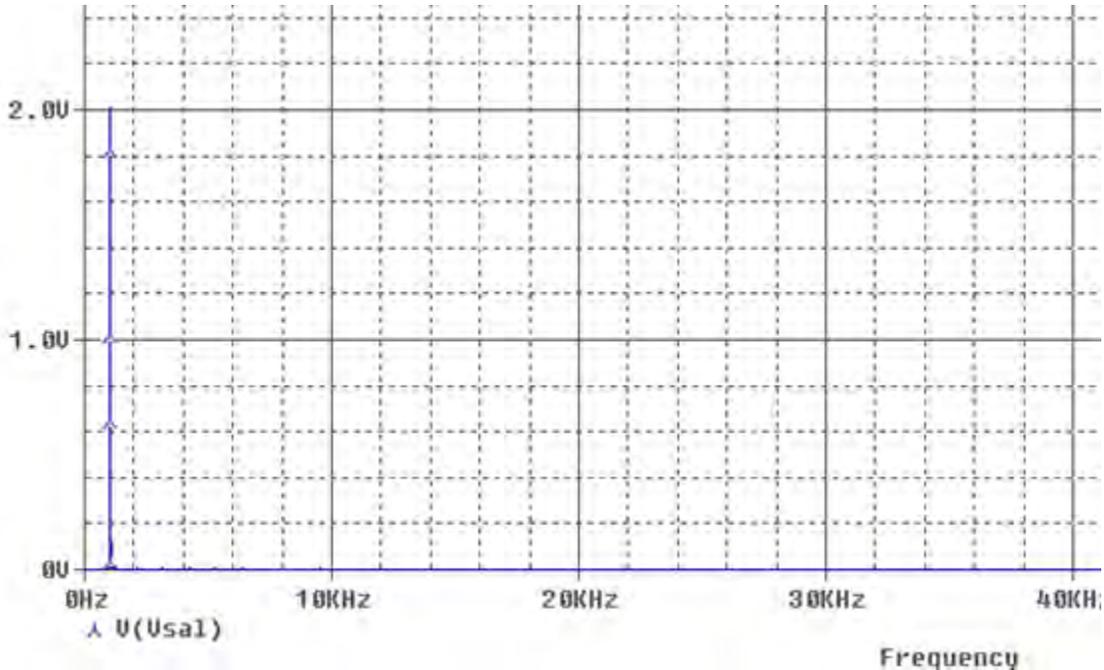


Figura 3.35: Respuesta en frecuencia de la etapa de potencia

En el análisis de frecuencia se ve como la pequeña distorsión en los valles de la señal no son distorsión significativa, figura 3.35.

Ya teniendo el circuito completo, se analiza que potencia es capaz de entregar el circuito, con ese dato tendremos la información necesaria para la elección de los transistores.

3.3.1 Potencia de entrada, Potencia de salida y Eficiencia con carga de 4[Ω]

Ya conociendo todas las ecuaciones que modelan la etapa de potencia para este circuito con una bocina de 4[Ω] manejando una potencia de 1W, solo se calculará mediante las ecuaciones de potencia desarrolladas en el capítulo II, los factores necesarios para seleccionar los transistores y para conocer la eficiencia del circuito en pleno funcionamiento así como la potencia que se demandará a la fuente de alimentación.

$$P_i(dc) = V_{cc} \frac{2}{\pi} I(p) \quad Ec. 2.38$$

La potencia disipada (en forma de calor) por los transistores será la diferencia entre la potencia de entrada aplicada por la fuente y la potencia de salida aplicada a la carga, este valor también debe considerarse en el momento de seleccionar los transistores.

El valor de voltaje máximo de la señal de entrada a la etapa de potencia para asegurar 1[W] en la carga se presenta para la carga de 16 [Ω]. Este valor se calcula en base a la corriente en la carga y a la potencia en la misma.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1 [W]}{16 [\Omega]}} = 250 [mA]$$

$$V = \frac{P}{I} = \frac{1}{250[mA]} = 4[V_{rms}]$$

Considerando un volt más, por seguridad, el valor máximo de señal de entrada es de $5V_{rms}$, y el valor de carga crítico igual a 4 [Ω], este sería el peor de los casos

$$I_{rms} = \frac{5 V_{rms}}{4\Omega} = 1.25[A]$$

$$I_{p4\Omega max} = 1.767[A]$$

$$P_{imax}(dc) = 15[V] \frac{2}{\pi} 1.767 = 16.87 [W]$$

Por lo que la corriente máxima entregada por la fuente será de

$$I_{max}(dc) = \frac{P_{imax}(dc)}{V_{cc}} = 1.125[A]$$

La potencia de salida calculada es:

$$P_o = \frac{V_L^2(rms)}{R_L} \quad Ec. 2.39$$

$$V_L = 5[V_{rms}]$$

$$P_o = \frac{5^2(rms)}{4(\Omega)} = 6.25[W]$$

Eficiencia:

$$\% \eta = \frac{P_o(ac)}{P_{imax}(dc)} \times 100\% \quad Ec. 2.41$$

$$\% \eta = \frac{6.25 [W]}{16.87 [W]} \times 100\%$$

$$\% \eta = 37.04 \%$$

La potencia disipada por los transistores es de:

$$P_{2T} = P_{imax} - P_o \quad \text{Ec. 2.43}$$

$$P_{2T} = 16.87[W] - 6.25 [W] = 10.62[W]$$

$$P_T = \frac{10.62 [W]}{2} = 5.31[W]$$

Por lo que los transistores a usar deben ser capaces de trabajar esta potencia.

Para que el circuito entregue la máxima potencia entonces

$$V_L(p) = V_{CC} = 15 [V]$$

Con lo que $P_{o \max}$ es:

$$P_{o \max} = \frac{\left(\frac{15 [V]}{\sqrt{2}}\right)^2}{4 [\Omega]} = 28.125 [W]$$

Y

$$P_{i \max}(dc) = V_{CC} \frac{2}{\pi} I(p) = 15 \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{15}{4}\right) = 35.8 [W]$$

$$\% \eta = \frac{28.125 [W]}{35.8[W]} \times 100 \% = 78.56\%$$

$$P_{T \max} = 3.8375 [W]$$

Estos valores son importantes ya que los transistores que se utilicen en este circuito deben soportar esta disipación y manejo de potencia. De preferencia los transistores a utilizar deben sobrepasar por un amplio rango las características de capacidad de manejo de potencia, aunque con el diseño hecho, el valor máximo de entrada sea de 5[Vrms] y no de 10.6[Vrms] como se plantea en este cálculo.

Un dato importante a considerar es la gráfica de la figura 3.36 de uno de los transistores en configuración complementaria, ya que el voltaje colector emisor de cada transistor se ve sometido a un voltaje de inversa igual a $2V_{CC}$, así que en los transistores a elegir hay que asegurar que:

$$V_{CEO(SUS)} \geq 2V_{CC} \quad \text{Ec. 3.7}$$

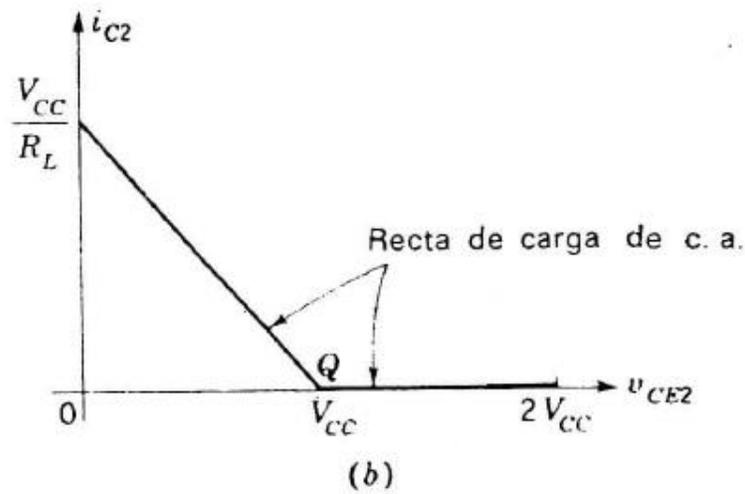


Figura 3.36: Gráfica de i_{c2} VS v_{CE2}

- **3.3.2 Pruebas al amplificador de Potencia**

Ya teniendo terminada la etapa generadora de señal patrón, los osciladores, es importante verificar que la señal conserve sus características en la etapa de potencia, para lo cual es necesario observar la señal de salida del amplificador de potencia diseñado para el proyecto.

A la salida obtenemos:

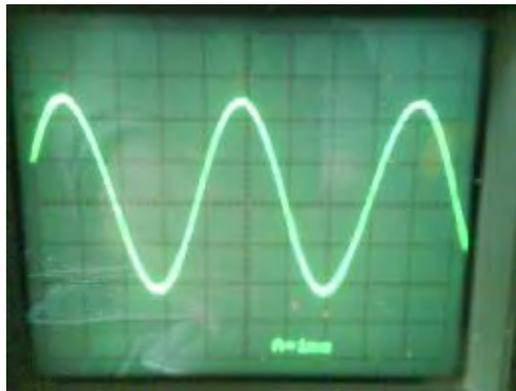


Figura 3.37: Salida de la etapa de potencia a 1kHz

En la figura 3.37 se tiene una señal sin distorsión y con la amplitud deseada. Al observar el valor de voltaje RMS de la señal con un multímetro FLUKE y un osciloscopio, ya con la carga de una bocina de 4Ω , se obtuvo que la señal no se distorsiona y que además se puede controlar perfectamente la potencia por medio

del potenciómetro de retroalimentación negativa instalado en el circuito impreso de la etapa de potencia.

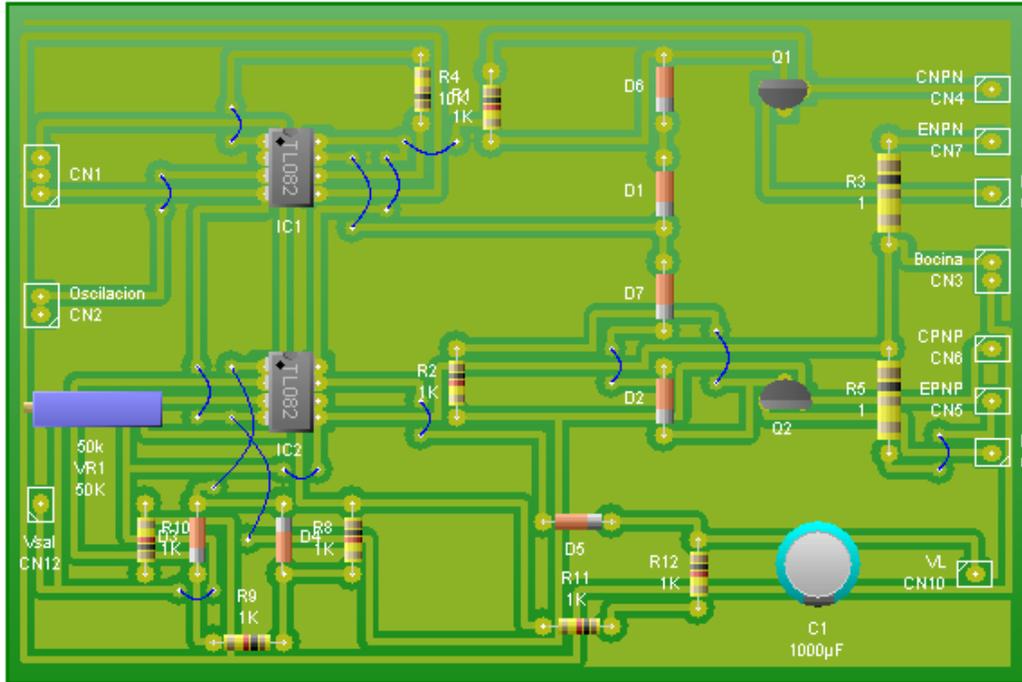


Figura 3.38: Medición del valor RMS de la señal en la etapa de potencia con carga.

Hay que hacer esta medición al insertar las frecuencias extremas de este proyecto, oscilador 1 y 12, en la etapa de potencia, ya que si el circuito no tiene el ancho de banda correcto, se podrá observar claramente.

Al hacer esta medición, automáticamente se puede deducir que la etapa de potencia funciona para las demás cargas de 6Ω , 8Ω y 16Ω pues la carga de 4Ω es la que consume más corriente.

El circuito impreso de la etapa de potencia se diseñó junto con el circuito rectificador de onda completa con el fin de ahorrar espacio, ya que los transistores de potencia usados tienen un encapsulado TO-3, el cual ocupa mucho espacio.



a)



b)

Figura 3.39: Circuito impreso una capa. Etapa de potencia y rectificador de onda completa, a) Diseño en PCB WIZARD, b) Circuito armado.

- **3.4 Indicador de potencia**

El Sistema Caracterizador de Equipos de Audio está diseñado para trabajar con diferentes cargas, por lo que el proceso para cambiar de una a otra debe ser rápido y eficiente, por esta razón hay que diseñar un circuito que indique al usuario cuando una potencia deseada está siendo aplicada a la carga, esto se hará de manera indirecta, solamente midiendo el voltaje en la carga, se asume que el usuario conocerá la impedancia de la bocina, y por consiguiente la corriente y el voltaje para que en la carga haya un watt de potencia

Como primer paso se hacen todos los cálculos necesarios para conocer la corriente y el voltaje en cada impedancia, 4Ω, 6Ω, 8Ω y 16 Ω, para obtener 1[W] de potencia, el cálculo para una bocina de 4Ω ya fue realizado anteriormente en este capítulo, por lo que solo se hará ahora para las demás impedancias de interés.

Para 6 [Ω]:

Despejando la corriente:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1 [W]}{6 [\Omega]}} = 408.2482 [mA]$$

Conociendo que:

$$P = VI \quad \text{Ec. 3.4}$$

$$V = \frac{P}{I} \quad \text{Ec. 3.4.1}$$

Entonces el voltaje necesario para 1W será el siguiente:

$$V = \frac{1 [W]}{408.24 [mA]} = 2.45[V_{RMS}]$$

El voltaje entregado por el oscilador y que pasa por el divisor de tensión es:

$$V_{red} = \frac{R_6}{R_6 + R_5} V_o$$

$$V_{red} = 0.9972639915[V_{RMS}] = 1[V_{RMS}]$$

Por lo que la ganancia necesaria para el preamplificador será

$$G = -\frac{Rf}{Ri} = -2.45$$

Para 8 $[\Omega]$:

Despejando la corriente:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1 [W]}{8 [\Omega]}} = 353.5533906 [mA]$$

Entonces el voltaje necesario para 1W será el siguiente:

$$V = \frac{1 [W]}{353.5533906 [mA]} = 2.8284271235 [V_{RMS}]$$

El voltaje entregado por el oscilador y que pasa por el divisor de tensión es:

$$V_{red} = \frac{R_6}{R_6 + R_5} V_o$$

$$V_{red} = 0.9972639915 [V_{RMS}] = 1 [V_{RMS}]$$

Por lo que la ganancia necesaria para el preamplificador será

$$G = -\frac{R_f}{R_i} = -2.8284271235$$

$R_i = 10 [k\Omega]$ por lo que $R_f = 28.2 [k\Omega]$

Para 16 $[\Omega]$:

Despejando la corriente:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1 [W]}{16 [\Omega]}} = 250 [mA]$$

Y conociendo que:

Entonces el voltaje necesario para 1W será el siguiente:

$$V = \frac{1 [W]}{250 [mA]} = 4 [V_{RMS}]$$

El voltaje entregado por el oscilador y que pasa por el divisor de tensión es:

$$V_{red} = \frac{R_6}{R_6 + R_5} V_o$$

$$V_{red} = 0.9972639915[V_{RMS}] = 1[V_{RMS}]$$

Por lo que la ganancia necesaria para el preamplificador será

$$G = -\frac{R_f}{R_i} = -4$$

$R_i = 10 [k\Omega]$ por lo que $R_f = 40 [k\Omega]$

Para hacer el circuito es necesario que R_f sea un potenciómetro que varíe hasta $50 [k\Omega]$ con lo cual se cubre todo el rango necesario para manejar las 3 cargas posibles, modificando la ganancia del amplificador inversor.

Es necesario que el proceso de cambio de carga sea ágil, en otras palabras, que de un momento a otro se puedan hacer mediciones con cualquier impedancia, para lo cual será útil un elemento indicador de potencia como por ejemplo un LED que indique para cada valor de carga la señal de $1[W]$.

Para diseñarlo es necesario tener el diagrama a bloques del proceso para realizar el indicador de potencia, sabiendo que la señal se desea medir es una señal senoidal (señal entregada a la bocina):

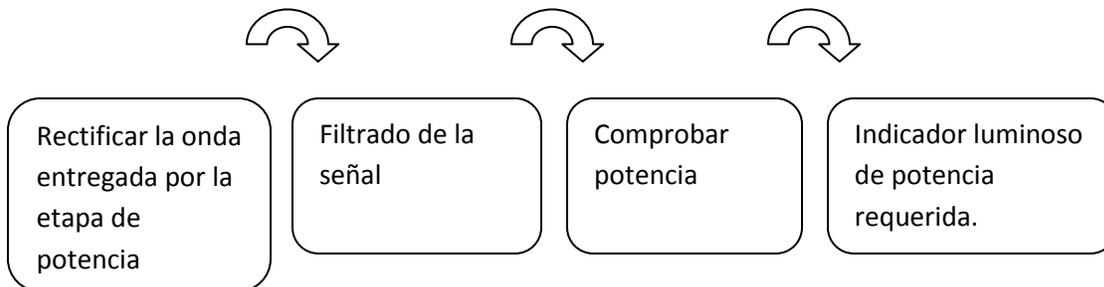


Figura 3.40: Diagrama de bloques del indicador de potencia

Rectificador de onda y Filtrado

El circuito rectificador de onda completa bien podría ser hecho con diodos en configuración puente, pero ya que los voltajes a manejar son muy pequeños, y los diodos tienen un voltaje de operación “lineal” de $0.6 V$ aproximadamente por lo que se utilizará un rectificador de onda completa basado en amplificadores operacionales.

Para el valor de $1[V_{RMS}]$, caso con carga de $4[\Omega]$, $V_{sal} = 1.41V_p$

El circuito es el siguiente:

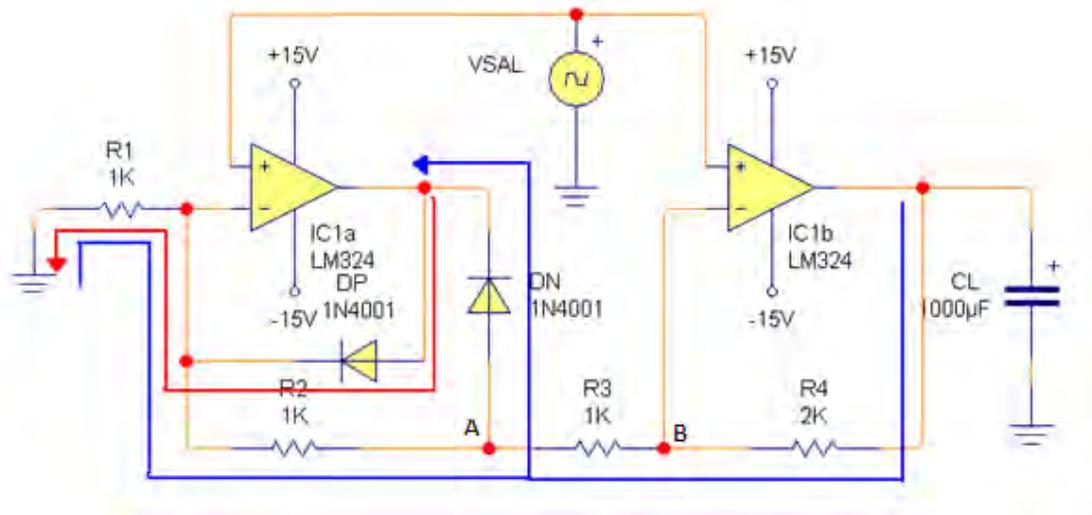


Figura 3.41: Rectificador de onda completa con amplificadores operacionales. Vsal= salida de la etapa de potencia

Respuesta sin capacitor:

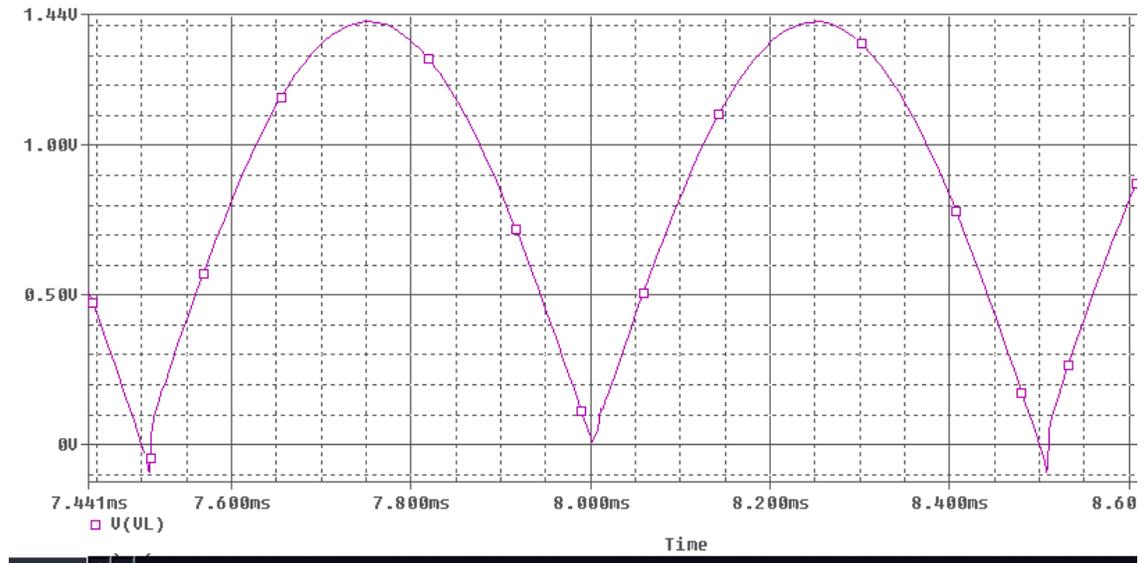


Figura 3.42: Señal rectificada

Colocando un diodo a la salida para evitar que el capacitor regrese corriente se tiene el rectificador de onda completa.

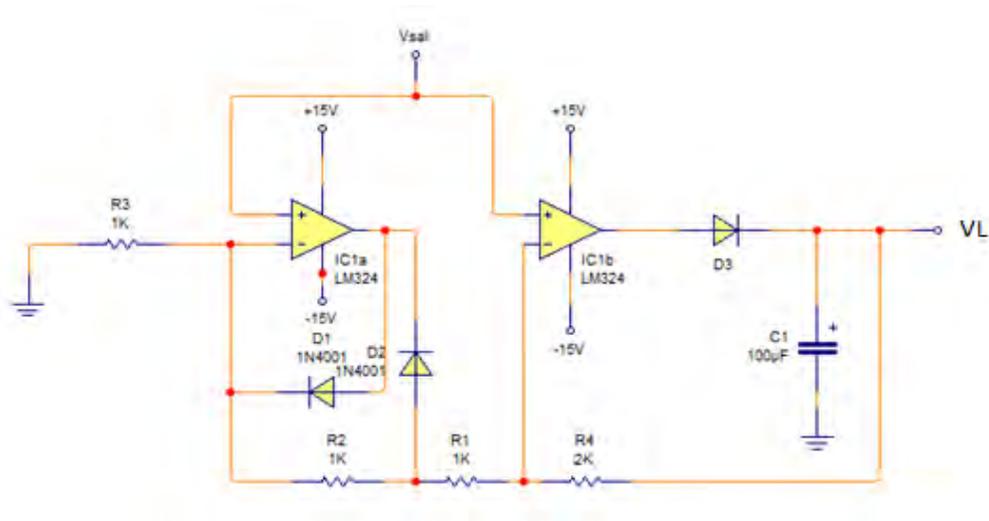


Figura 3.43: Rectificador con diodo a la salida y retroalimentación modificada. V_{sal} = salida de la etapa de potencia.

En la figura 3.43, la retroalimentación también fue cambiada, ya que por el valor de voltaje operación del diodo, 0.6V aproximadamente, a la salida también se presentaría un valor menor al deseado, en cambio si la retroalimentación va después del diodo, este problema se soluciona.

La respuesta a esta modificación es la siguiente:

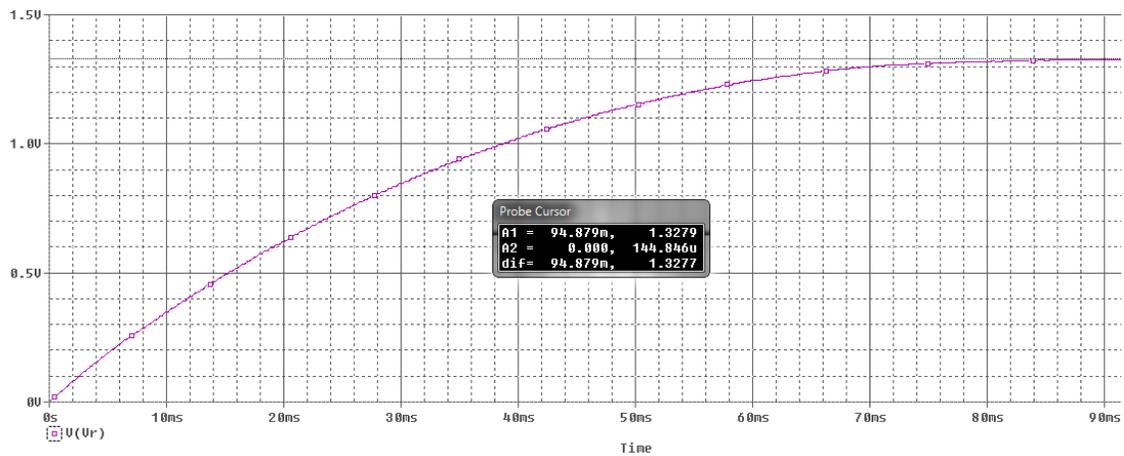


Figura 3.44: Respuesta del rectificador modificado

El valor al que tiende la salida V_r es el valor pico de la señal introducida al rectificador, en este caso 1.41[V].

El circuito funciona de la manera siguiente:

De la figura 3.41, pues el diodo D3 añadido no afecta a la operación, si el voltaje del oscilador, V_{sal} del circuito de potencia, es positivo:

$$I = \frac{V_{sal}}{R_1} \quad \text{Ec. 3.8}$$

Como la salida es positiva el diodo D_p se enciende.

$$I_D = I \quad \text{Ec. 3.9}$$

V_{sal} se encuentra tanto en los nodos A y B por lo que no hay corriente en R3

$$V_L = V_{sal} \quad \text{Ec. 3.10}$$

Si la salida V_{sal} es negativa:

$$I = \frac{V_{sal}}{R_1} \quad \text{Ec. 3.11}$$

$$V_{1-A} = (R_1 + R_2) * I - 0.6V \quad \text{Ec. 3.12}$$

Si $R_1=R_2=R_3=R$

$$V_{1-A} = 2RI - 0.6V \quad \text{Ec. 3.12.1}$$

$$V_{1-A} = 2V_{sal} - 0.6V \quad \text{Ec. 3.12.2}$$

Entre nodo A y B

$$V_A - V_B = 2V_{sal} - V_{sal} = V_{sal} \quad \text{Ec. 3.13}$$

$$I = \frac{V_{sal}}{R_3} = \frac{V_{sal}}{R} \quad \text{Ec. 3.14}$$

Por lo tanto si $R_4=2R$

$$V_L = 2RI = 2V_{sal} \quad \text{Ec. 3.15}$$

Como la corriente que pasa por R_3 es I , será la misma para R_4 y queremos que en V_L haya un voltaje positivo, tenemos que ocasionar que en R_4 se presente una caída de $2V_{sal}$, así

$$-V_{sal} - 2(-V_{sal}) = V_{sal} \quad \text{Ec. 3.16}$$

Por lo cual a entradas negativas se tienen salidas positivas de la misma magnitud.

$$V_L = |V_{sal}| \quad \text{Ec. 3.17}$$

Por último se diseña un circuito que por medio de comparación encienda un LED cuando en la carga se presente el valor $V_L = 2.82$ [V] pues es el valor de tensión que tendrá la señal rectificada para una carga de 4 [Ω] a 1 [W] de potencia.

Para este proceso se utilizaron dos comparadores.

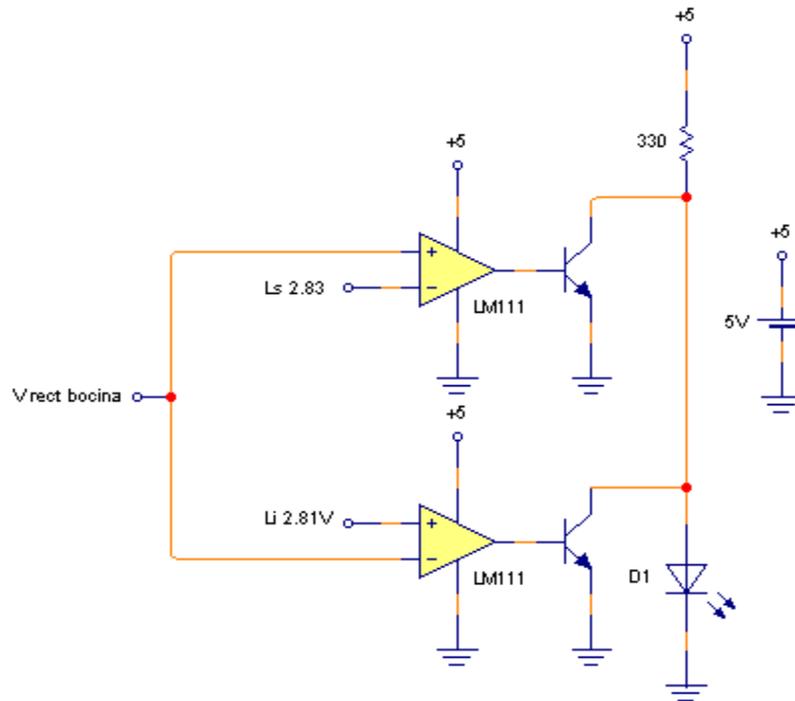


Figura 3.45: Circuito con comparadores, indicador de voltaje

Cuando el voltaje rectificado de la bocina está por debajo del límite inferior, la salida del operacional con el umbral inferior se va a $5V$, lo que hace que el transistor en su salida, sature y mande a tierra el ánodo del diodo (diodo apagado).

Cuando el voltaje rectificado de la bocina es superior al límite superior, la salida del operacional con el umbral superior se va a $5V$, lo que hace que el transistor en su salida sature y mande a tierra el ánodo del diodo (diodo apagado).

Cuando el voltaje rectificado de la bocina es superior al límite inferior, e inferior al límite superior, ambos amplificadores operacionales tienen su salida en 0 [v], lo que hace que los dos transistores se encuentren cortados, permitiendo así que la fuente de $5[V]$, la resistencia de 330Ω y el LED queden conectados en serie, (diodo encendido).

La respuesta de este circuito es la siguiente:

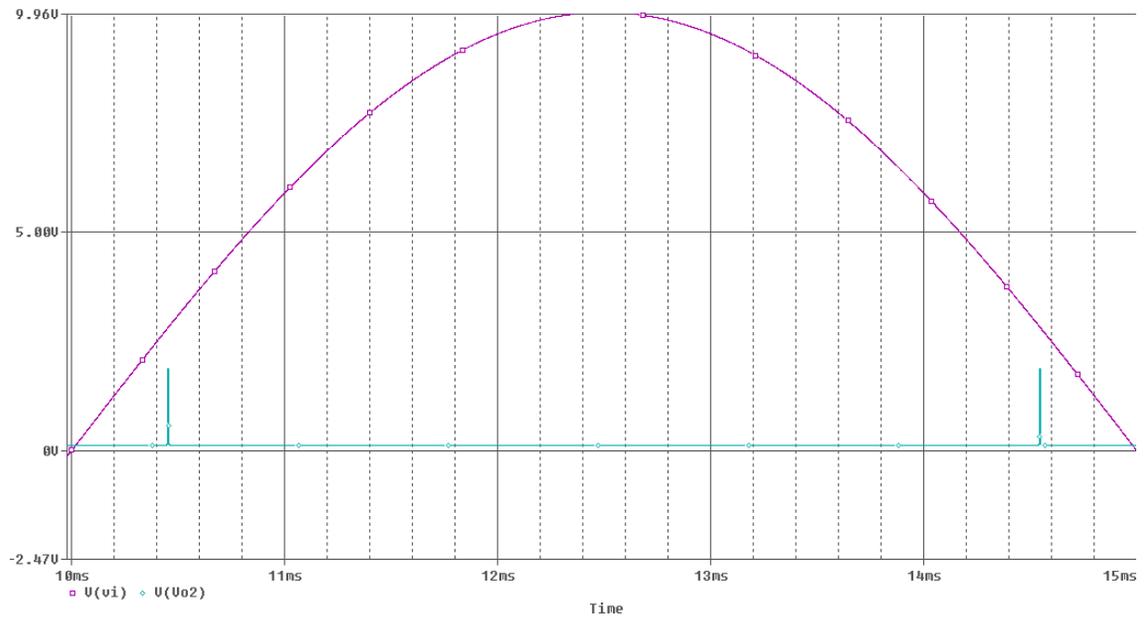


Figura 3.46: Respuesta del circuito con comparadores

En la figura 3.46, los dos impulsos, tienen una magnitud de 2 [Vdc], que son producidos exactamente cuando la señal vale aproximadamente 2.82V.

Para un voltaje de de entrada de 2.82 V la respuesta del circuito es:

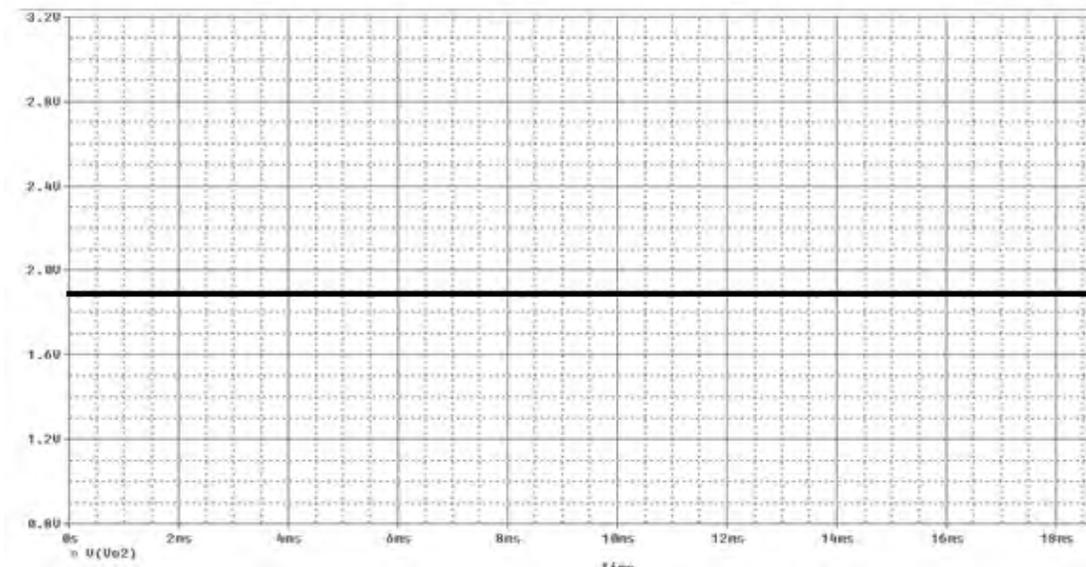


Figura 3.47: Respuesta del comparador lista para usar con LED's

Vindicador = 2 [Vdc] perfecto para el LED.

Para un voltaje de entrada diferente de 2.82 [V] la respuesta debe ser 0[V] y el LED debe permanecer apagado. El circuito detector basado en comparadores se puede hacer para las cuatro cargas 4, 6, 8 y 16 Ohm.

Para lograr los voltajes de referencia se usa un circuito regulador de tensión a 5 V L7805 y divisores de tensión basados en un potenciómetro timentot:

$$V_{Li} = \frac{R_8}{R_8 + R_7} 5[V] \quad Ec. 3.18$$

$$V_{Ls} = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} 5[V] \quad Ec. 3.19$$

Con $V_{Li} = 2.81$ [V], $V_{Ls} = 2.83$ [V]

$$R_8 = 56.2 [k\Omega]$$

$$R_7 = 43.8 [k\Omega]$$

$$R_9 = 56.6 [k\Omega]$$

$$R_{10} = 43.4 [k\Omega]$$

Quedando el siguiente circuito:

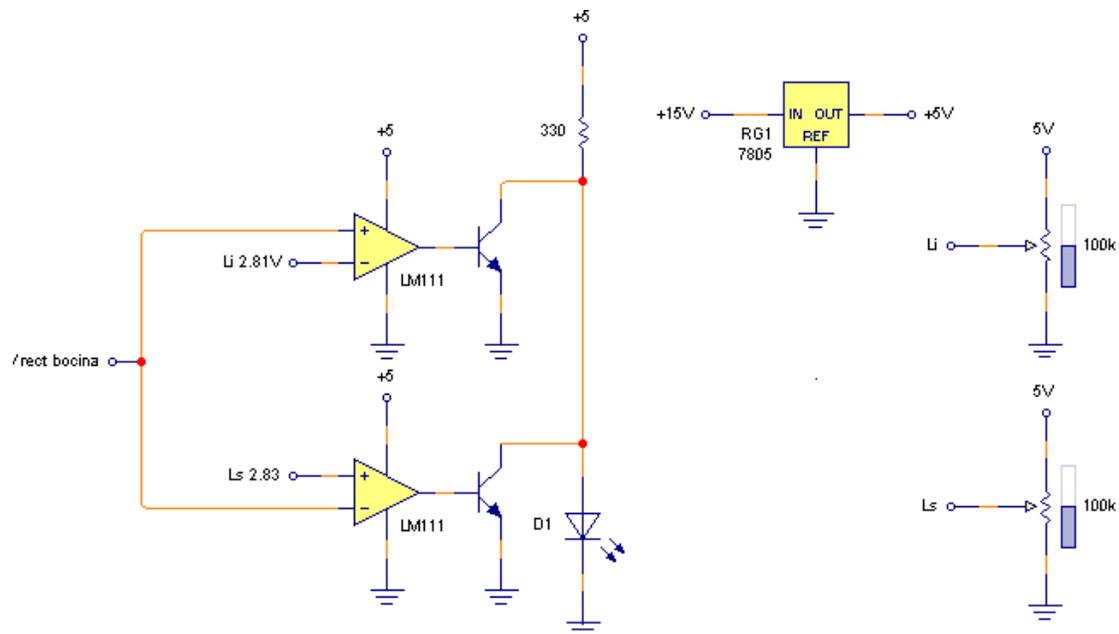


Figura 3.48: Circuito comparador

El circuito se repite para las demás cargas cambiando solamente los divisores de tensión para crear los nuevos límites inferior y superior.

Los divisores son:

Para 6 [Ω]:

El voltaje que corresponde a la Potencia de 1 [W] en una carga de 6 [Ω] es:

$$V_{RMS\ 1W} = 2.449489743 [V_{rms}] = 3.46[V_p]$$

Los límites inferior y superior serán de:

$$L_i = 3.45 [V]$$

$$L_s = 3.47 [V]$$

Para 8 [Ω]:

El voltaje que corresponde a la Potencia de 1 [W] en una carga de 8 [Ω] es:

$$V_{RMS\ 1W} = 2.8284271235 [V_{rms}] = 3.99[V_p] \approx 4[V_p]$$

Los límites inferior y superior serán de:

$$L_i = 3.99 [V]$$

$$L_s = 4.1 [V]$$

Y los divisores de tensión serán los siguientes:

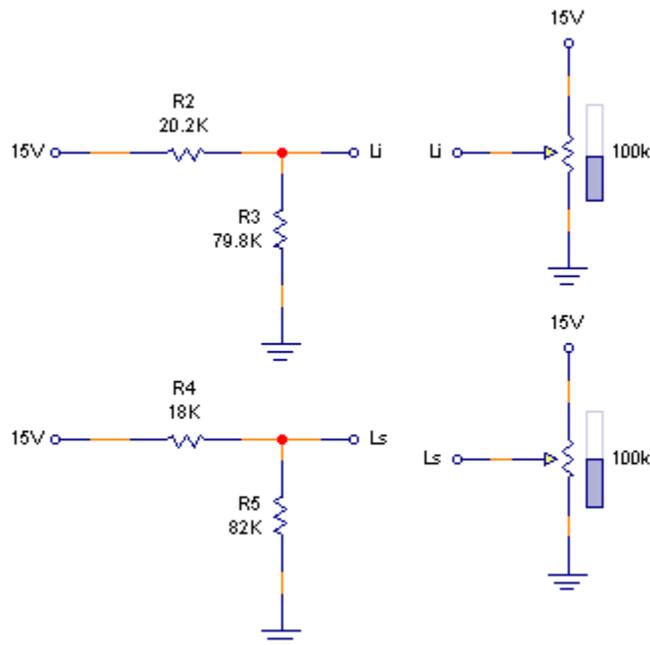


Figura 3.49: Divisores de tensión para carga de 8Ω

Para 16 [Ω]

El voltaje que corresponde a 1W de potencia en la carga de 16[Ω] es:

$$V_{RMS\ 1W} = 4 [V] = 5.6568[Vp]$$

Por lo que los limites serán:

$$L_i = 5.64 [V]$$

$$L_s = 5.66 [V]$$

Con estos resultados el regulador a 5V es insuficiente, por lo que se usó una fuente de 15V.

Y los divisores de tensión son:

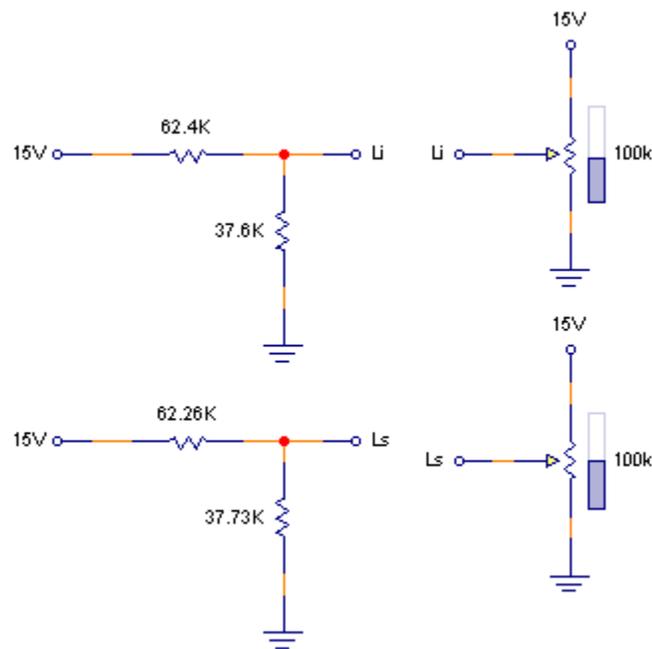


Figura 3.50: Divisores de tensión para una carga igual a 16Ω

El circuito indicador de potencia se realizó en una placa de una cara de cobre, y solo se armaron los indicadores para dos cargas 4[Ω] y 6 [Ω] pues son las dos cargas más comunes en equipos de audio caseros. Siendo este trabajo un proyecto no es necesario hacer los demás indicadores, pues tienen la misma forma de operación, y si fuera necesario, solo se ajustan los límites inferior y superior del circuito para trabajar con otras cargas.

El circuito impreso quedó de la siguiente manera:

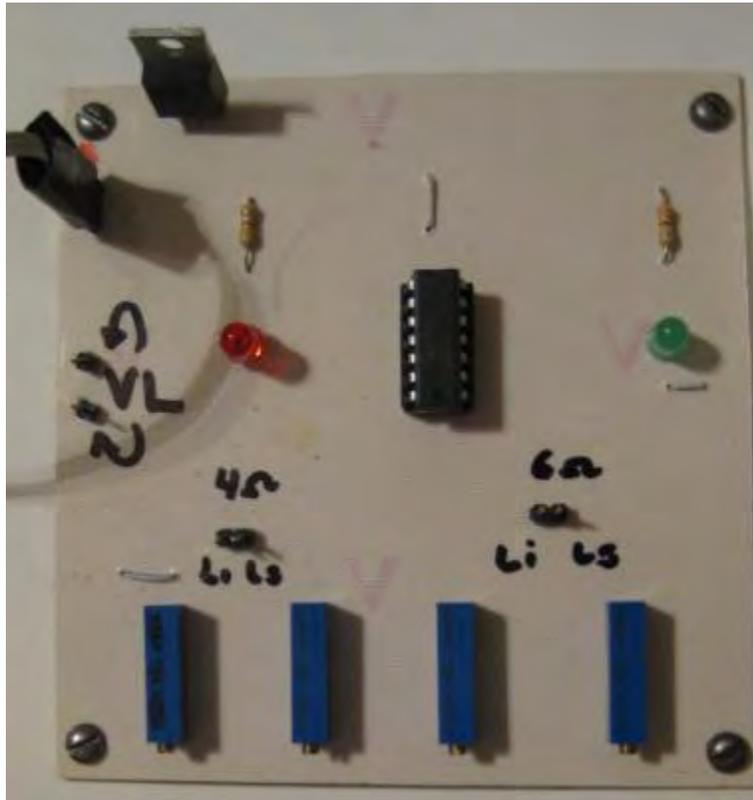


Figura 3.51: Circuito detector de potencia.

- **3.5 Micrófono y Bocinas seleccionadas para el sistema.**

Ya con el debido conocimiento de las características y las cualidades de los diferentes tipos de micrófonos y bocinas en el mercado, y considerando los costos de los mismos, se llegó a la siguiente elección:

- **3.5.1 Bocina seleccionada:**

Se seleccionaron para el proyecto las bocinas marca SONY modelo XS-GTF1035R, especiales para auto estéreo, pues como se estudió en el análisis de los tipos de bocinas, las bocinas diseñadas para auto estéreo, tienen una respuesta suficientemente lineal para propósitos generales, además en su arquitectura tiene incluido tweeters y un sistema de realce de bajos, el cual nos garantiza el proveedor brinda una respuesta en frecuencia plana. Obviamente para un equipo que pretende caracterizar sistemas de audio, una sola bocina es insuficiente, pero para fines prácticos se eligió este dispositivo



Figura 3.52: Bocinas seleccionadas marca Sony

Características:

- * Potencia máxima de entrada: 140W
- * Potencia nominal: 30 W RMS
- * Altavoz de graves de material HOP
- * Suspensión textil con recubrimiento de goma
- * Tweeter de material HDLD con imán de neodimio
- * Respuesta en frecuencia: 45 Hz a 26 kHz
- * Sensibilidad: 88 dB/W/m

Esta bocina brinda la potencia y la respuesta necesaria para caracterizar un sistema, siempre y cuando las características del proveedor sean ciertas al 100%

▪ 3.5.2 Micrófono seleccionado

El micrófono seleccionado para este proyecto es un electret WM-61B, el cual brinda una buena respuesta en frecuencia y una sensibilidad bastante buena para esta aplicación:

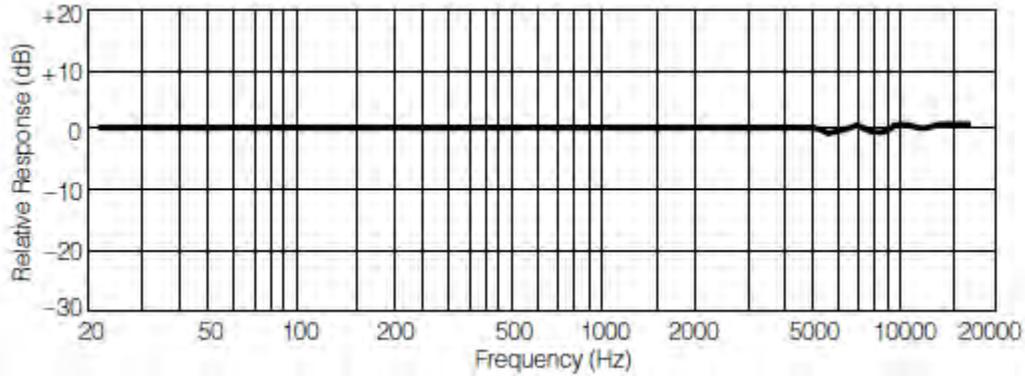


Figura 3.53: Respuesta en frecuencia del micrófono seleccionado

■ Sensitivity

$V_s = 2.0V$
 $R_L = 2.2k\Omega$ $-35 \pm 4dB$

■ Specifications

Sensitivity	$-35 \pm 4dB$ (0db = 1V/pa, 1kHz)
Impedance	Less than 2.2 k Ω
Directivity	Omnidirectional
Frequency	20–20,000 Hz
Max. operation voltage	10V
Standard operation voltage	2V
Current consumption	Max. 0.5 mA
Sensitivity reduction	Within -3 dB at 1.5V
S/N ratio	More than 62 dB

En la figura 3.53, la respuesta en frecuencia de este micrófono es muy buena, y según las especificaciones brindadas es constante en el rango de la audición humana, de 20 Hz a 20 kHz, la sensibilidad también es buena y se puede conectar con un circuito muy pequeño y fácil de ensamblar.

El micrófono electret tiene una etapa de salida FET, y está puede ser polarizada como el diseñador quiera para tener una ganancia de corriente específica.

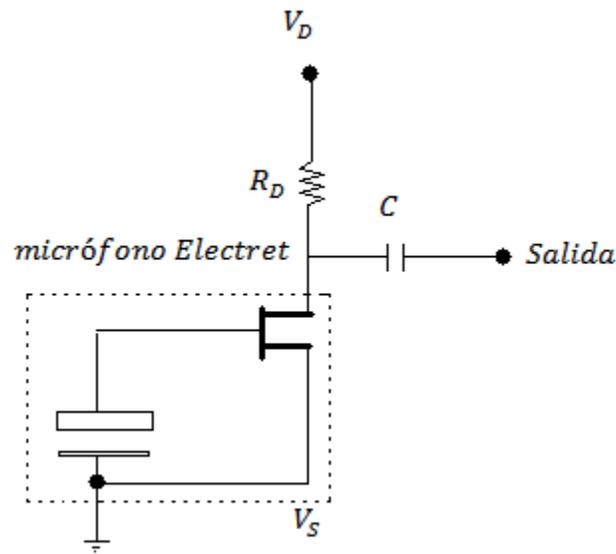


Figura 3.54: Estructura y conexión básica de un micrófono electret

En la figura 3.54 las dos terminales del micrófono electret son las que están conectadas al drain y al source del FET de salida, por lo tanto para polarizar este dispositivo se necesita información del mismo, como su gráfica i_D vs V_{GS} , el fabricante no proporciona estos datos, pero dice que el micrófono funciona de manera correcta con una $R_D = 2.2k\Omega$ y con $V_{DD} = 2V$ con estos valores la corriente del drain es de aproximadamente de 0.9 mA por lo que si se usa una fuente de 15V, se necesita que R_D sea de 16.6 [k Ω]

Al hacer pruebas se encuentra que el micrófono funciona correctamente, pero la señal se ve “montada” sobre una señal semi-senoidal. Esta señal es el voltaje de rizo de la fuente, que si bien para fines prácticos no es grande, afecta esta aplicación. El problema se soluciona colocando un regulador de 5V, 7805, para reducir la señal de 15V a 5V, y como la regulación se hace de una fuente que supera tres veces al valor de regulación este rizo se elimina por completo quedando una señal de 5 V sin rizo. Otra forma de solucionar el problema es utilizando baterías para el circuito del micrófono electret, esto es una buena opción pues para hacer pruebas en espacios grandes es conveniente que esta etapa este separada completamente para poder mover el micrófono sin necesidad de mover todo el sistema.

El siguiente problema a solucionar es amplificar las señales del micrófono lo suficiente para trabajar cómodamente con ellas, para esto se utilizan amplificadores inversores basados en el amplificador operacional TL082 el cual presenta gran impedancia de entrada $\approx 10^{12}\Omega$, bajo ruido de voltaje, y bajo ruido

de corriente, lo cual es perfecto para este proyecto además el ancho de banda con respecto a la ganancia es fácilmente controlable en este dispositivo.

Al no conocer la amplitud de la señal que el micrófono entregará a la salida fue necesario experimentar y obtener resultados que sirvan a la tesis, por ejemplo, si los osciladores tienen una amplitud de 14Vp, y queremos comparar las señales directamente, sería deseable que el micrófono entregara una señal en fase y de la misma amplitud, además si se requiere, tanto la señal del micrófono, como la de los osciladores pueden ser reducidas sin problemas para compararse.

Para buscar la amplitud de señal correspondiente se usaron dos amplificadores inversores en serie con la finalidad de que las señales de entra y salida estén en fase, además de ser un dispositivo fácil de implementar y de modificar la ganancia.

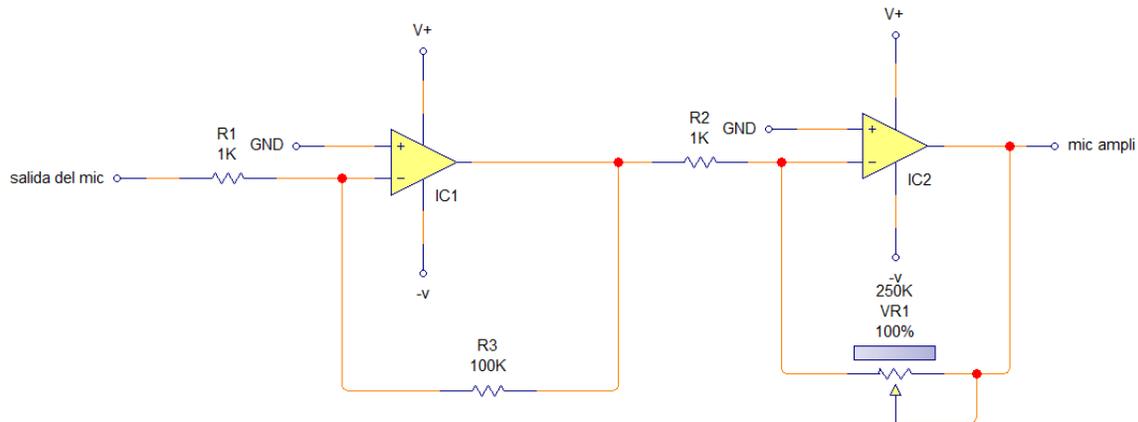


Figura 3.55: Circuito amplificador de prueba.

La ecuación para calcular la ganancia en el amplificador inversor es:

$$A = -\frac{R_f}{R_i} \quad \text{Ec. 2.49.2}$$

Por lo que a la salida (mic ampli) se tendrá la siguiente ganancia:

$$G = -\frac{R_3}{R_1} * -\frac{VR_1}{R_2} \quad \text{Ec. 3.20}$$

$$G = -\frac{100k}{1k} * -\frac{100k}{1k} = 10000$$

Considerando que VR1 sea aproximadamente 100k.

Con estos valores se logra una señal de 15Vp a la salida, pero no se ha considerado el ancho de banda que tiene el amplificador operacional.

La siguiente gráfica muestra la ganancia con respecto de la frecuencia.

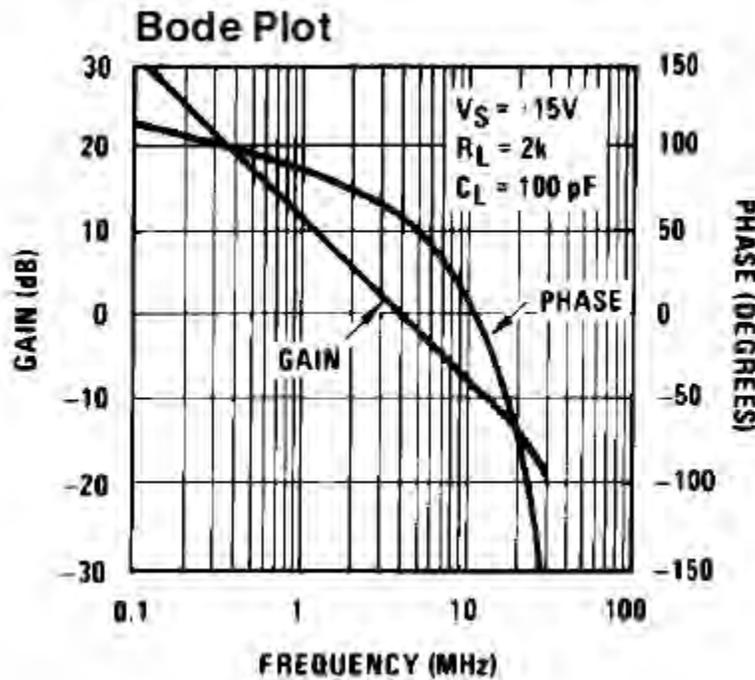


Figura 3.56: Gráfica de bode para el TL082

Si se necesita una amplificación de 10000, entonces esto en decibeles es:

$$dB = 20 \log G$$

$$dB = 20 \log 10000$$

Ganancia en dB=80.

Por lo tanto, para asegurar que no haya distorsión en la señal se hará la amplificación en 4 etapas de 20dB cada una, pues en la gráfica de bode se puede observar que para una ganancia de 20dB se pueden manejar sin problemas frecuencias por arriba de los 100kHz esto es:

$$20dB = 20 \log 10$$

La ganancia de cada etapa debe ser de 10

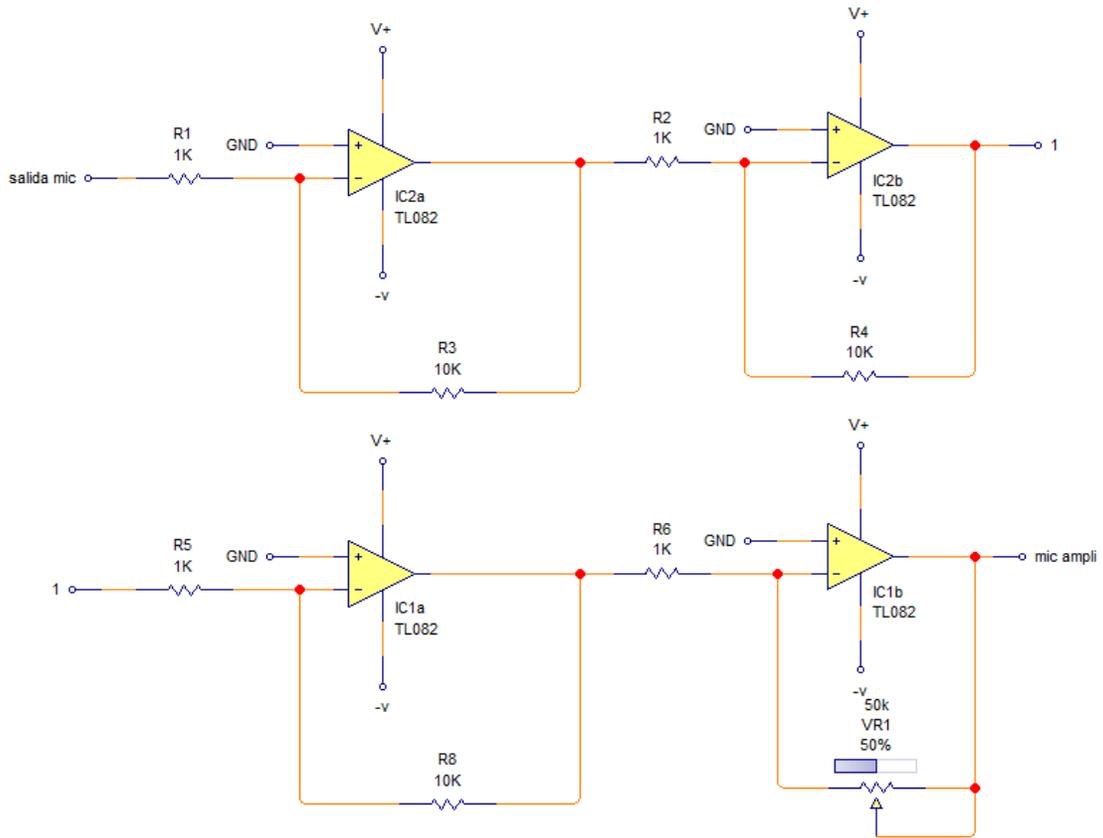


Figura 3.57: Amplificadores del micrófono electret

En la última etapa de amplificación se pone un potenciómetro de $50k\Omega$ para hacer algún ajuste necesario ya haciendo pruebas con el equipo completo.

Simulando el circuito en multisim obtenemos:

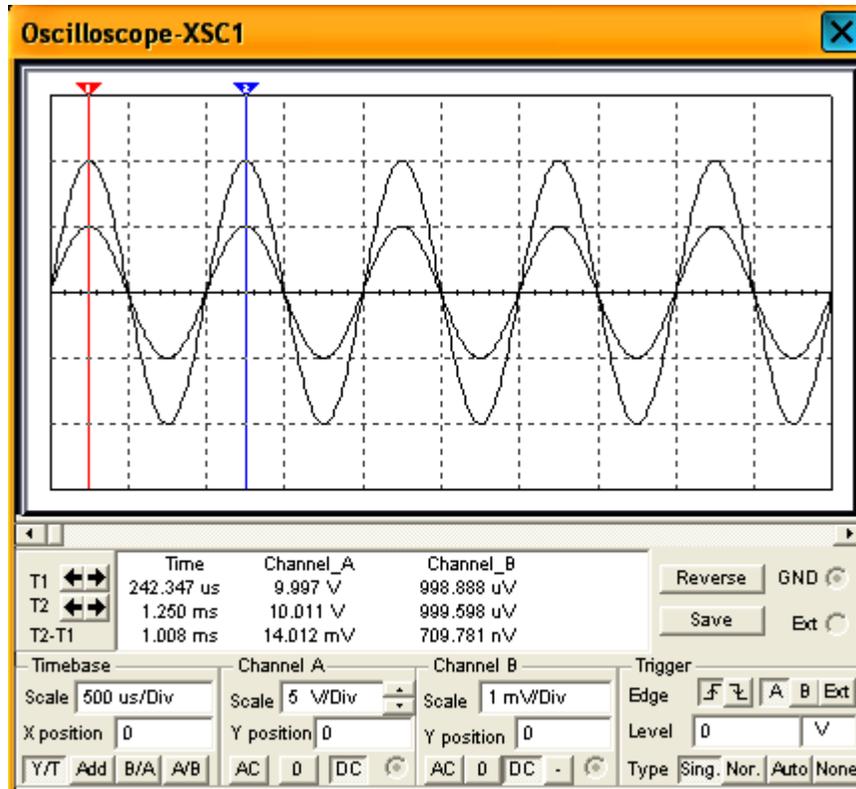


Figura 3.58: Respuesta de las etapas de amplificación del micrófono, 1kHz

En el canal B de la figura 3.58 se tiene la salida del micrófono, aproximadamente 1mV, y a la salida de las cuatro etapas de amplificación, canal A se tiene una señal de 10V, resultado que se esperaba, ganancia de 10000. Esta respuesta de la etapa amplificadora no tiene distorsión de la señal con respecto a la amplitud, pues se está trabajando a una baja frecuencia 1kHz, ahora se analiza el resultado a la más alta frecuencia que se piensa usar en este proyecto.

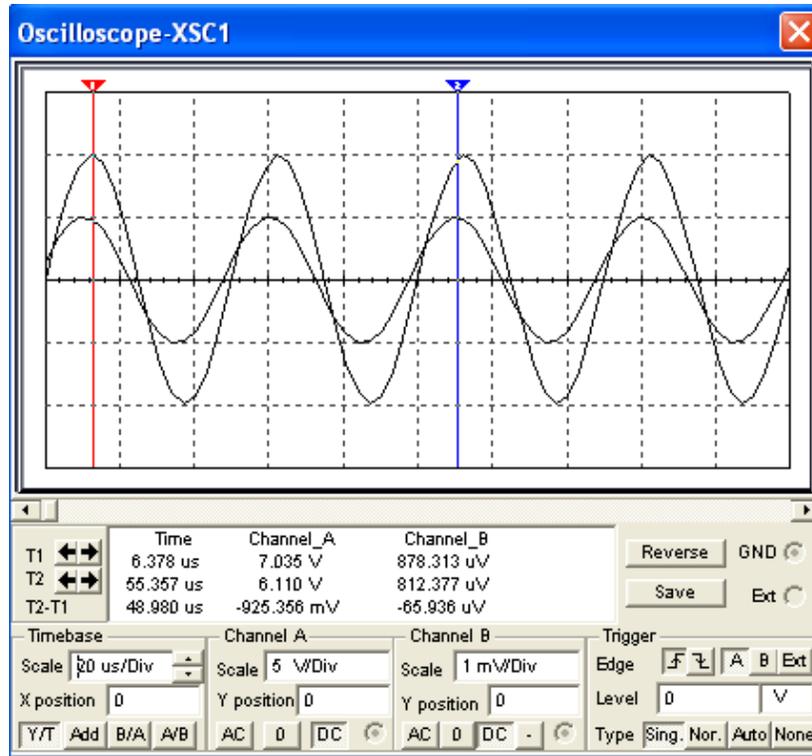


Figura 3.59: Respuesta de las etapas de amplificación del micrófono, 20kHz

Al tener una señal de 20kHz en la entrada de la etapa amplificadora, se observa que a la salida se conserva la amplitud de 10V, por lo que el diseño es correcto y se trabaja dentro del ancho de banda correcto para esta aplicación.

El circuito completo final para el micrófono es entonces:

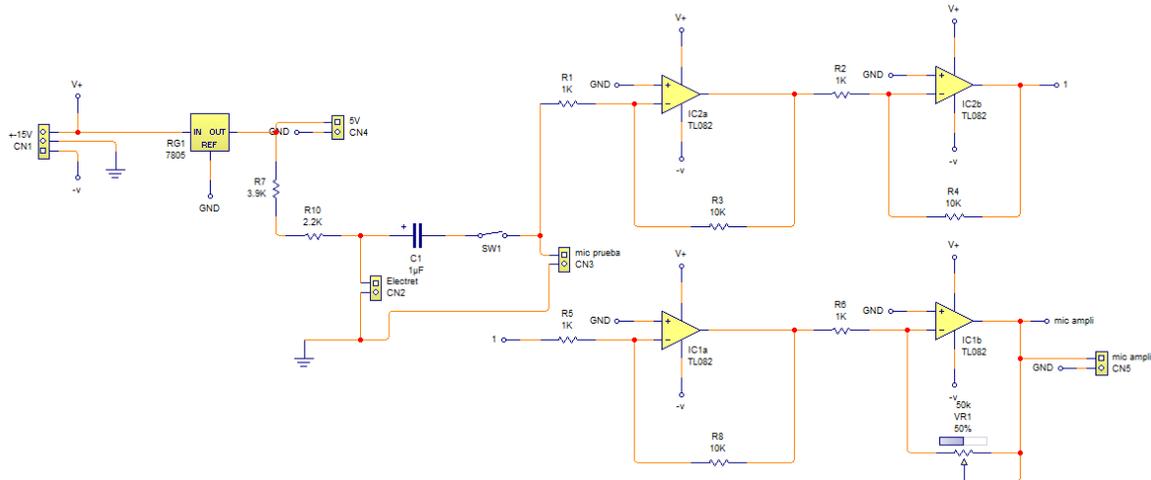


Figura 3.60: Circuito amplificador y seleccionador de micrófono

El circuito tiene la posibilidad de conectar otro micrófono directamente. Con el switch SW1 el micrófono electret queda desconectado de los amplificadores quedando la terminal mic-prueba libre para conectar en el circuito otro micrófono.

El circuito impreso quedó de la siguiente manera:

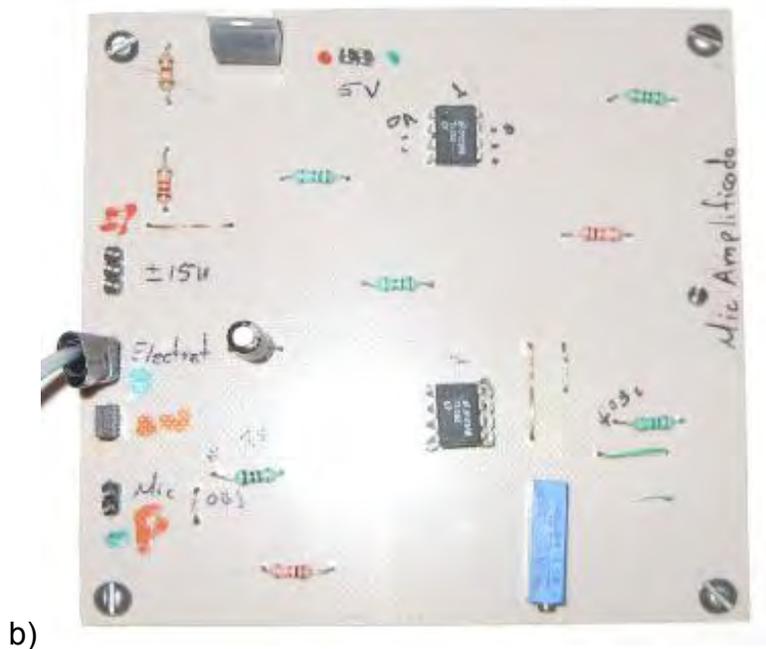
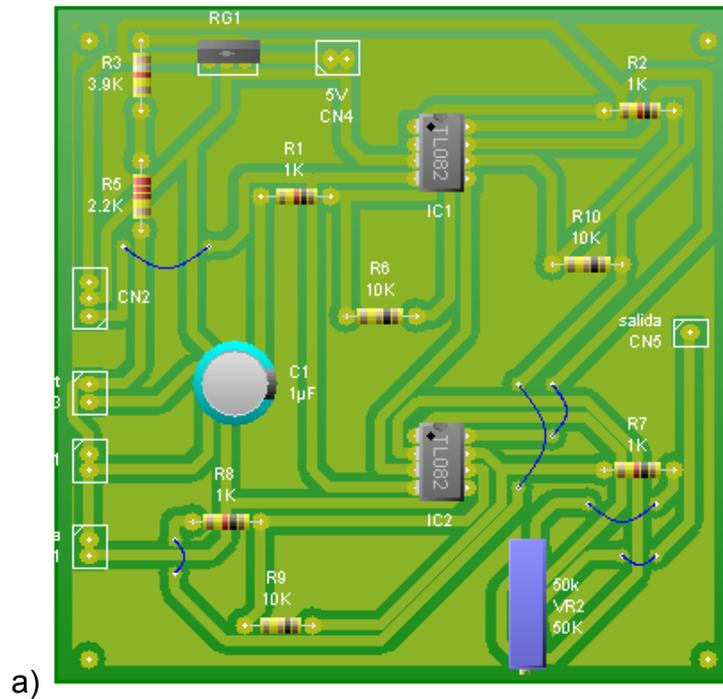


Figura 3.61: Circuito impreso, micrófono electret, a) Diseño en PCB WIZARD, b) Circuito armado.

- **3.6 Despliegue de resultados (tarjeta de adquisición de datos).**

Para el despliegue de resultados se optó por utilizar un programa de uso libre (para usos no comerciales) llamado Soundcard SCOPE V1.30, el cual es un osciloscopio para PC disponible en internet, figura 3.62:

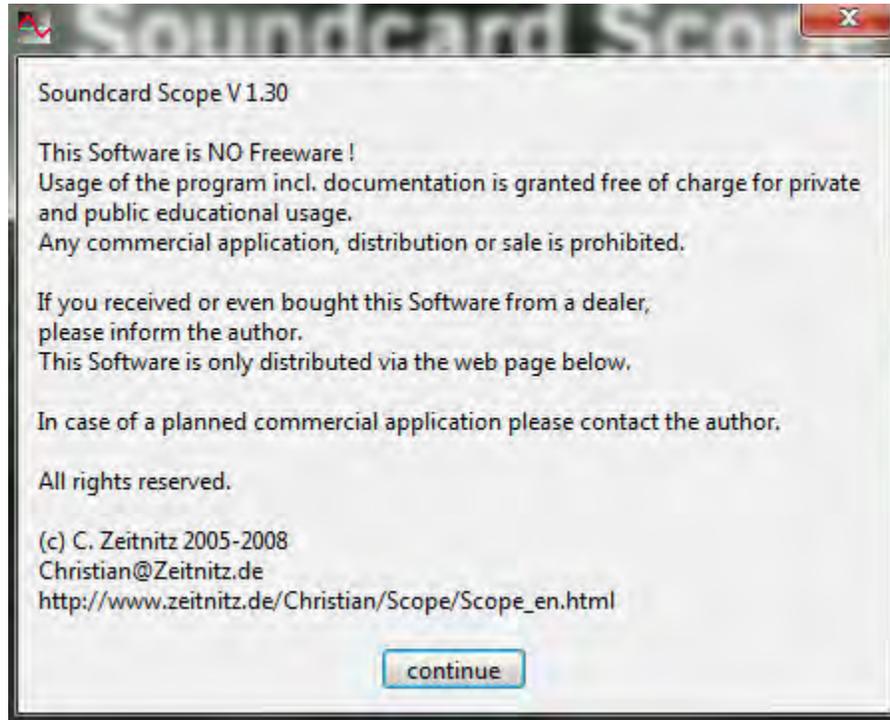


Figura 3.62: Osciloscopio para PC

Este programa utiliza la tarjeta de audio de las computadoras como vía de admisión de señales, desplegándolas en pantalla, siendo capaz de visualizar dos señales, una por cada canal de audio disponible, canal izquierdo y canal derecho.

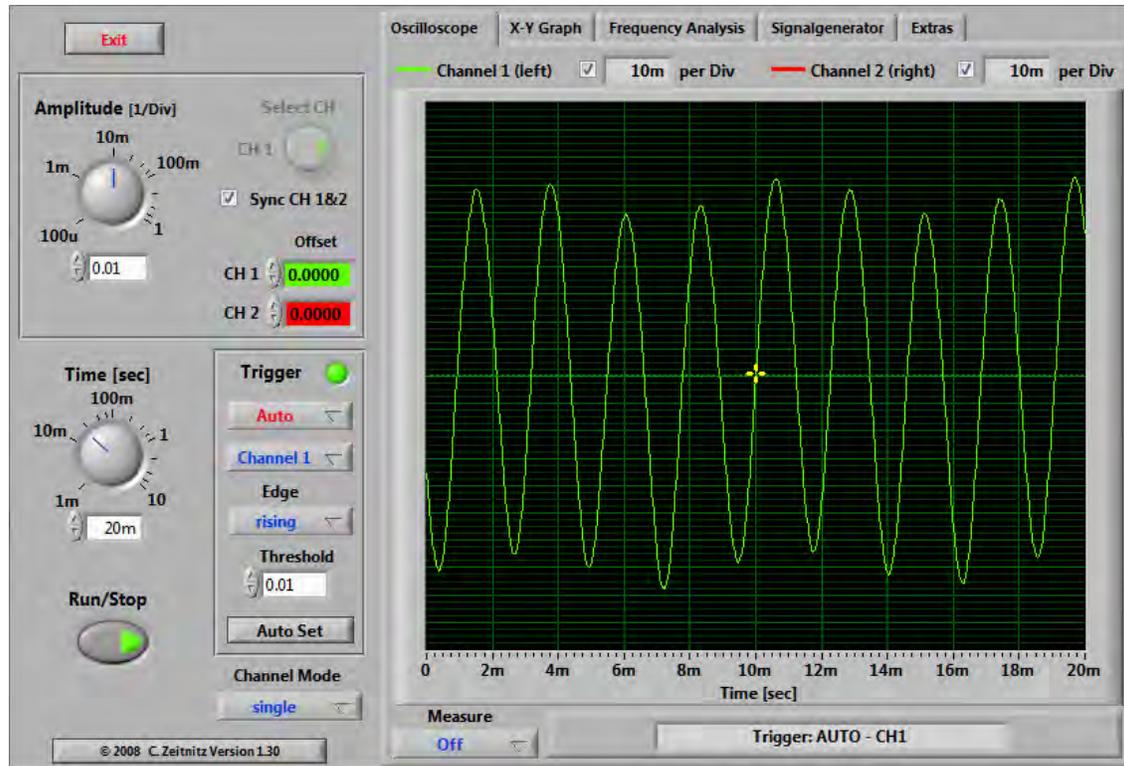


Figura 3.63: Pantalla principal del soundcard scope

En la figura 3.63 la pantalla principal del programa es muy parecida a un osciloscopio real, con controles de tiempo (trazo horizontal) y de amplitud (trazo vertical), pudiendo ver cada canal por separado o al mismo tiempo.

Otra ventaja de este programa es que contiene además de estas funciones un analizador de espectros con el cual se puede visualizar la señal bajo análisis en el dominio de la frecuencia.

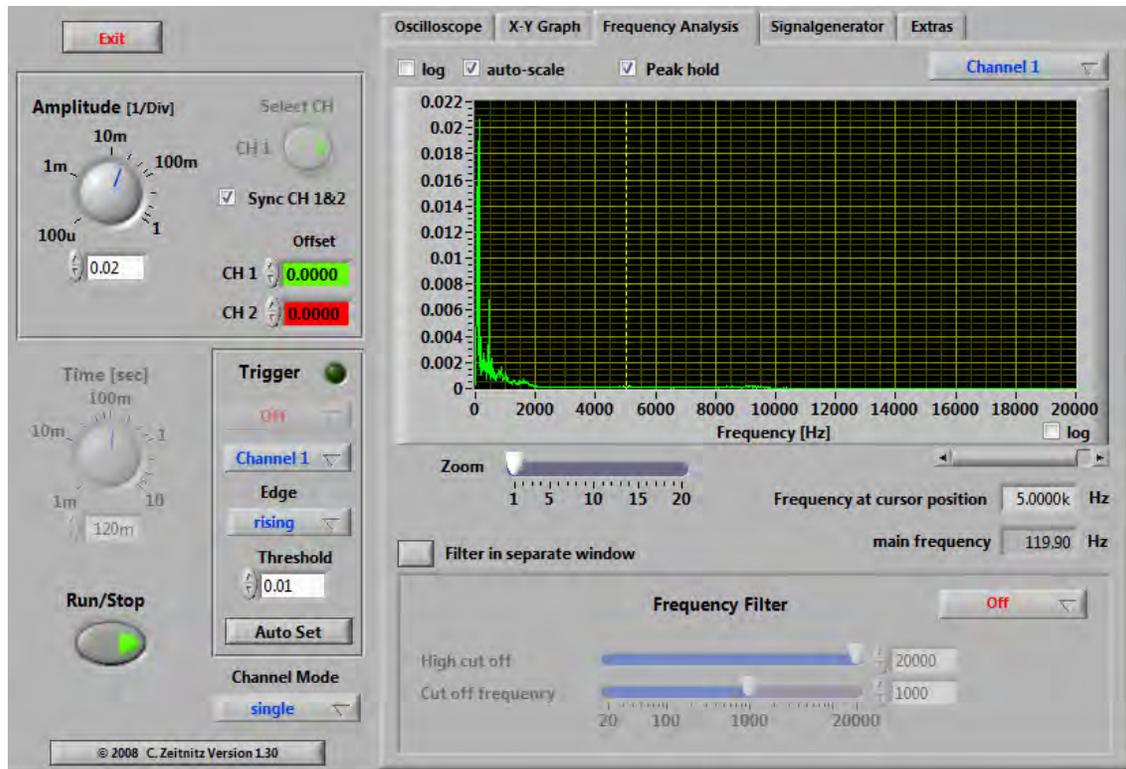


Figura 3.64: Analizador de espectros en Soundcard Scope

Con este programa se podrá caracterizar cualquier señal, con la ventaja de poder observarla y hasta grabarla en formato de audio .wav para futuras referencias. El único inconveniente es que la tarjeta de audio de una computadora tiene como máximo un rango de 4Vpp lo cual limita analizar directamente las señales de mayor amplitud, por lo cual es muy conveniente generar una tarjeta de adquisición de datos que permita introducir sin dañar la computadora las señales que sobrepasen este rango.

La tarjeta se diseñó de esta manera:

Como todo aparato medidor de tensión, se necesita una etapa de impedancia de entrada grande, por lo que se pondrá un circuito seguidor para cada canal.

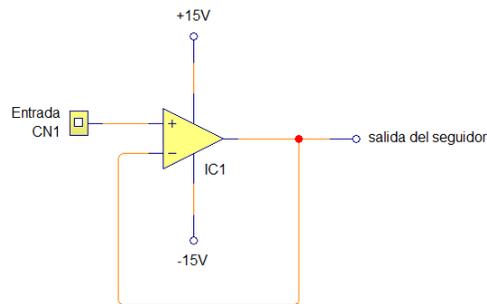


Figura 3.65: Circuito seguidor de tensión.

EL circuito seguidor de voltaje, es utilizado para acoplar impedancias, ya que su entrada es de muy alta impedancia y su salida es de muy baja impedancia, esto ayuda a no consumir grandes cantidades de corriente en la etapa de entrada.

Después de esta etapa y debido a que la tarjeta de audio de una computadora satura a los 2 V_p será necesario reducir todo valor de entrada entre 10, 100 o 1000 para así asegurar la seguridad del equipo de computo y una buena medición.,

Esto se hará con divisores de tensión y una perilla seleccionadora:

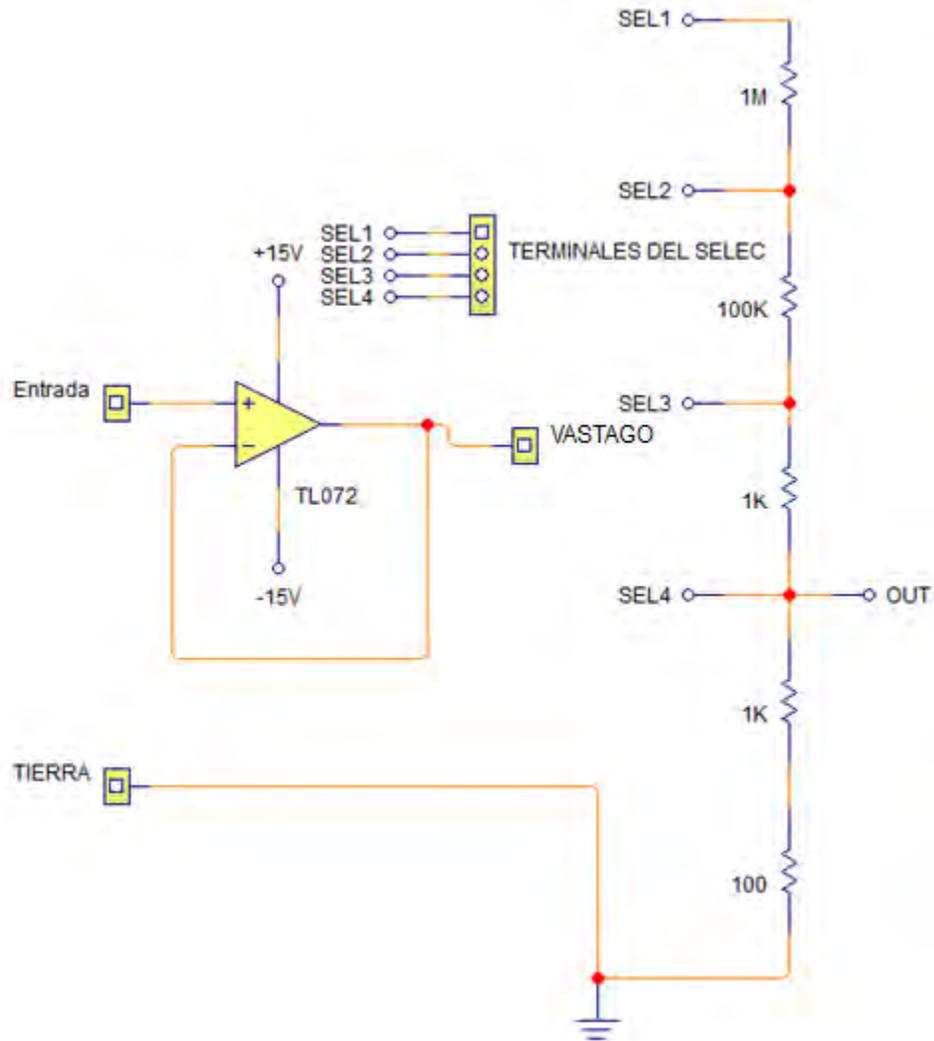


Figura 3.66: Divisores de tensión entre 1000, 10 y 2.

En la figura 3.66, la salida del operacional TL072 se conecta al vástago del seleccionador, el cual dependiendo de la posición enviará la señal a alguna parte del divisor de tensión, así si se selecciona SEL1 la señal se verá reducida 1000 veces, si se selecciona SEL2 10 veces, si se selecciona SEL3 la señal será dividida entre 2 y si se coloca el vástago en SEL4 la señal pasará íntegra a la siguiente etapa.

Los valores anteriores no son exactos, de hecho la resistencia de 100Ω fue añadida al final para aproximar más las divisiones, pero aún así no se logró un valor final deseable, por lo tanto se colocará otra etapa para afinar la división. Esta siguiente etapa no es más que otro divisor de tensión, pero ahora controlado por una resistencia variable, el circuito es el siguiente:

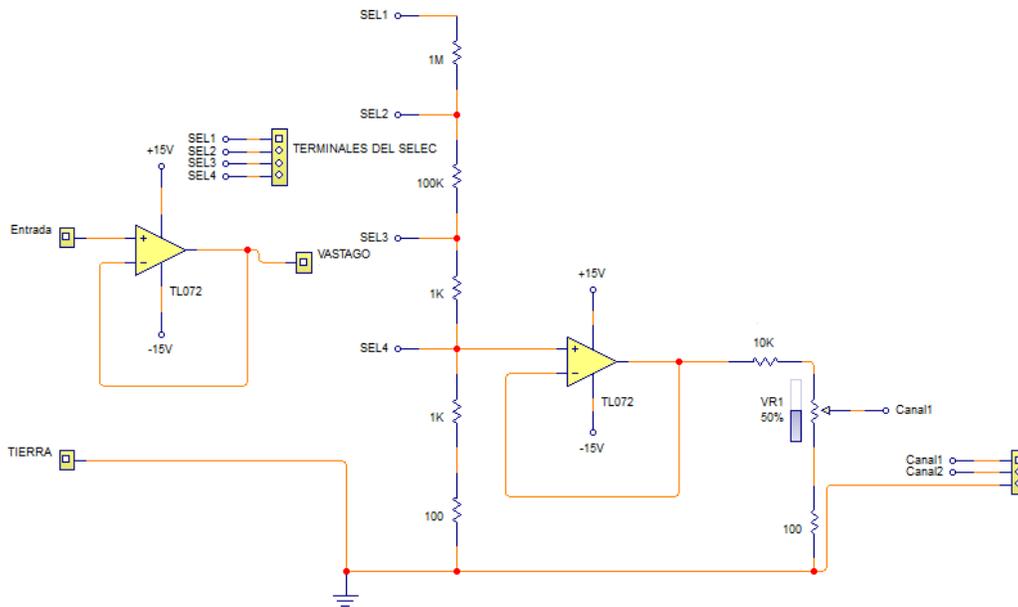


Figura 3.67: Tarjeta interfaz para Osciloscopio PC VR1=1K Ω

Como se muestra en la figura 3.67 la siguiente etapa de división es precedida de un seguidor de voltaje, esto es para que el nuevo divisor no intervenga con el anterior, en otras palabras, que la impedancia que va desde SEL4 hasta tierra no forme un paralelo con todas las resistencias que van desde la salida del segundo seguidor hasta tierra.

El nuevo divisor permite ajustar de manera analógica el valor de la salida de la tarjeta hacia la computadora, a diferencia del primer divisor que lo hace de manera escalonada y en valores fijos.

La figura 3.67, muestra solo un canal del osciloscopio de los dos que se tienen disponibles, así que será necesario repetir el circuito para el otro canal, previendo esto, se eligieron los amplificadores operacionales TL072, pues vienen 2 en un encapsulado de 8 terminales, lo cual lo hace un chip que ocupa muy poco espacio, por otro lado, el TL072 tiene una entrada basada FETs, lo que le da una muy alta impedancia de entrada, superando a otros amplificadores operacionales.

• **3.7 Alimentación del sistema**

Conociendo los requerimientos de potencia del circuito se puede diseñar una fuente de alimentación capaz de alimentar la cantidad deseada de voltaje y corriente. Los requerimientos son:

$$\text{Voltaje} = 15[V]$$

$$\text{Corriente} \geq 1.1249$$

$$\text{Potencia} \geq 5.624$$

Estos valores son críticos, y se presentan en el peor de los casos, lo que asegura que si la fuente se diseña para manejarlos o superarlos, se garantiza un correcto funcionamiento de la fuente en todos los casos que se presenten en el circuito.

La alimentación del sistema está basada en el circuito básico de una fuente doble regulada con transformador, el diagrama es el siguiente:

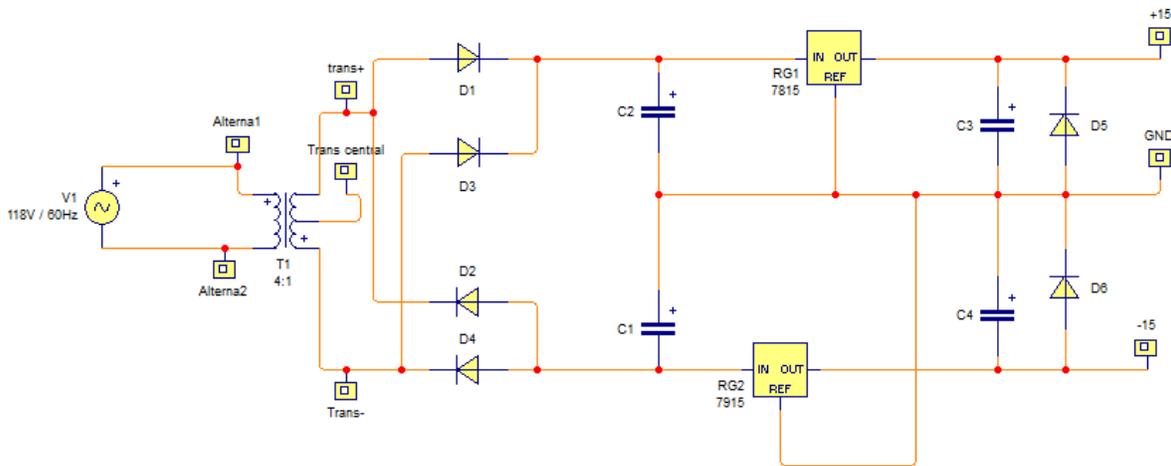


Figura 3.68: Circuito de fuente doble a $\pm 15V_{dc}$

Para el diseño de una fuente, hay que basarse en el resultado que se requiere a la salida de la misma y el valor en volts de la línea de donde se alimentará.

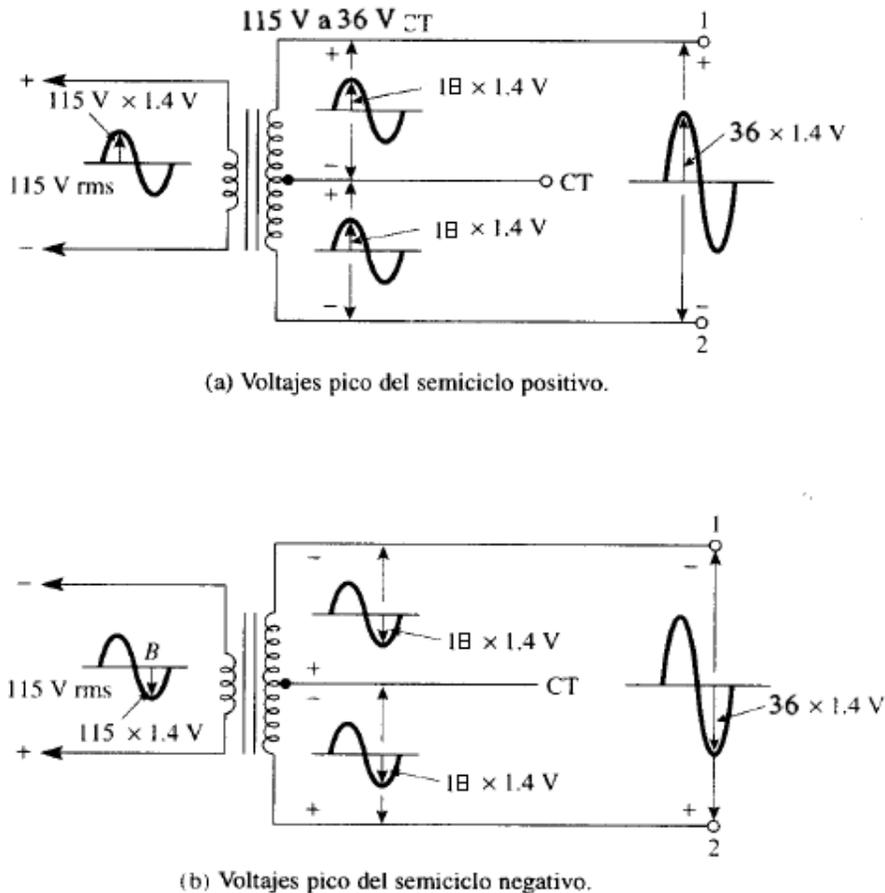
El valor de la línea es aproximadamente de 110 a 120 V_{rms} , y el valor que se requiere para este proyecto es de $\pm 15[V_{dc}]$ por lo cual se necesita reducir el valor de la línea por medio de un transformador. Por consiguiente hay que calcular que tipo de transformador se necesita, para eso, y puesto que se utilizaran dos reguladores de tensión de +15V y -15V respectivamente, se deben alimentar con un voltaje rectificado mayor a estos valores, por lo tanto el voltaje en el secundario del transformador será $V_s \geq 30V_{pp}$

$$V_s \geq 30V_{pp} \quad \text{Ec. 3.21}$$

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad Ec. 3.22$$

$$V_{rms_s} \geq \frac{15}{\sqrt{2}} \quad Ec. 3.22.1$$

Lo que quiere decir que para tener el voltaje de $15V_p$ con un transformador de 115V/10V sería suficiente, pero como se necesita que sea una fuente doble ($\pm 15V$) será necesario uno de 115V/20V con *tap central*, el cual no es comercial, pero se puede usar uno con un valor mayor, el más cercano es 115V/24V CT, este valor de transformador sería correcto si se intenta hacer una fuente no regulada, pero como se utilizarán reguladores de $\pm 15V$ es conveniente usar uno diferente, el cual otorgue un voltaje cercano a dos veces el voltaje de regulación, con lo cual se eliminará de manera más eficiente el voltaje de rizo de la fuente no regulada, este transformador es 115 V/ 36V.



Transformador de 115 V/36 VCT.

Figura 3.69: Ciclo positivo y negativo de una transformador

Se obtiene la siguiente señal.

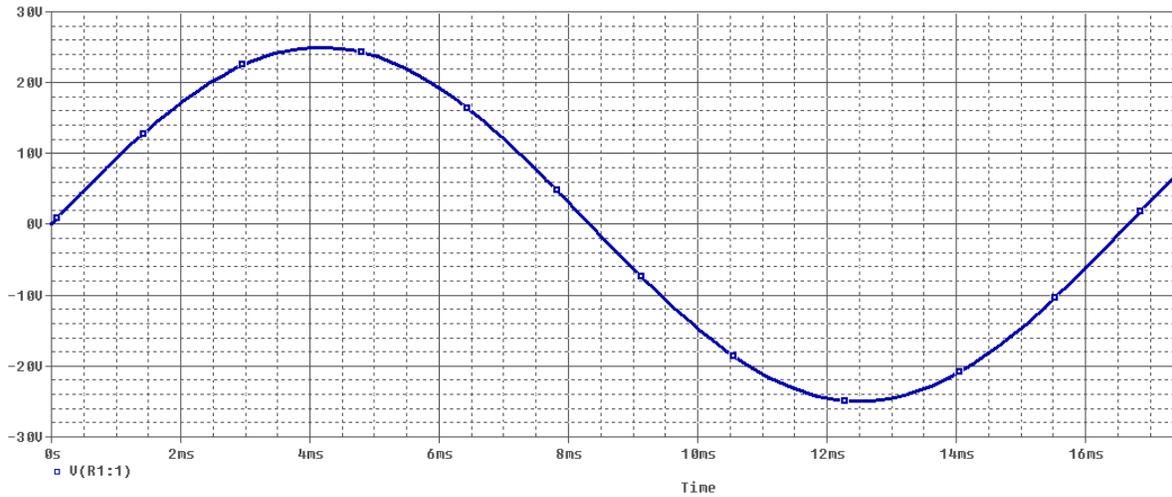


Figura 3.70: Tensión en el secundario de un transformador 115/36V utilizando el Tap central

El voltaje pico en el secundario del transformador es de 25.2 V del tap central a cualquiera de las otras dos terminales del secundario del transformador

Ya teniendo el valor deseado de señal alterna, es necesario rectificar la señal, para ello, se utilizó un circuito puente de diodos, para lograr un rectificado de onda completa.

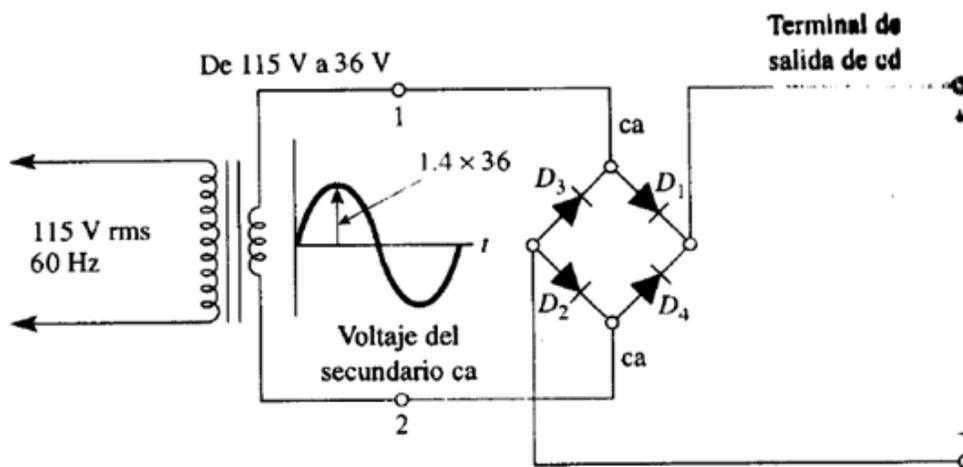


Figura 3.71: Transformador con puente de diodos.

El resultado del rectificador de onda completa es:

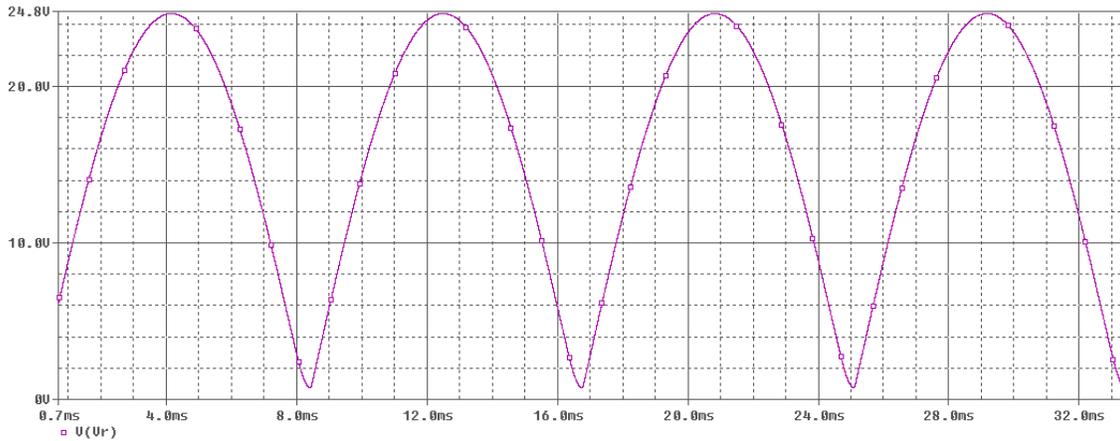


Figura 3.72: Rectificación de onda completa

Como la respuesta aún tiene mucha variación de tensión, es necesario hacer una etapa de filtrado, la cual se logra con un capacitor.

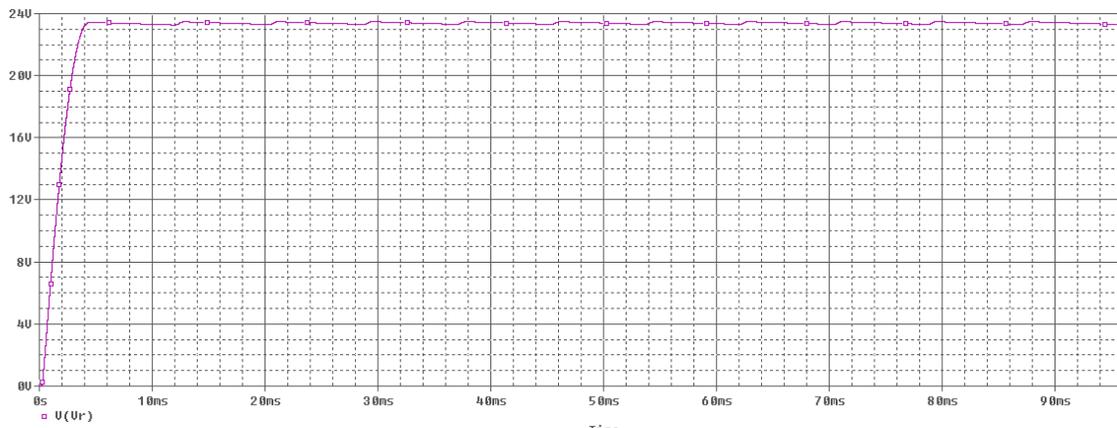
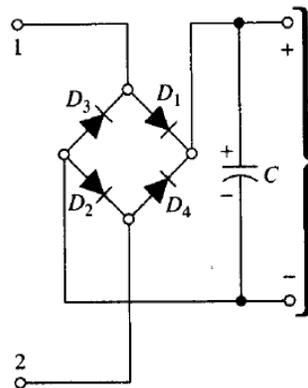


Figura 3.73: Filtrado de un rectificador de onda completa usando un capacitor

Esta etapa pretende eliminar lo más posible la variación de tensión, pero aún con un capacitor grande, se obtiene un voltaje de rizo, el cual es preferible eliminar.

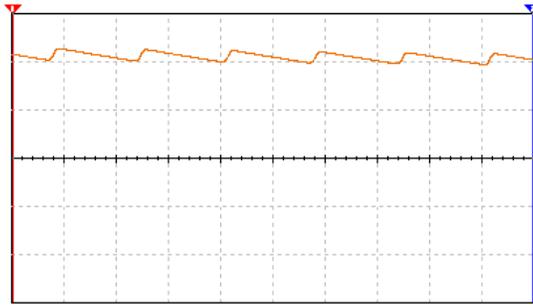


Figura 3.74: Voltaje de rizo

El factor de rizo del rectificador está definido por:

$$r = \frac{\text{valor rms del componente de ac de la señal}}{\text{valor promedio de la señal}}$$

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{dc}} \quad \text{Ec. 3.23}$$

Mientras el valor de factor de rizo sea menor al 10% se considera que la fuente es buena, el rizado no afectará significativamente el funcionamiento del circuito.

Con un capacitor de $1000\mu F$ se logra un rizo de unos cuantos micro volts, que ya es un valor muy bueno para casi cualquier aplicación.

Para terminar se coloca un regulador de tensión a 15V uno para cada valor +15V y -15V.

Al utilizar reguladores de tensión, se asegura una disminución mayor del rizo a la salida, pues el regulador atenúa en gran medida el factor de rizo.

Los fabricantes de los reguladores de circuito integrado, especifican su funcionamiento de ca mediante un parámetro denominado rechazo de rizo. Es el cociente entre el voltaje de rizo de entrada pico a pico, ΔV_{onoreg} , y el voltaje de rizo de salida pico a pico, ΔV_{oreg} . Su valor característico es de 60dB, o más, lo que implica una reducción en el voltaje de rizo de por lo menos 1000:1. Por ejemplo, si a la entrada del regulador existe un voltaje de rizo de 5V, en la carga aparecen menos de 5mV.

Así se asegura una fuente prácticamente sin rizo y con el valor de tensión exacto, además de esto, al circuito se le pone un capacitor de salida, solo para mantener

estable el valor de tensión, y un diodo que protege al circuito de un regreso de corriente.

Para el regulador utilizado el fabricante indica lo siguiente:

$$70dB = 20 \log \frac{\Delta V_{in}}{\Delta V_o} \quad Ec. 3.24$$

$$3.5dB = \log \frac{\Delta V_{in}}{\Delta V_o} \quad Ec. 3.24.1$$

$$10^{3.5} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta V_o} \quad Ec. 3.24.2$$

$$3162.27 = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta V_o} \quad Ec. 3.24.3$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_{in}}{3162.27} \quad Ec. 3.24.4$$

Con lo que se observa que el voltaje de rizo en la salida es 3162.27 veces más pequeño que el de la entrada.

La corriente máxima que entrega el circuito es de 1.2A de corriente continua, limitada por los reguladores de tensión.

La potencia que puede entregar la fuente es de:

$$P = V * I_c = 15[V] * 1.2[A] = 18[W]$$

- **3.7.1 Pruebas a la Fuente de Alimentación.**

El diseño terminado de la fuente de alimentación es el siguiente:

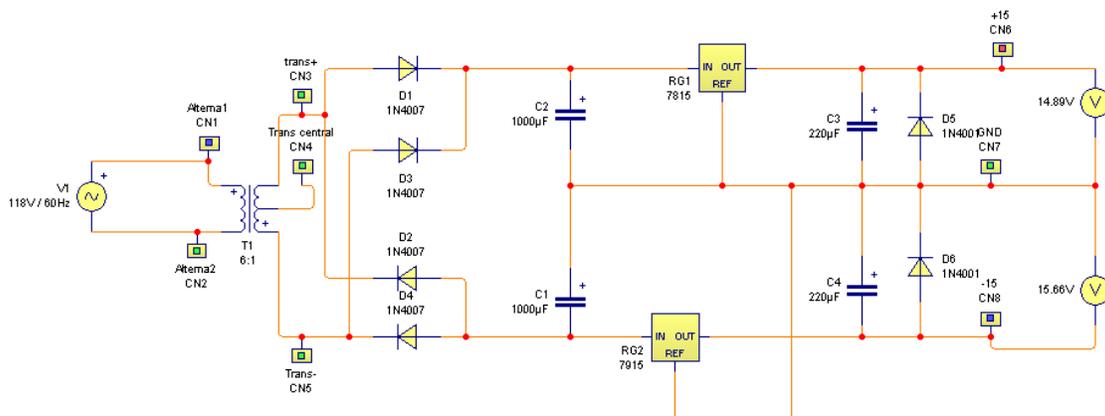


Figura 3.75: Fuente de alimentación

Lo importante ahora es la obtención de los materiales y el ensamblado.

Los materiales son:

Name	Quantity
1000µF Electrolytic Capacitor	2
1N4007 Diode	6
220µF Electrolytic Capacitor	2
6:1 Transformer	1
7815 (15V, 1A) Voltage Regula...	1
7915 (-15V, 1A) Voltage Regul...	1

Tabla 3.6: Reporte de materiales para la fuente $\pm 15V$ obtenido en el programa livewire

El transformador es 115/36V con tap central a 2A y los dos reguladores se compraron con encapsulado TO3, que por disipar mayor cantidad de potencia, son capaces de proporcionar mayor cantidad de amperes, estos elementos se eligieron debido a que se trabaja con bocinas, dispositivos que consumen una gran cantidad de corriente.

Ya teniendo los materiales y teniendo simulado el comportamiento de la fuente, se procedió al diseño del circuito impreso, el cual se desarrollo en el programa PCBWIZARD 3

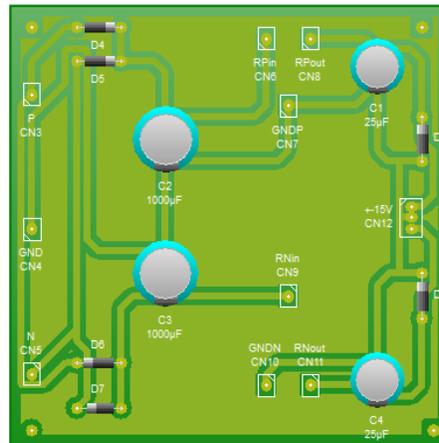


Figura 3.76: Presentación del circuito impreso REAL WORLD PCB Wizard 3

Las pistas del circuito impreso de la fuente, figura 3.77:

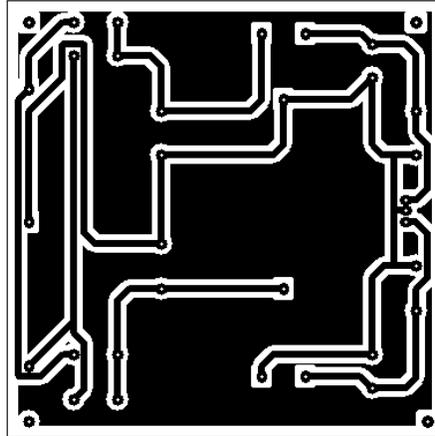


Figura 3.77: Pistas de la fuente $\pm 15V$

Una vez que ya se tienen las pistas se procede a imprimirlas en papel encerado, como el de las revistas, luego eso se plancha sobre una placa de cobre, se sumerge en agua, se retira el papel quedando solamente la impresión sobre la placa y se ataca con cloruro férrico, cuando el cobre innecesario se ha ido se lija quedando solo el dibujo de las pistas, se perfora y se sueldan las piezas quedando como en la siguiente imagen:

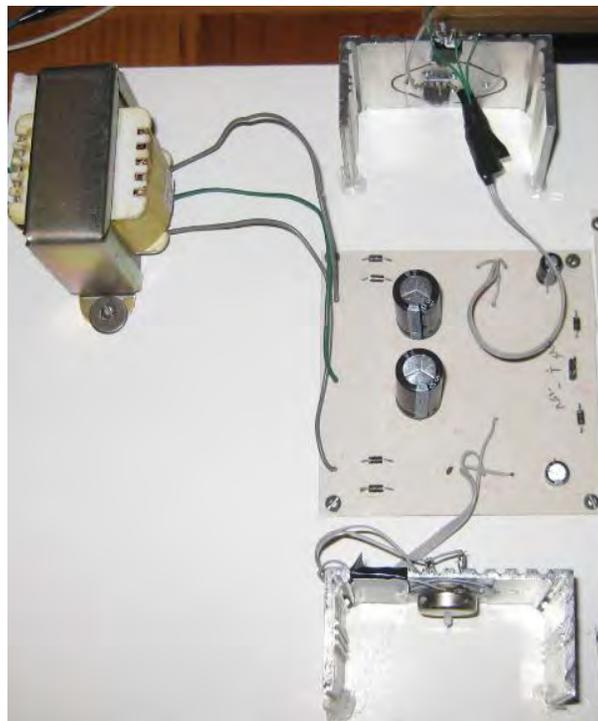


Figura 3.78: Fuente $\pm 15V$ terminada en placa fenólica

Ahora lo importante es probar si la respuesta es la esperada, para ello, se conecta a la línea y se mide la tensión entregada:

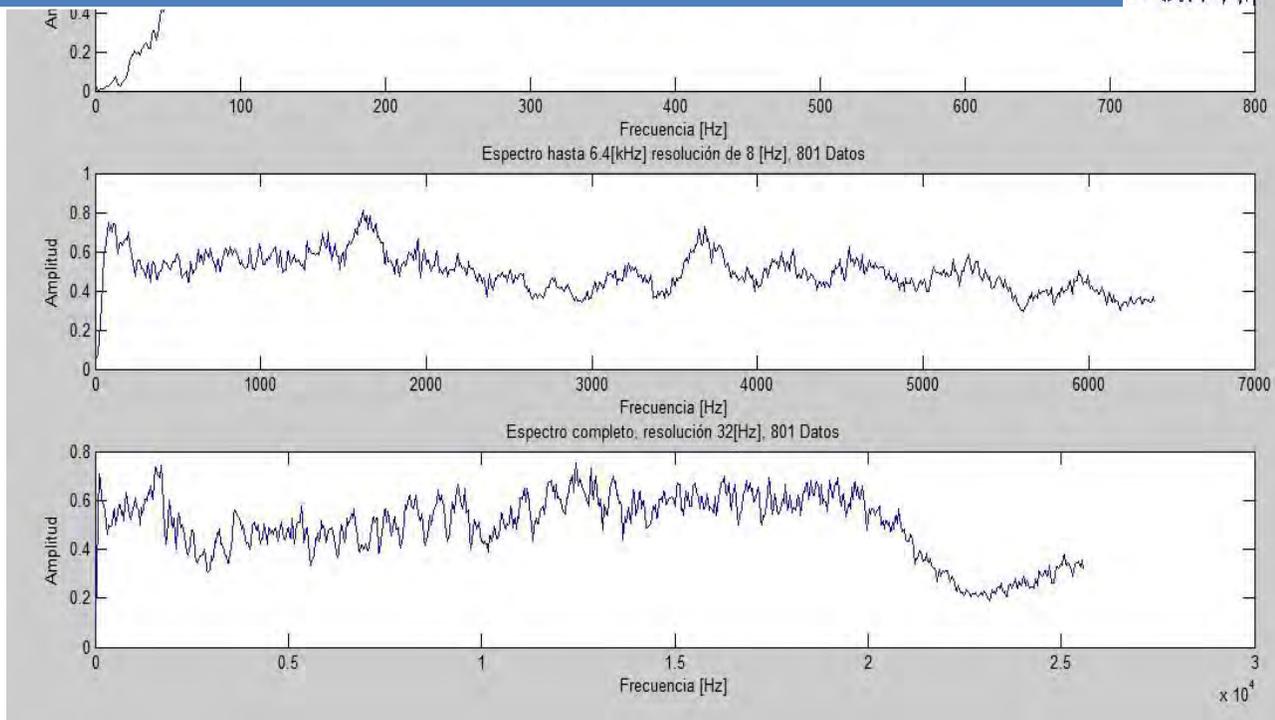


Figura 3.79: Respuesta de la fuente de alimentación.

En la figura 3.79, la fuente tiene el resultado esperado, no es exacto, pero está dentro del un valor de tolerancia aceptable.

SCEA

Capítulo IV: Funcionamiento y Aplicaciones.



Capítulo IV Funcionamiento y Aplicaciones.

En este capítulo se analizarán las diferentes funciones para las cuales fue diseñado el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio (SCEA). Se mencionarán algunos de los posibles problemas que pudieran presentarse en el manejo del equipo y sus soluciones.

- **4.1 Mantenimiento.**

Al ser un equipo de medición, es importante tener un mantenimiento constante que permita el buen funcionamiento del sistema.

El primer problema grave que se puede encontrar es la deformación de las ondas patrón debido a:

- Excesivo movimiento en la transportación del equipo.
- Golpes al equipo.
- Cambios bruscos de temperatura.
- Humedad en el ambiente.

Recomendaciones:

La bocina del equipo debe estar siempre libre de polvo que al “brincar” en el cono pueda generar ruidos indeseables y mediciones incorrectas.

El equipo debe mantenerse en un lugar fresco y seco, sin contacto directo con los rayos solares, pues los cambios de temperatura y humedad pueden crear variabilidad en los componentes resistivos del sistema, ocasionado distorsión en la señal patrón.

Si el equipo se ha instalado en una caja o gabinete, es importante que se instale un sistema de ventilación, pues hay elementos de potencia como transistores y reguladores de tensión, que tienen un gran coeficiente de transmisión calórica al medio ambiente.

La calibración del equipo se lleva a cabo con el programa Scope y solo es necesario conectar oscilador por oscilador a la etapa de potencia.

El sistema puede arreglarse sin necesidad de grandes equipos de medición, pues al poder ver las señales directamente en la computadora, un usuario capacitado podrá hacer un ajuste fino a los osciladores en cuestión de minutos.

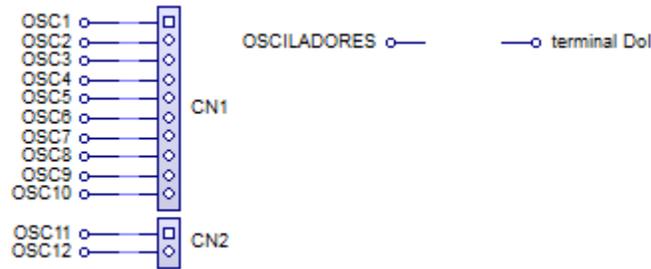


Figura 4.1: Conexión para ajustar osciladores.

En la figura 4.1 se conecta cada uno de los osciladores a la terminal derecha o izquierda (canal 1 o 2 de la tarjeta de adquisición de datos) para observar las oscilaciones en la computadora y así poder hacer el respectivo ajuste.

- **4.1.1 Ajustes para la utilización del equipo**

Antes de poder hacer caracterizaciones al equipo, hay que ajustar y “empatar” el Sistema Caracterizador de equipos de audio con la computadora, para lo cual se realiza el siguiente procedimiento:

- 1) Se conecta el sistema caracterizador de equipos de audio a la computadora, por medio de un plug de 3.5mm estéreo.
- 2) Coloca la perilla seleccionadora de ambos canales en SEL3.
- 3) Se conecta la terminal de ambos canales en la salida del oscilador 7.
- 4) Se configura el programa Scope para una frecuencia de muestreo de 96000[Hz] con 24 bits por muestra.

4.1) En la carpeta donde se instaló el programa Scope, se modifica el archivo Scope.ini colocando la siguiente información:

[Scope]

hideRootWindow=True

SamplingRate=96000

Bits=24

MaxFrequency=22000

Si la tarjeta de audio no tiene la capacidad para estos valores, un mensaje de error aparecerá al ejecutar el programa.

- 5) Se ejecuta el programa Scope.

- 6) En la opción **Measure** se elige la opción: Hz and volts y se seleccionan las dos casillas correspondientes a la frecuencia y al voltaje pico a pico, apareciendo sus indicadores en la parte superior de la pantalla.

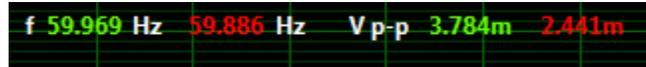


Figura 4.2: Indicadores de frecuencia y voltaje pico a pico por canal.

- 7) Se elige la pestaña **Extras** y en el recuadro Windows Sound Parameters se selecciona la opción **Input**

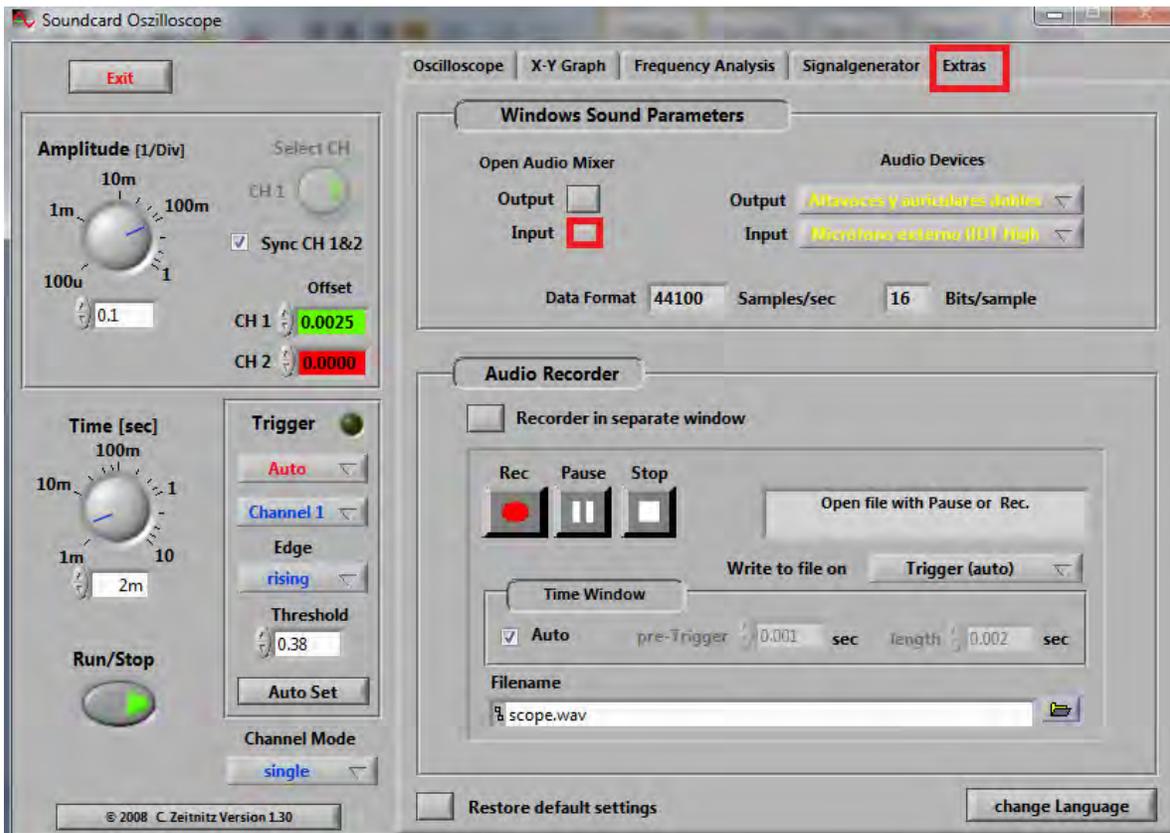


Figura 4.3: Pestaña de parámetros de sonido de Windows.

Con esta acción se despliega la pantalla que contiene las posibles entradas de audio de la computadora.

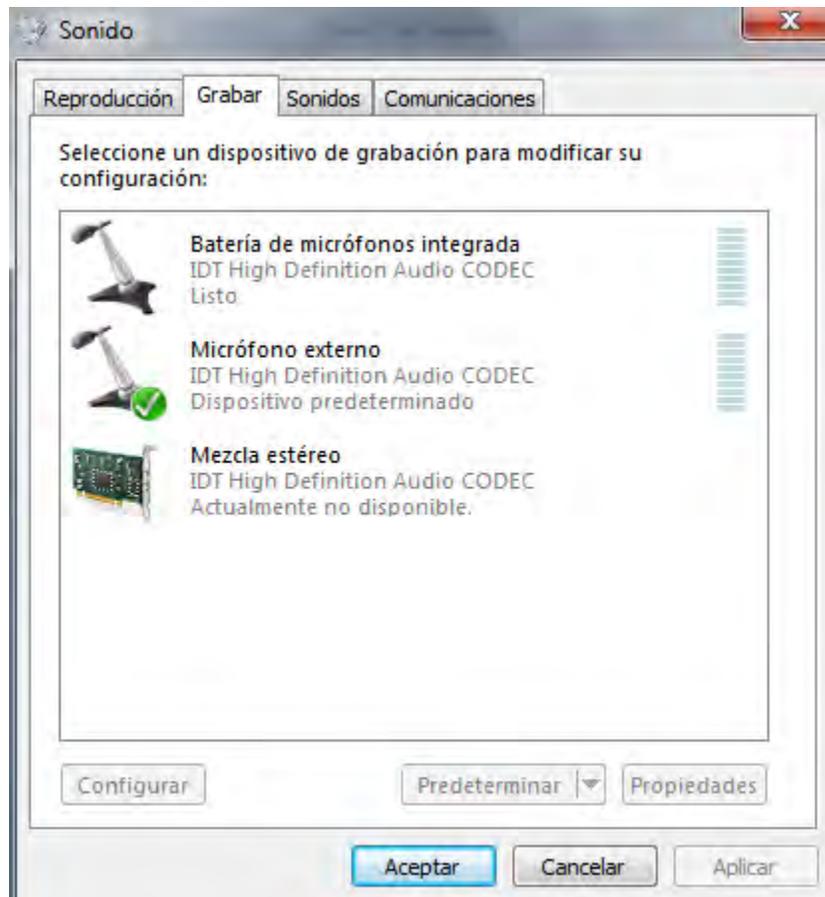


Figura 4.4: Posibles entradas de audio de la computadora.

8) Seleccionar la opción Micrófono externo y se avanza a la pestaña niveles.

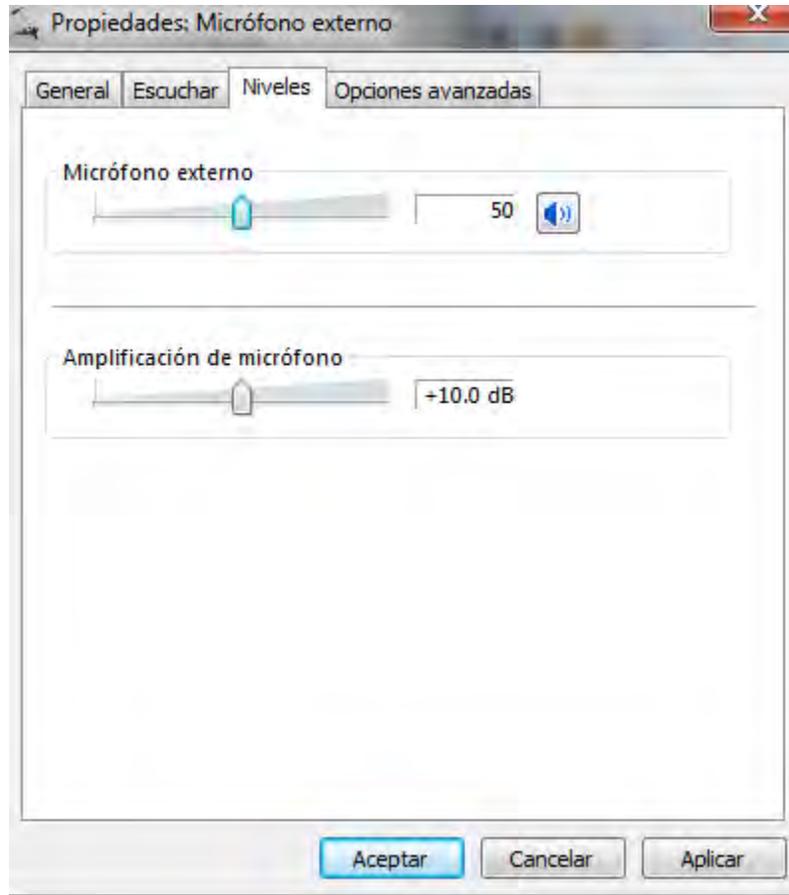


Figura 4.5: Propiedades de niveles de micrófono externo.

- 9) Se selecciona un nivel intermedio, aproximadamente 50% del valor máximo.
- 10) Aplicar y aceptar esta configuración

Conociendo que la respuesta de este oscilador 7 es de 1.152kHz con una amplitud de 14[Vp], y que al estar seleccionado el seleccionador SEL3 de la tarjeta de adquisición de datos, la entrada de voltaje a la computadora es 10 veces menor a la real, así que el valor esperado en pantalla es 1.4[Vp].

- 11) Se enciende el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.

Se observa la señal.

Si no hay señal detectada en la pantalla

- a) Verificar que las conexiones estén bien realizadas y que el aparato esté conectado correctamente en el enchufe de la línea.

- b) Girar la perilla del potenciómetro correspondiente al lazo de retroalimentación negativa del oscilador 7, hasta observar una onda senoidal en la pantalla.

Si la señal se ve deforme o cuadrada, hay que girar la perilla del potenciómetro del lazo de retroalimentación negativa hasta obtener una señal senoidal.

- 12) Ya teniendo una señal senoidal en pantalla, hay que girar la perilla del potenciómetro del canal 1 (trazo en verde) en la tarjeta de adquisición de datos hasta obtener una medición de 1.4 [Vp].

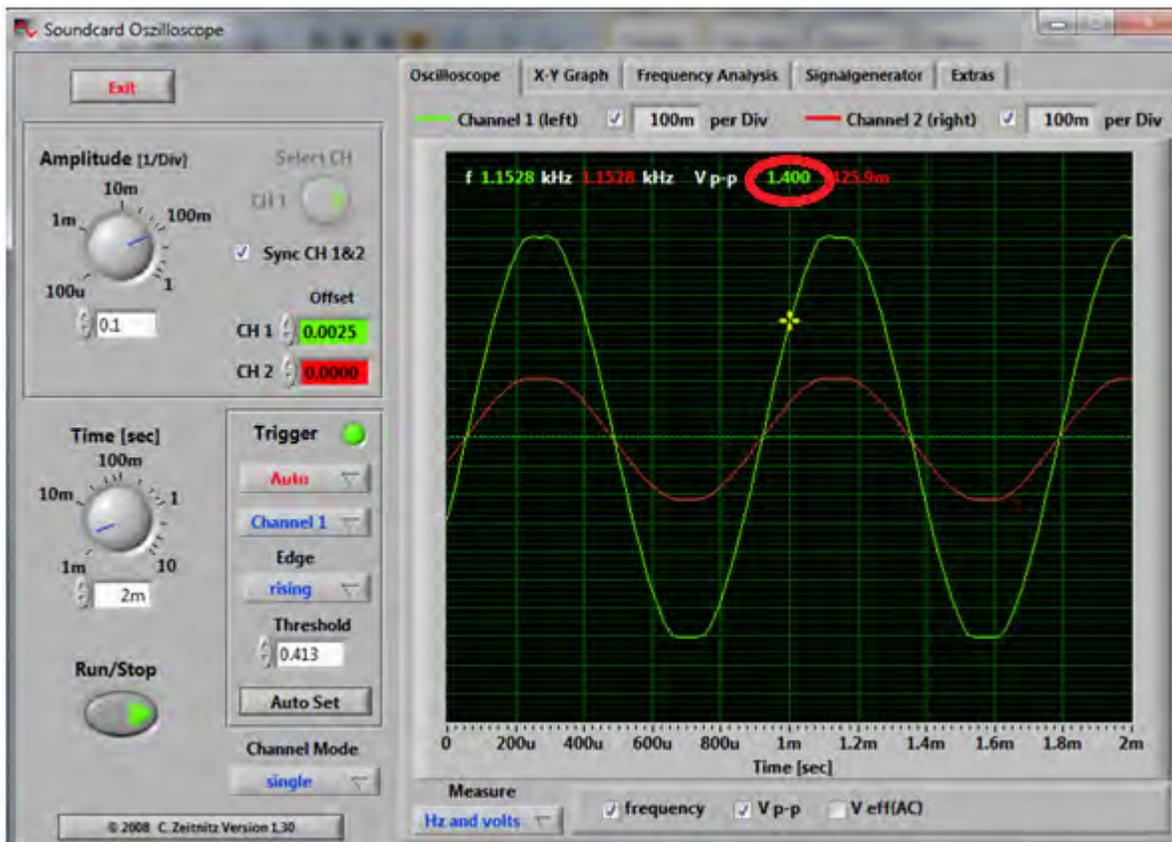


Figura 4.6: Tensión ajustada en canal 1

- 13) Se ajusta el canal 2 de la misma manera empatando las dos señales en la pantalla.

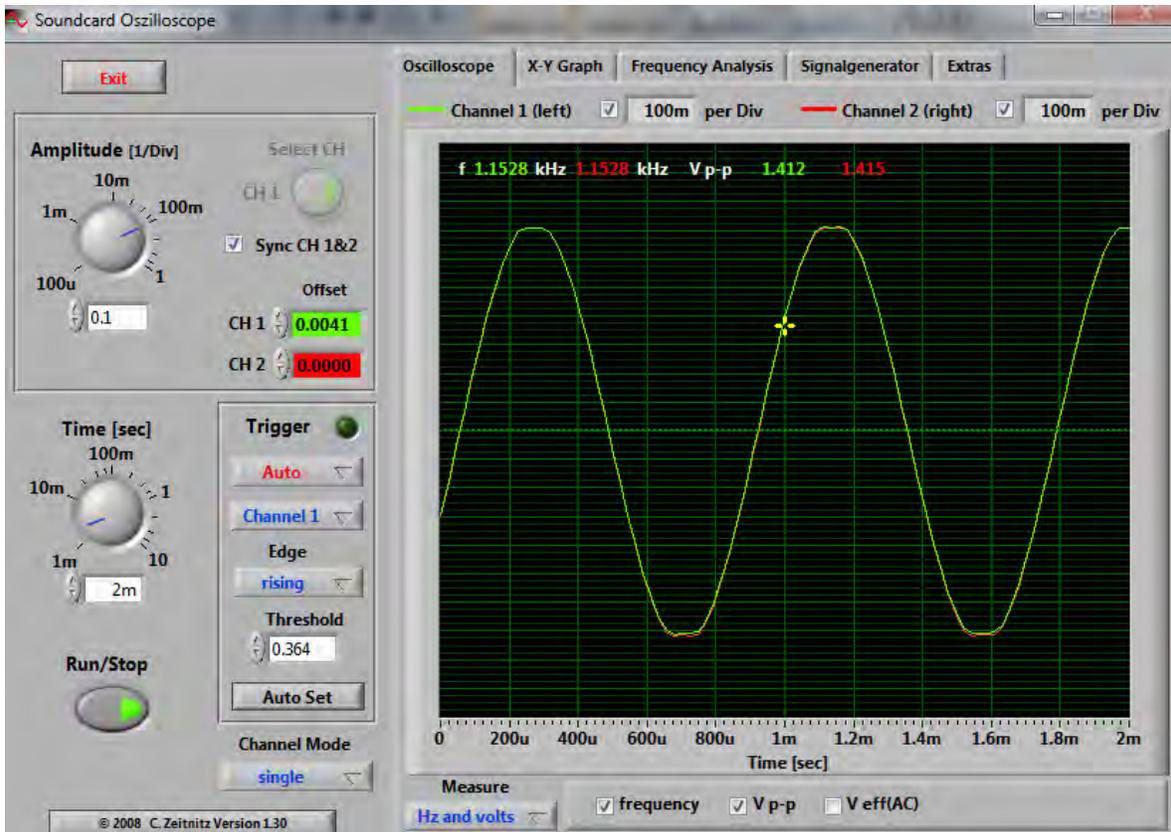


Figura 4.7: Tarjeta de adquisición de datos ajustada a la computadora.

Con este ajuste se puede asegurar que las mediciones que se hagan con el programa Scope y con la tarjeta de adquisición de datos serán correctos, siempre y cuando no se modifiquen ni los potenciómetros de la tarjeta ni el nivel de volumen del micrófono externo de la computadora.

- **4.1.2 Ajuste de los osciladores.**

Para ajustar los osciladores se conecta oscilador por oscilador y se revisa la señal entregada recordando que los datos obtenidos deben ser los de la tabla 4.1

Oscilador	Frecuencia	Amplitud [Vp]
1	20.04[Hz]	14
2	35.71[Hz]	14
3	64.51[Hz]	14
4	147.058[Hz]	13
5	238.095[Hz]	14
6	476.19[Hz]	14
7	1.1363[kHz]	14
8	2.08[kHz]	14
9	4.444[kHz]	12
10	7.69[kHz]	10
11	16.9491[kHz]	9
12	20.833[kHz]	8.5

Tabla 4.1: Frecuencias y amplitudes reales de los osciladores

Si se detecta deformaciones o ausencia de señal, basta con girar la perilla del potenciómetro de lazo de retroalimentación negativa del respectivo oscilador hasta encontrar la señal deseada.

- **4.1.3 Ajuste de los osciladores en etapa de potencia**

Se define el valor de tensión en la carga, este puede depender de la potencia requerida. Para este ejemplo se tomará 1 [Vrms] y se calibrará el oscilador número 8 colocando el selector de la tarjeta de adquisición de datos en SEL 3 para reducir en un factor de 10 la señal conectada a la computadora. Es recomendable hacer este tipo de ajuste con un oscilador con una frecuencia entre 1[KHz] y 5[KHz] puesto estas frecuencias son soportadas y correctamente leídas por casi cualquier tarjeta de audio de computadora.

Se conecta el oscilador número 8 a la etapa reductora de señal y esta a la etapa de potencia (no es necesario que la bocina este conectada al circuito).

Se observa que tensión se muestra en la pantalla del programa Scope; para ayudar a hacer la medición se cuenta dos barras que indican el nivel de tensión en la pantalla. Se oprime el botón **Measure** en la pantalla principal del programa Scope y se elige la opción **cursor volt**, aparecerán dos barras indicadoras de voltaje, solo hay que arrastrarlas hacia arriba o hacia abajo hasta que le valor de

tensión concuerde con el valor deseado, en este caso 0.14142 [Vp] aproximadamente, figura 4.8.

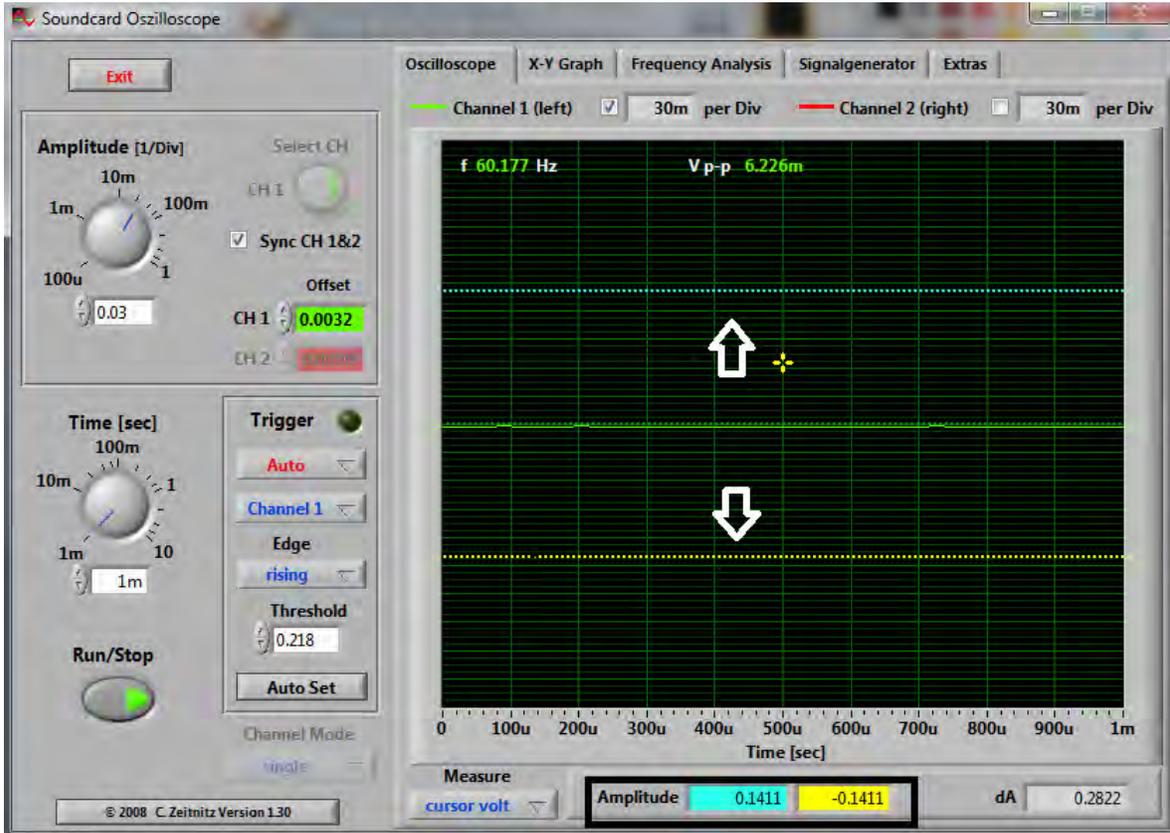


Figura 4.8: Cursores indicadores de voltaje

Se enciende el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio y se observa la señal.

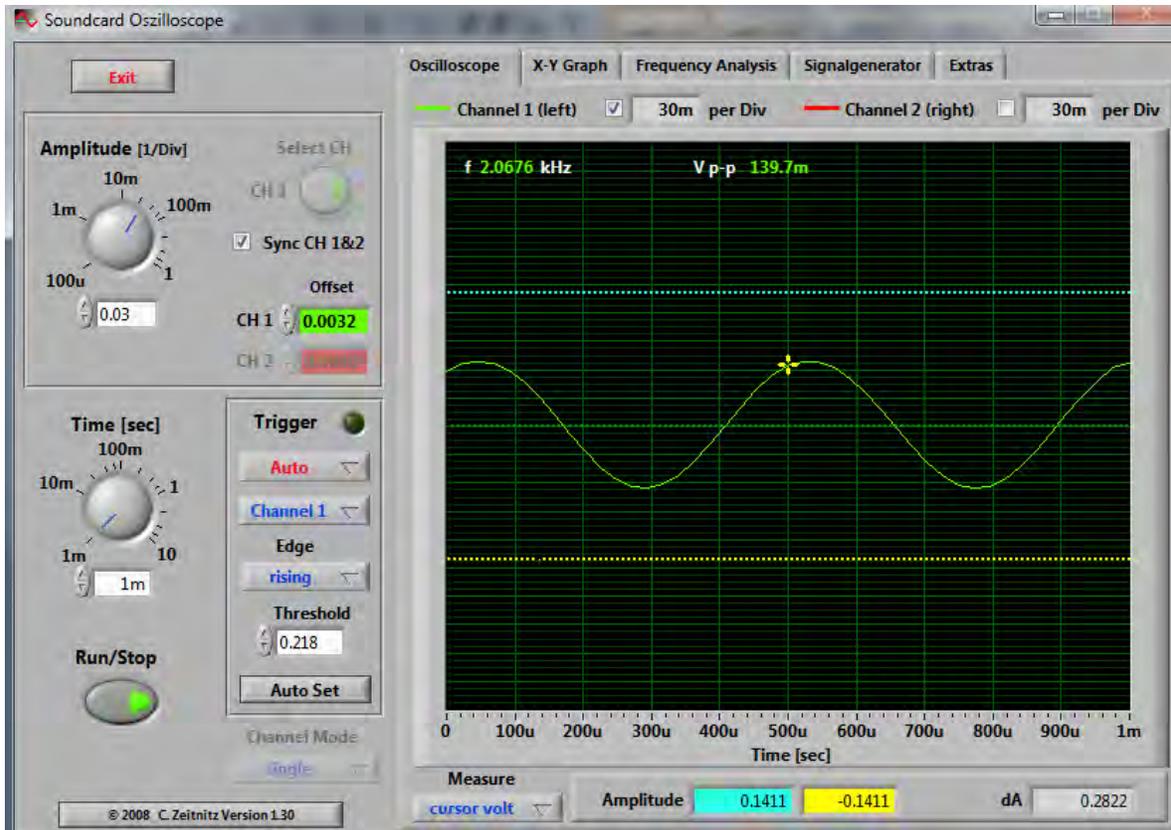


Figura 4.9: Señal vista en el programa SCOPE.

En la figura 4.9 la señal en el canal 1 de la tarjeta de adquisición de datos es muy inferior al valor deseado. Por lo que hay que girar el potenciómetro correspondiente al divisor de tensión en la salida del oscilador 8. Para aumentar el nivel de tensión se gira la perilla con un desarmador de 4mm en sentido contrario de las manecillas del reloj.

Se debe obtener un resultado como el de la figura 4.10.

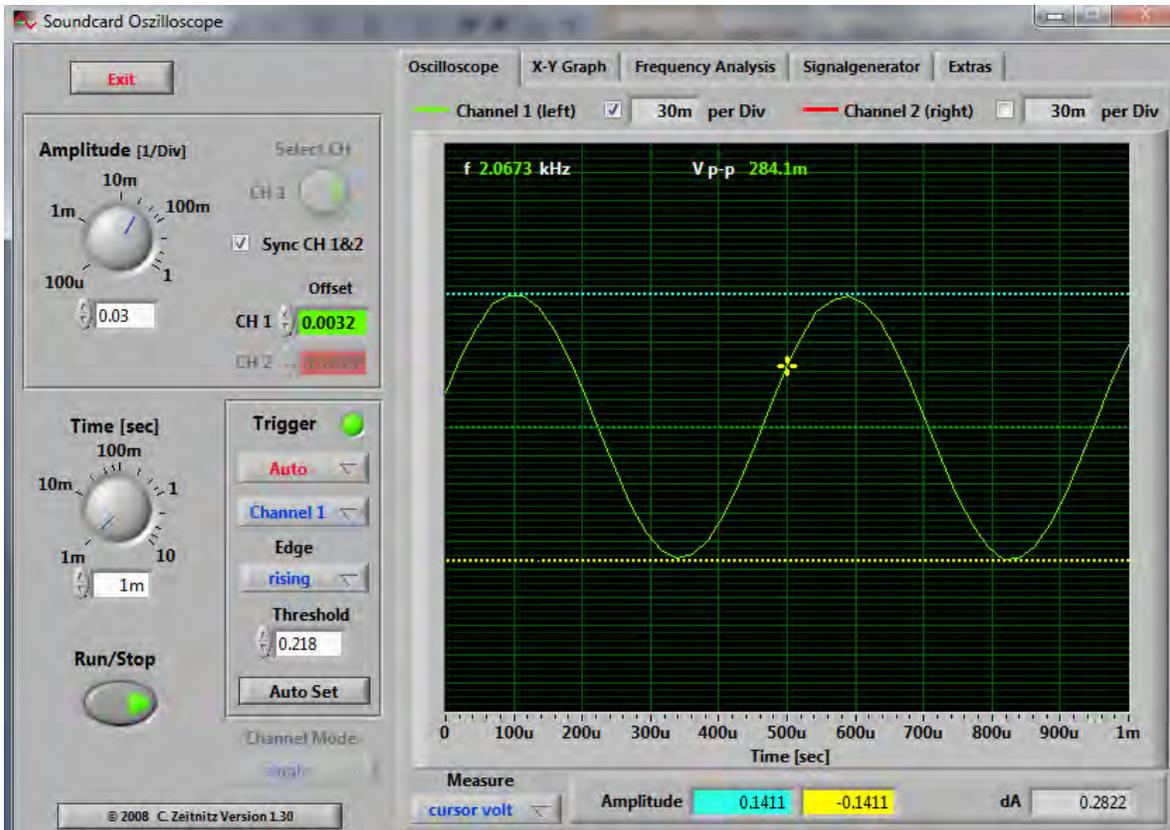


Figura 4.10: Oscilador calibrado con el programa SCOPE.

En la figura 4.10 se observa como el valor de amplitud pico del oscilador es de 0.1411[V], valor que hay que multiplicar por 10 ya que en la tarjeta de adquisición de datos se encuentra seleccionado SEL3.

El valor del oscilador real es entonces 1.4111[V_p] y el oscilador está calibrado en el valor deseado para la entrada de la etapa de potencia.

Otra forma de calibrar los osciladores es por medio del indicador de potencia, el cual debe encender al detectar un nivel de tensión deseado, el procedimiento es el siguiente:

Conociendo el valor de tensión deseado en la carga, en este caso 1 [V_{rms}], se colocan los siguientes valores en el límite inferior y superior de la tarjeta detectora de potencia:

$$L_i = 1.4[V_{dc}]$$

$$L_s = 1.42[V_{dc}]$$

Para hacer lo anterior se utiliza un multímetro.

Una vez hecho lo anterior, se conecta la señal del oscilador a la etapa de potencia y la señal VL se conecta a la tarjeta detectora de potencia.

Se enciende el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio y se gira la perilla del divisor de tensión del oscilador a calibrar hasta observar que el LED correspondiente a los límites previamente ajustados encienda.

Es importante aclarar que hay dos etapas en el circuito que modifican la amplitud de los osciladores en la carga, una es la etapa de divisores de tensión que está a la salida de los osciladores, y otra es la etapa de pre amplificación de la etapa de potencia. Los divisores de tensión modifican la amplitud a la salida de los osciladores individualmente, mientras que el preamplificador de la etapa de potencia modifica a todos los osciladores, por lo que es conveniente primero ajustar el valor de amplitud de uno solo de los osciladores y luego ajustar el preamplificador de la etapa de potencia, para después solo ajustar cada oscilador solo con su divisor de tensión de salida.

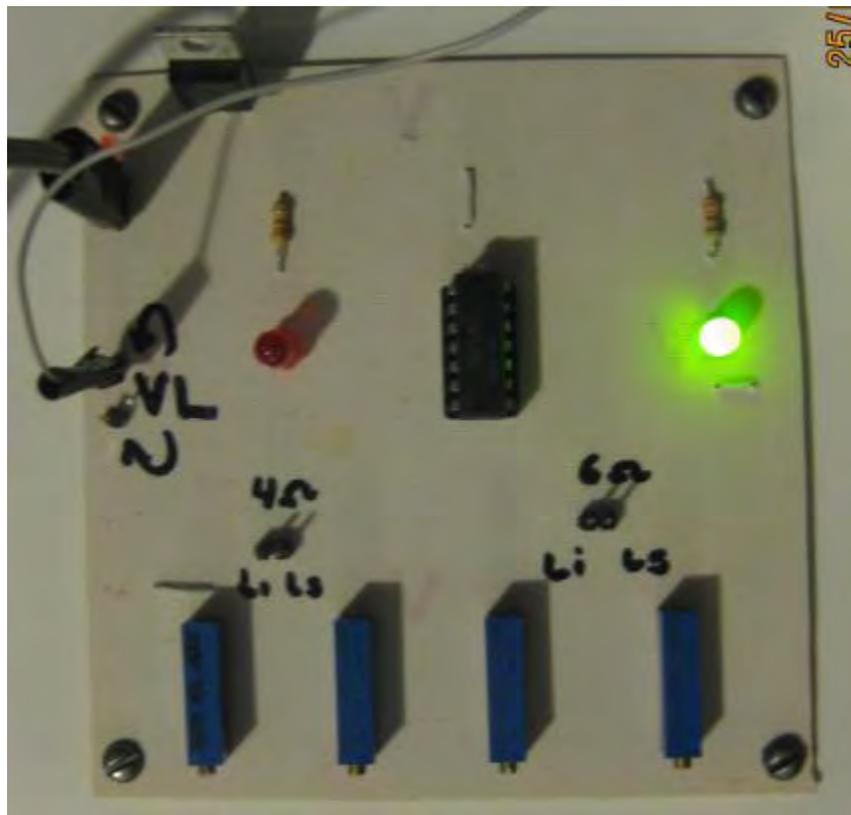


Figura 4.11: LED indicando valor de tensión correcto.

- **4.2 Caracterización de bocinas y micrófonos para el equipo.**

La mejor manera de caracterizar un equipo de audio, sería seguramente, en una cámara acústica en la cual se puedan controlar las características sonoras, pero esto puede ser muy costoso y/o difícilmente accesible, así que se propone otro método más simple para caracterizar el equipo desarrollado en esta tesis.

Lo primero es tener un cuarto con la menor cantidad de ruido posible, puede ser una recamara o algún laboratorio, siempre y cuando no haya muchos muebles, para evitar rebotes indeseados y absorción de las ondas sonoras.

Ya teniendo eso se hacen las siguientes conexiones y pruebas:

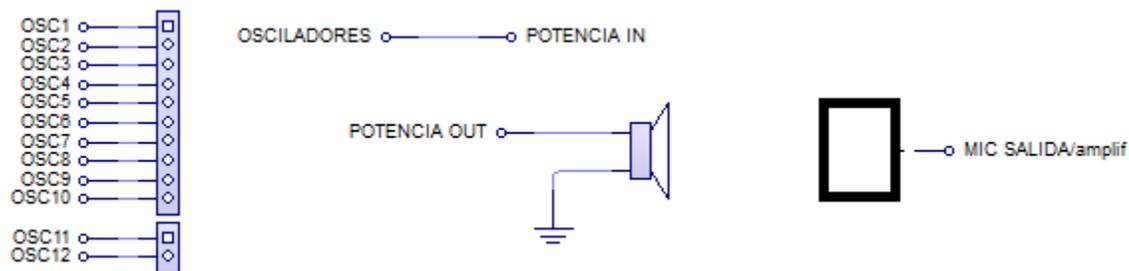


Figura 4.12: Caracterización de bocina y micrófono del sistema

Se conecta oscilador por oscilador a la etapa de potencia y de ahí a la bocina con impedancia de 4Ω .

Se coloca el micrófono a una misma distancia en todas las pruebas de tal forma que quede paralelo a la bocina y en línea recta, como se ve en la figura 4.12

Se documenta para cada frecuencia la señal entregada por la salida de amplificación del micrófono.

Se realiza esta prueba con todo tipo de bocinas, mientras más mejor.

Al hacer esto tendremos suficientes respuestas en frecuencia del micrófono respondiendo a muchas bocinas, con lo cual se puede decir que se estará conociendo de manera experimental la respuesta en frecuencia del micrófono figura 4.13

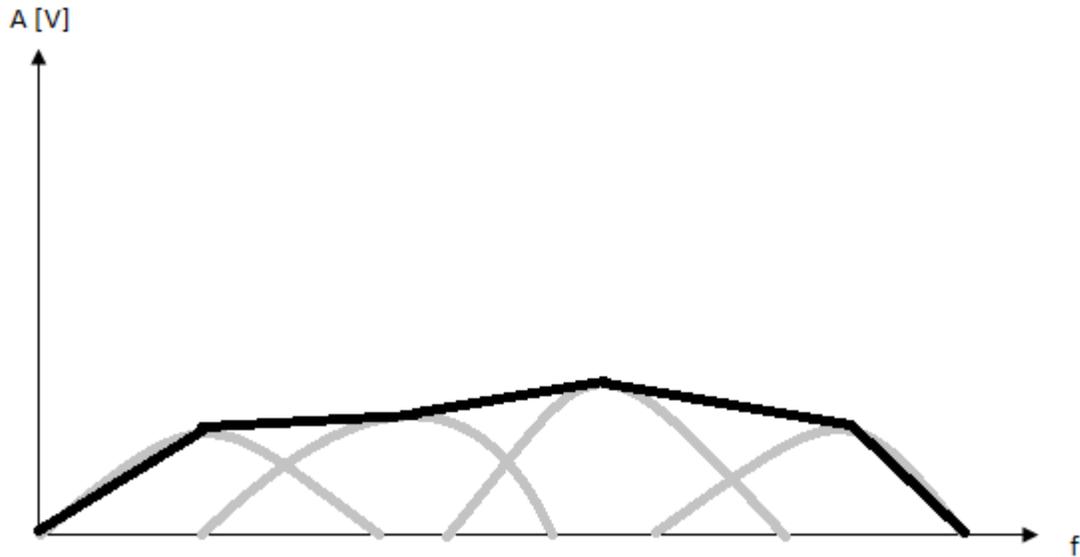


Figura 4.13: Obtención de respuesta en frecuencia del micrófono.

Como un ejemplo, en la figura 4.13 se muestra como de varias respuestas en frecuencia debidas a diferentes bocinas, se puede obtener una respuesta en frecuencia del micrófono.

- **4.3 Caracterizando Amplificadores.**

Para caracterizar un amplificador se necesita que el circuito este ajustado y seguir los siguientes pasos:

- 1) Realizar las siguientes conexiones:

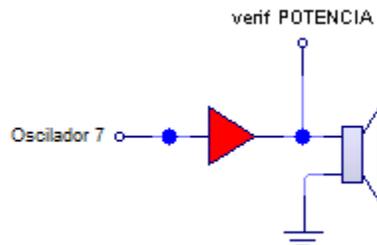


Figura 4.14: Conexión para calibrar potencia

- 2) Una vez hechas las conexiones de la figura 4.14 es necesario que con el control de amplitud de señal del amplificador a caracterizar (volumen) se asegure una potencia en la bocina de 1[W], esto se puede comprobar con el LED correspondiente de la tarjeta detectora de potencia, variando el volumen siempre de menor a mayor, se busca el momento donde se encienda el LED de la tarjeta detectora de potencia, asegurando así la potencia en la carga. Cuidar que la potencia entregada a la carga no sobrepase las especificaciones del amplificador a caracterizar y que los límites inferior y superior en la tarjeta detectora de potencia sean los correctos.
- 3) Se apaga el equipo y se realizan las siguientes conexiones:

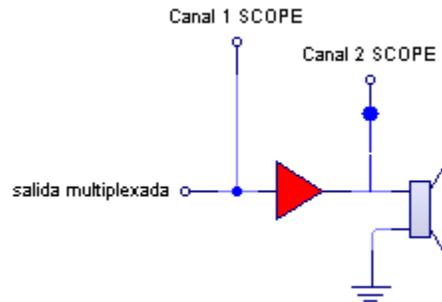


Figura 4.15: Conexiones para caracterizar un amplificador.

Ya con estas conexiones:

- 4) Se ejecuta el programa Scope en la computadora.
- 5) Se programa la grabación a 60 segundos de la siguiente manera:
 - a) En la pantalla principal del programa Scope se selecciona la pestaña **extras** y se presiona el botón **Recorder in Separate Window**. Una vez hecho esto se presiona la pestaña Oscilloscope para regresar a la pantalla del osciloscopio

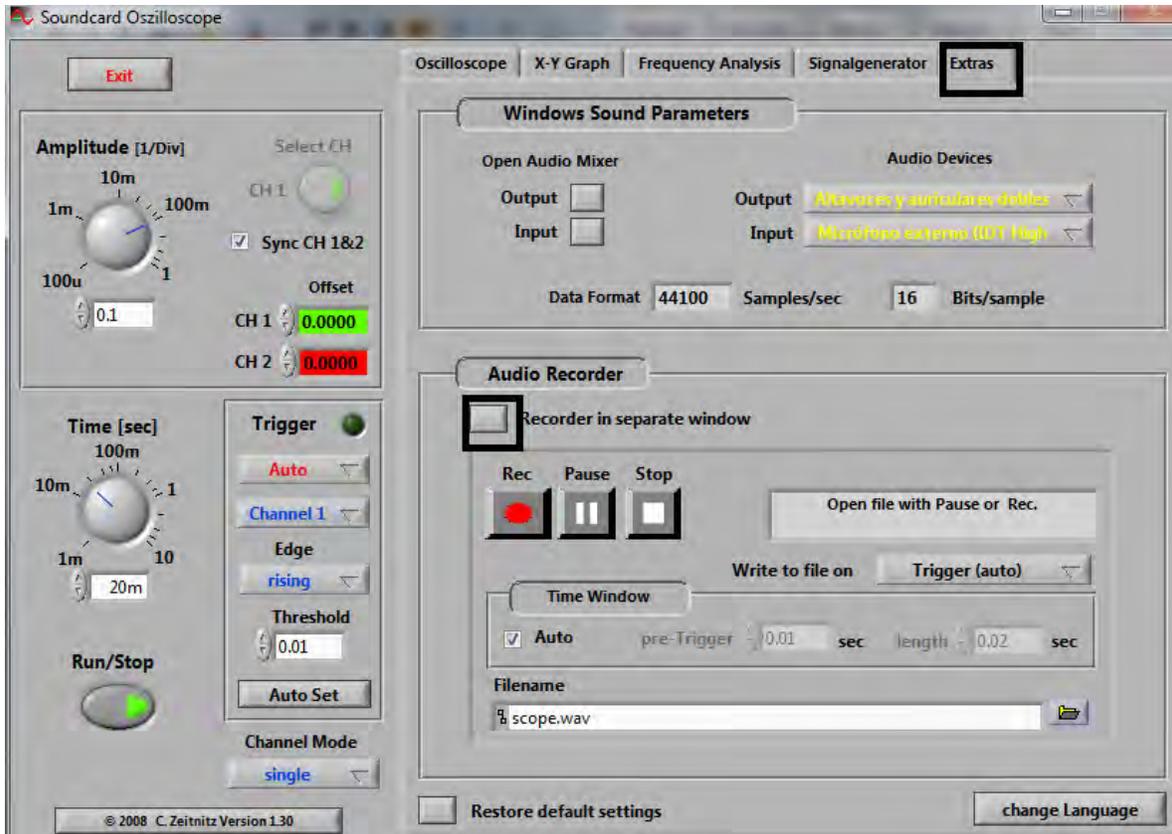


Figura 4.16: Pestaña Extras programa SCOPE.

- b) Se desactiva la opción **Auto** de **Time Window** y se colocan los datos pre-trigger 0 segundos y length 60 segundos

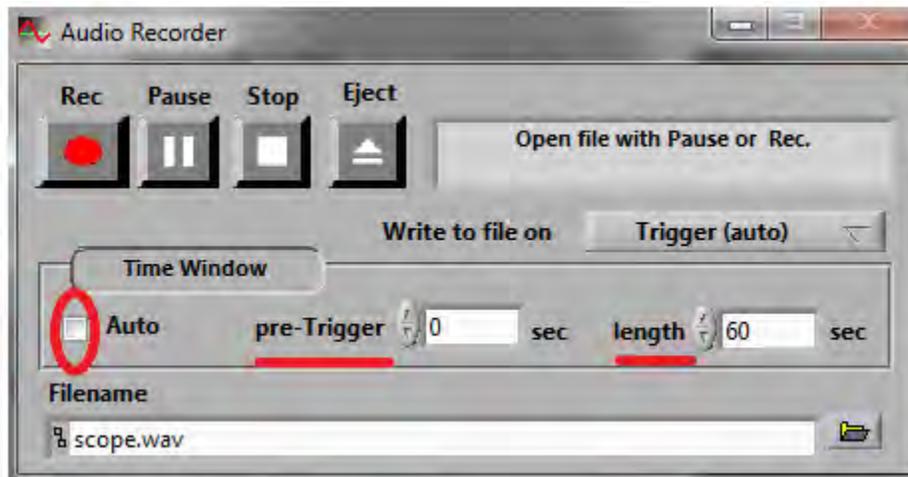


Figura 4.17: Audio Recorder, tiempo de grabación

- c) En el recuadro **Filename** se selecciona la carpeta donde se guardará la grabación:

Se crea una carpeta C:\Grabaciones\g1.wav, la grabación se llamará g1.

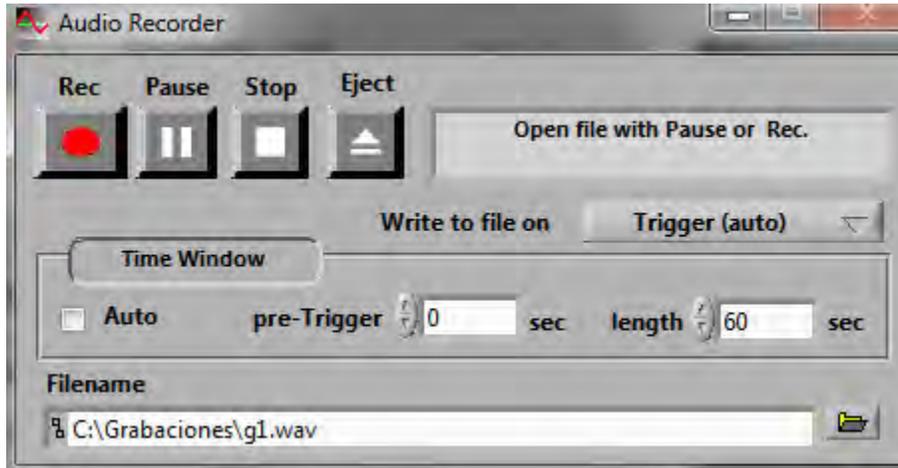


Figura 4.18: Audio Recorder, nombre del archivo

- 6) Se da inicio a una secuencia de grabación de señal en el programa Scope eligiendo en **Write to the file on** la opción **Rec Button**.
- a) Se activa el botón **Pause** para abrir el archivo.

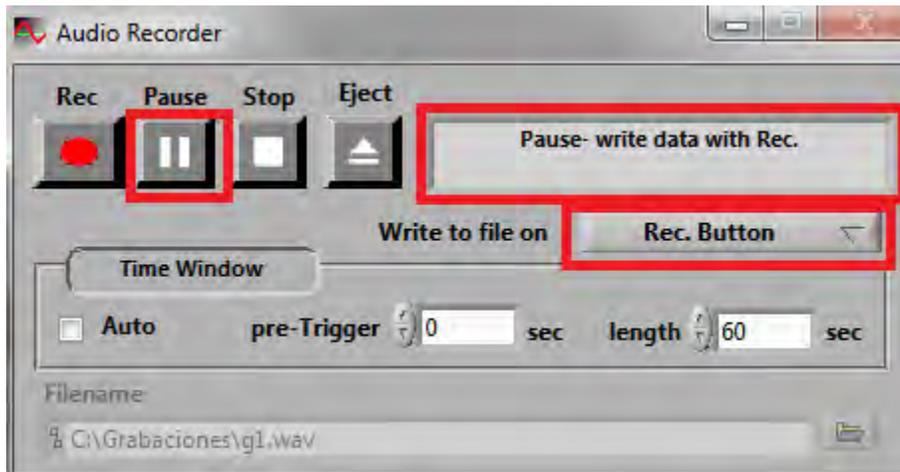


Figura 4.19: Audio Recorder, inicio de grabación.

- b) Se presiona el botón **Rec** para empezar a grabar. El letrero **Record** aparece en pantalla.

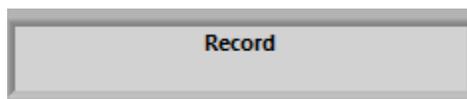


Figura 4.20: El programa se encuentra grabando cualquier entrada.

- 7) Se enciende el equipo. (tanto el amplificador como el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio).
- 8) Se para automáticamente la grabación a los 60 segundos y desaparece el letrero Record de la pantalla.
- 9) Se apagan tanto amplificador como Caracterizador de Equipos de Audio.
- 10) Para terminar y guardar el archivo se presiona el botón STOP, y el archivo queda guardado en la dirección establecida.
- 11) Se analizan los resultados en MATLAB.

- **4.4 Caracterizando Bocinas.**

Para caracterizar una bocina se necesitan las siguientes conexiones:

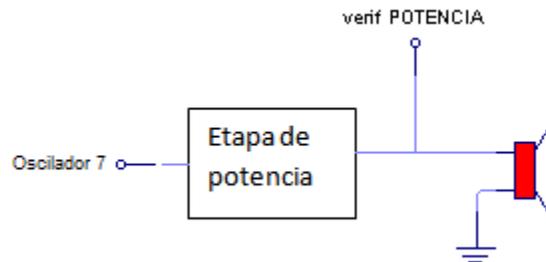


Figura 4.21: Conexiones para verificar la potencia en una bocina.

Una vez hechas las conexiones de la figura 4.21:

1. Se enciende el equipo Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.
2. Variando el potenciómetro de la etapa de potencia se busca el momento donde se enciende el LED correspondiente a la carga de la bocina 4Ω , 6Ω , 8Ω o 16Ω dependiendo de la bocina a caracterizar.
3. Una vez ajustada la potencia se apaga el equipo y se realizan la siguientes conexiones:

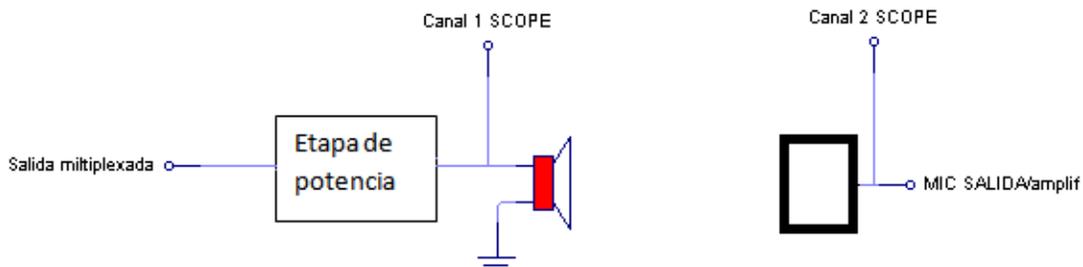


Figura 4.22: Conexiones para caracterizar una bocina.

4. Se ejecutan los pasos del 4 al 6 de la caracterización de amplificadores
5. Se enciende el equipo.
6. Se para automáticamente la grabación a los 60 segundos y desaparece el letrero Record de la pantalla.
7. Se apagan tanto amplificador como Caracterizador de Equipos de Audio.
8. Para terminar y guardar el archivo se presiona el botón STOP, el archivo queda guardado en la dirección establecida.
9. Se analizan los resultados en MATLAB.

- **4.5 Caracterizando Micrófonos.**

Para caracterizar un micrófono es necesario primero realizar los pasos 1 y 2 de la secuencia para caracterizar una bocina para verificar la potencia en la carga.

Hecho lo anterior se realizan las conexiones de la figura 4.23 y se procede con la siguiente secuencia de pasos:

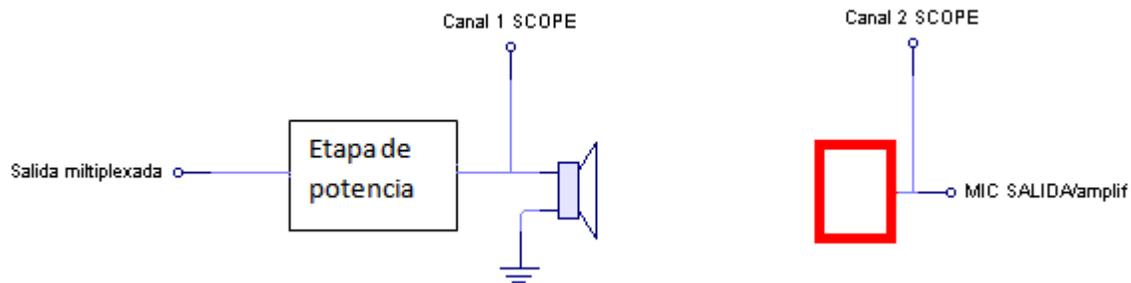


Figura 4.23: conexiones para caracterizar un micrófono

1. Se ejecuta el programa Scope en la computadora.
2. Se inicia una secuencia de grabación en el programa Scope.
3. Se enciende el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.
4. Se espera a que termine la secuencia de caracterización.
5. Se apaga el SCEA.
6. Se guardan los datos en un archivo .wav.
7. Se analizan los resultados en MATLAB.

La bocina que se usa en este caso debe estar diseñada para reproducir todo el registro de frecuencia audible por el ser humano, o usar un conjunto de bocinas cuyas características combinadas cumplan con este requisito.

- **4.6 Interferencia en espacios**

En esta función del SCEA es conveniente aclarar que se busca observar las características sonoras de un espacio, pero ¿cual característica se puede medir con este dispositivo?

Cuando hablamos de espacios podemos medir la interferencia acústica y los nodos acústicos que ésta genera.

- **4.6.1 Interferencia**

El termino interferencia suele aplicarse a sonidos o señales indeseadas que se encuentran en un sistema electrónico, cuantas veces no se escucha la frase, “No te oigo, hay mucha interferencia”, estrictamente la frase está mal, pues a lo que llaman interferencia es simplemente ruido. El termino interferencia, como la palabra misma lo indica, se refiere a algo que interfiere o se superpone de alguna manera a una señal, una situación, un sonido, un proceso o cualquier otra cosa. Lo que hay que observar es si esta interferencia ayuda o perjudica a lo que se esté aplicando.

- **4.6.1.1 Interferencia Constructiva.**

La interferencia constructiva, como el termino lo indica, sirve para construir o fortalecer a lo que esté afectando, por ejemplo, si se habla de un estudiante el cual recibe una beca para seguir con sus estudios, podríamos decir que la institución que otorgó la beca, interfirió en los estudios del estudiante, y que dicha interferencia es constructiva pues contribuye a un mejor desempeño en el estudiante.

Si hablamos de señales acústicas la interferencia constructiva se encuentra cuando dos ondas se superponen de tal manera que se fortalecen y amplifican. Si hablamos de señales senoidales, si estas se encuentran en el espacio de tal manera que empatan valle con valle y cresta con cresta, tendremos un efecto de interferencia constructiva y la señal resultante será mayor en amplitud, para el oído humanos será más intensa.

- **4.6.1.2 Interferencia Destructiva**

La interferencia destructiva, es obviamente lo contrario a la constructiva, si hablamos de ondas sonoras, cuando dos ondas se superponen de tal manera que se anulan, empatando valle con cresta y cresta con valle, estamos teniendo un

efecto de interferencia destructiva, el efecto de esta superposición es la ausencia de sonido o la disminución drástica del efecto acústico.

Ya conociendo estos dos efectos de interferencia, podemos hablar de cómo el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio puede ayudar a obtener este parámetro de un espacio. La metodología que se propone es la siguiente.

Si se colocan dos fuentes de sonido (bocinas) en un espacio, llámese auditorio, sala de conferencias, salón de clases, salón de fiestas o cualquier espacio donde se requiera una amplificación de sonido por medios electrónicos, y se coloca un micrófono en los diferentes lugares donde se encontrarán los receptores de información (público), si por las fuentes de sonido enviamos la misma señal en amplitud y frecuencia, se encontrarán varios nodos donde hay interferencia constructiva y varios nodos con interferencia destructiva.

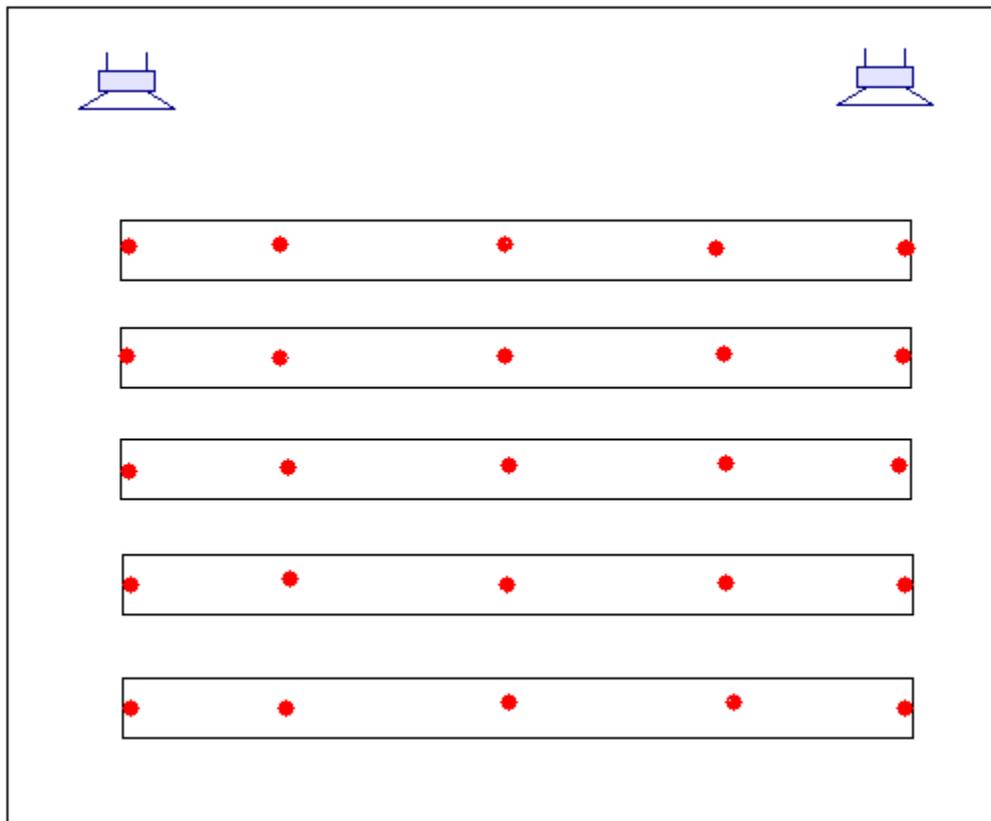


Figura 4.24: Representación de un espacio con dos fuentes de sonido y diferentes puntos de prueba acústica.

En la figura 4.24, hay varios puntos donde se pueden tomar mediciones para encontrar los diferentes nodos con interferencia, pero en realidad sobre un plano

paralelo al formado por la bocina hay una infinidad de puntos donde se pueden tomar mediciones, todo depende de que tanta definición se requiera en la muestra.

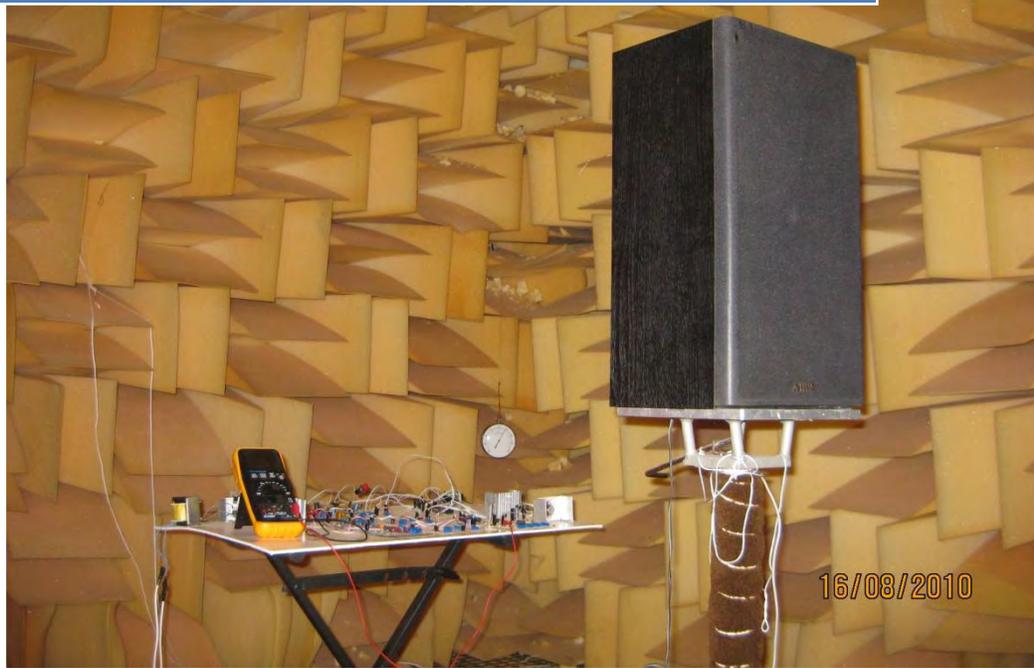
La propuesta de metodología para encontrar el patrón de interferencia en un espacio es la siguiente:

1. Colocar dos bocinas con las mismas características de fabricación en los lugares donde normalmente se coloca el sistema de audio en el espacio, deben estar alineadas sobre el mismo plano.
2. Conectar a la entrada de la etapa de potencia del Sistema Caracterizador de Equipos de Audio una señal de 1kHz, oscilador 7.
3. Conectar las dos bocinas en paralelo a la etapa de potencia, esto hará que los la calibración de potencia sea con el LED correspondiente a una bocina con la mitad de impedancia.
4. Encender el SCEA y ajustar la potencia deseada.
5. Ya calibrada la potencia apagar el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.
6. Colocar el micrófono del Sistema Caracterizador de Equipos de Audio en la parte izquierda del espacio bajo prueba de manera que haya forma de moverse sobre un plano paralelo al formado por las bocinas.
7. Iniciar el Programa Scope en la computadora.
8. Encender el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.
9. Al iniciar el sonido recorrer con el micrófono, lentamente, el plano paralelo al formado por las bocinas.
10. En un plano o boceto del espacio a caracterizar registrar la mayor cantidad de mediciones de señal medidas en el programa Scope al hacer el recorrido.
11. Repetir la medición en tantos planos paralelos como sea posible en el espacio.

Con el procedimiento practico anterior, se puede tener un plano o boceto del los nodos con interferencia constructiva o destructiva en un espacio, pudiendo así conocer los mejores y los peores lugares acústicos del recinto.

SCEA

Capítulo V: Pruebas y Análisis de Resultados.



En este capítulo se mostrarán los resultados de diferentes mediciones y sus respectivas interpretaciones.

La forma en la cual se analizarán los resultados de las grabaciones realizadas en formato .WAV estereofónico con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio es por medio del programa MATLAB, en el cual se programó el proceso completo para obtener de manera práctica la información necesaria para conocer los parámetros y características de los sistemas bajo prueba.

Es importante saber que características pueden ser analizadas con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio

Las características que se pueden observar al caracterizar un amplificador, una bocina y un micrófono, son:

1. Distorsión por amplitud.
2. Distorsión armónica.
3. Ruido.
4. Respuesta en frecuencia.

Las características que se pueden observar en un espacio son:

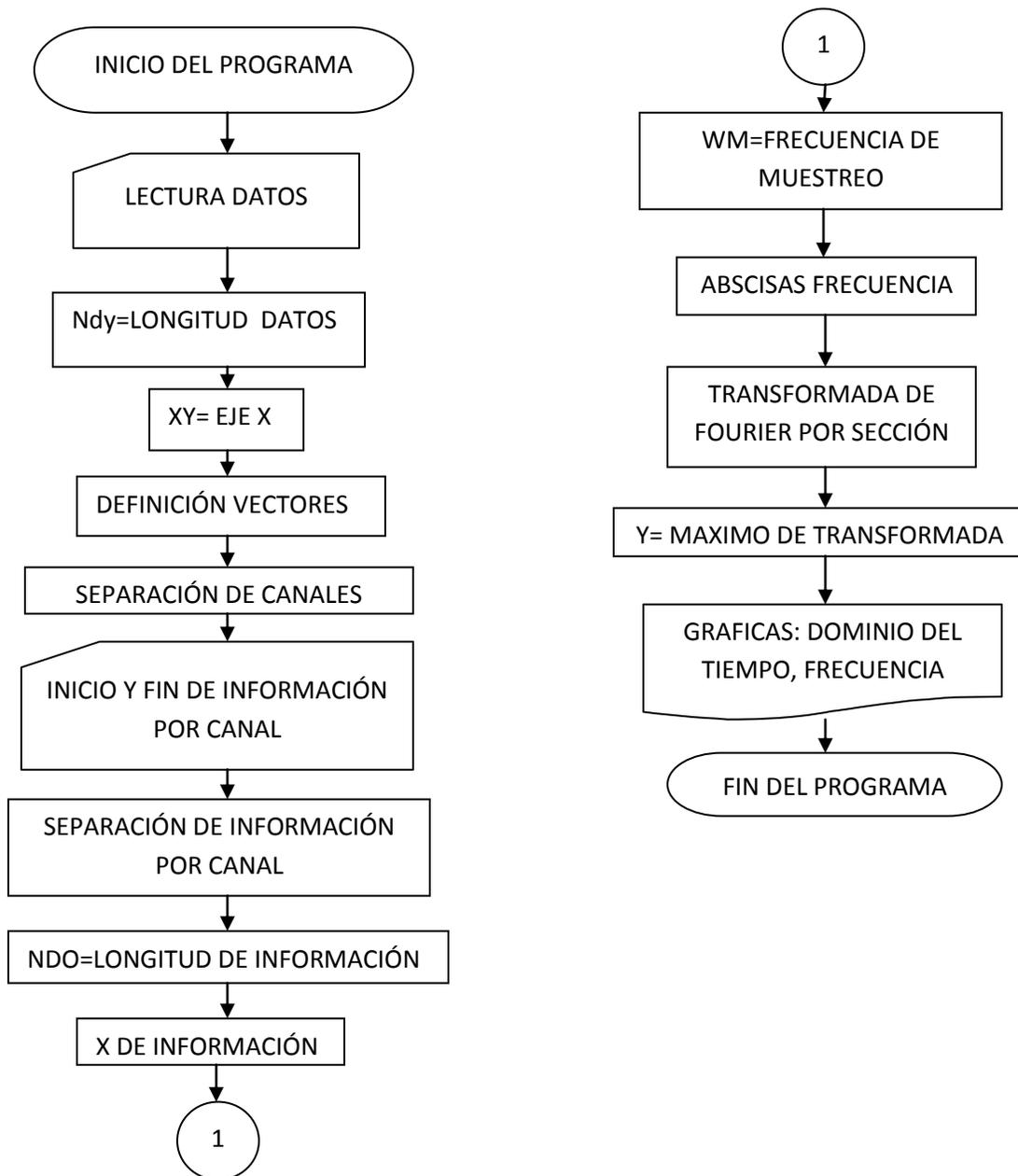
1. Distorsión por amplitud.
2. Ruido.
3. Interferencia.

Una manera simple de conocer que tan eficiente es algún equipo de audio es por medio de la comparación, así que la manera de caracterizar cualquier dispositivo será comparando la señal enviada con la señal captada o reproducida por el equipo bajo prueba. Este proceso facilita al usuario final del sistema el trabajo de caracterizar un equipo.

• **5.1 Análisis de resultados en MATLAB**

En este subtema, se describirá paso a paso la metodología para analizar los resultados obtenidos del Circuito Caracterizador de Equipos de Audio en MATLAB, mostrando y documentando cada comando del programa realizado en una archivo .m.

Primero es importante fijar los objetivos, realizando un diagrama de flujo mostrando el procedimiento estructurado que deberá seguir el programa.



Ya teniendo el diagrama de flujo se explicará comando por comando el programa en MATLAB y se mostrará el proceso para analizar una grabación extensión .wav obtenida del circuito completo con el programa SCOPE.

Como primer paso es importante borrar cualquier variable que estuviera guardada en MATLAB, con el propósito de que no haya datos parásitos en los nuevos cálculos. Además por comodidad, borra todo en la ventana de trabajo de MATLAB.

```
clc
close all
clear
```

El primer paso es leer la señal grabada en formato .wav, para eso MATLAB posee un comando que además de guardar en una matriz de dos columnas los datos de la grabación, proporciona datos como la frecuencia de muestreo y el número de bits utilizados para guardar cada dato.

```
[yy,f,bits]=wavread('ciclo');
```

Es importante conocer el número de datos que contiene esta matriz, pues corresponde al número de renglones de la matriz donde está contenida la información.

```
ndy=length(yy); %%ndy= número de datos de y
```

Para graficar la señal obtenida se define un eje de abscisas que corresponda al tiempo de grabación de datos, en este caso 60 segundos.

```
xy=linspace(0,60,ndy);
```

Este comando genera un vector xy que va del 0 al 60 y contiene ndy datos.

Ahora se puede graficar la señal grabada con el comando plot.

```
plot(xy,yy,'r');

xlabel('Tiempo [s]'),ylabel('Amplitud')
title('Señal en el Dominio del Tiempo Grabación Original')
grid
```

Un ejemplo de una señal grabada vista en MATLAB es el siguiente.

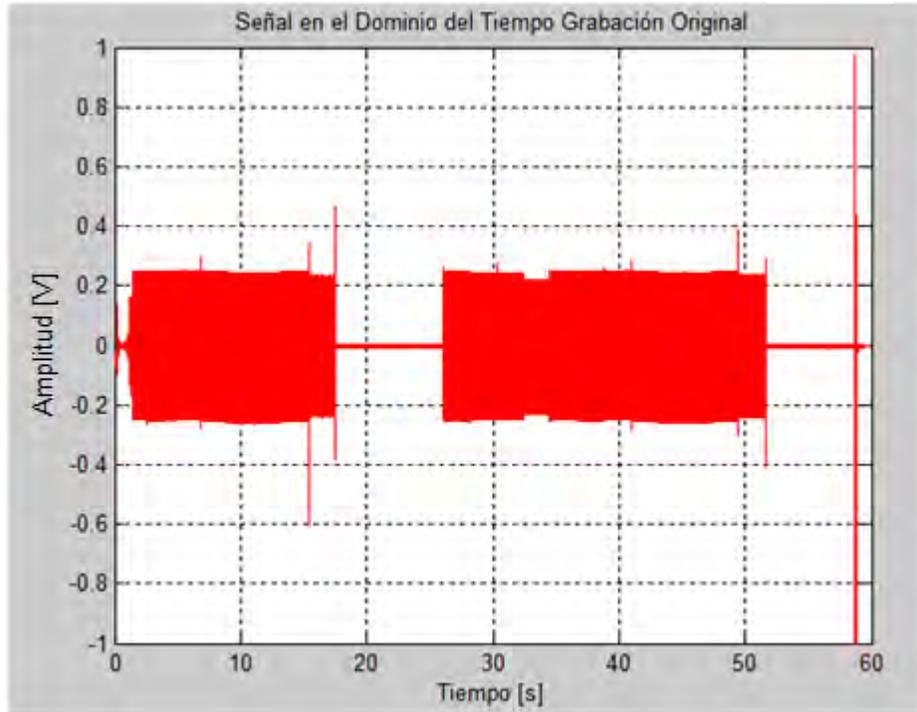


Figura 5.1: Señal graficada en MATLAB

Ya teniendo la señal en MATLAB, el siguiente paso es poder analizarla, para ello es importante separarla tanto en vectores diferentes canal 1 y canal 2, como observar sección por sección de manera independiente, esto con el fin de observar el comportamiento del sistema en cada una de las frecuencias de la señal patrón.

Para separar los dos canales de la grabación en vectores independientes se definen dichos vectores con longitud de datos igual al número de renglones en la matriz que contiene la grabación original.

```
N=length(yy);
canal1=zeros(N,1);
canal2=zeros(N,1);
```

Ya teniendo estos vectores definidos se guarda en cada vector una de las columnas de la matriz que contiene la grabación original.

```
for i=1:N
canal1(i,1)=yy(i,1);
canal2(i,1)=yy(i,2);
end
```

Ahora se puede graficar cada canal por separado, utilizando el mismo vector de abscisas que se utilizó para graficar la señal original.

```

%%%GRAFICA CANAL 1
subplot(2,1,1),plot(xy,canal1,'b');
xlabel('Tiempo [s]'),ylabel('Amplitud')
title('Señal en el Dominio del Tiempo Grabación Original canal 1')
grid
%%%GRAFICA CANAL 2
subplot(2,1,2),plot(xy,canal2,'r');
xlabel('Tiempo [s]'),ylabel('Amplitud')
title('Señal en el Dominio del Tiempo Grabación Original canal 2')
grid

```

Como resultado se obtiene la siguiente gráfica:

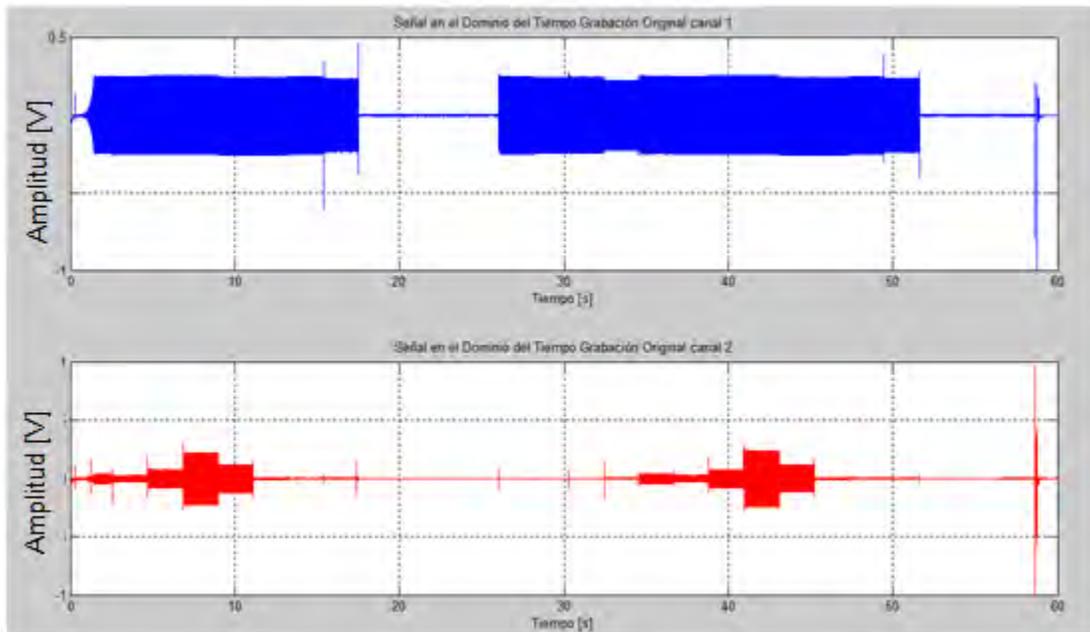


Figura 5.2: Grafica de cada canal por separado

A partir de este punto, ya se puede realizar la transformada de Fourier a cualquiera de los dos canales de la grabación, pero para un mejor análisis de la señal se separarán en diferentes vectores las 12 frecuencias de cada canal, haciendo posible analizarlas por separado y observarlas con más detalle de manera rápida.

Para separar la señal se debe conocer que cada una de las frecuencias dura aproximadamente 2 segundos de grabación (así se diseñó el ciclo de reloj del circuito), y que están colocadas consecutivamente, por lo que hay que conocer en qué lugar de la grabación están y cortar cada canal en 12 vectores, cada uno de los cuales contenga una de las frecuencias o una de las secciones donde debería estar una de las 12 señales a analizar.

Al ser 12 secciones por canal y siendo 2 canales, se tendrán 24 vectores en total.

Como primer paso se debe conocer el número de dato donde iniciará el corte de la primera grabación, para ello se toma como referencia el canal 1 donde se encontrará la señal patrón o respuesta plana enviada. Para observar donde empieza la sección de interés solo se hace un ZOOM al canal uno como se muestra en la figura 5.3.

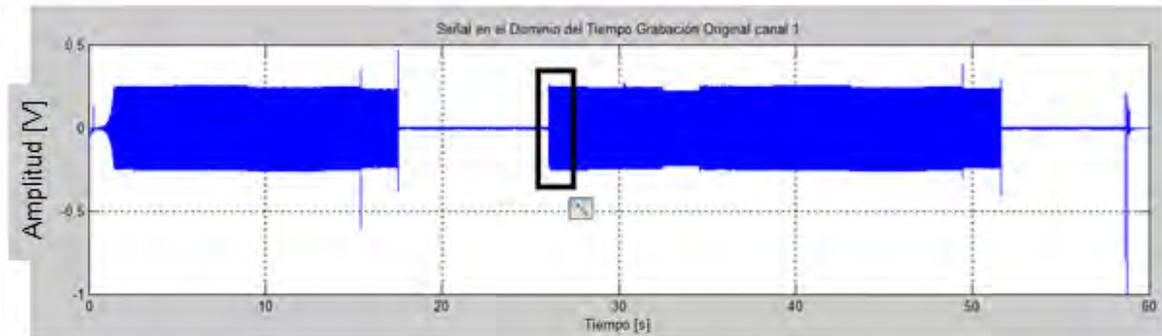


Figura 5.3: Zoom en el canal 1 donde inicia la grabación

El ZOOM se hace en el segundo bloque de datos, esto es porque al encender el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio los osciladores con frecuencias más bajas tardan unos segundos en llegar a su valor estable.

Al hacer este zoom se podrá observar con mayor exactitud el segundo donde empieza la señal de interés.

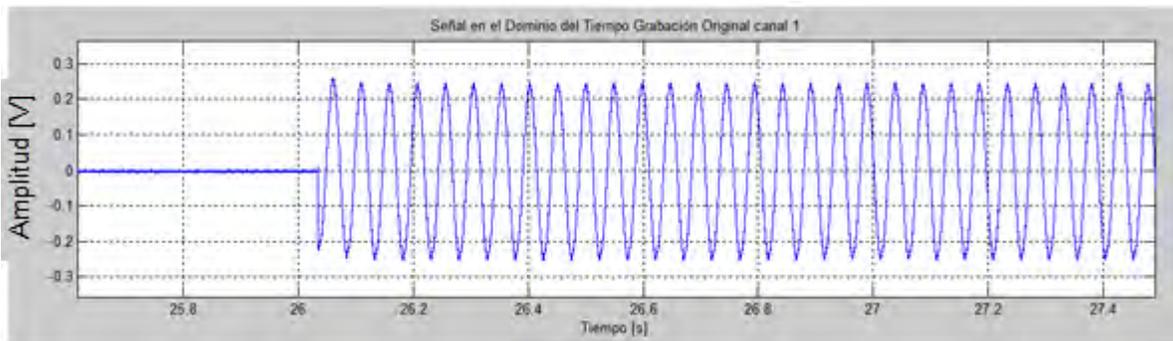


Figura 5.4: Inicio de la señal de Interés

En la figura 5.4 se puede observar que hay una señal estable a partir del segundo 26.2, pero para fines prácticos, se tomara el valor de 26.5.

Ya con este valor y conociendo que f es la frecuencia de muestreo, se puede saber cuál es el dato exacto donde empieza la señal de interés, y se le suma el número de datos que equivalen a 0.5[s] de señal estable.

```
segundo=26.5;
a1=f*segundo;
a2=a1+24000;
```

Se graba un vector especificando que canal y qué número de oscilación es, en este caso canal 1, frecuencia 1

```
for i=a1:a2
    canal11(i+1-a1,1)=yy(i,1);
end
```

Ahora se puede graficar la señal definiendo el número de datos de la señal y un vector de abscisas que contenga el mismo número de datos entre el 0 y el 0.5, ya que el vector canal11 contiene 0.5 segundos de grabación.

```
ndo=length(canal11);%Número de Datos de Osciladores (# de datos de cada
oscilador)
x=linspace(0,0.5,ndo);
```

Canal 1 oscilación 1, 20 [Hz]

```
plot(x,canal11,'r')
AXIS([0 0.5 min(canal11)-0.1 max(canal11+0.1)]);
xlabel('Tiempo [s]'),ylabel('Amplitud')
title('Señal en el Dominio del Tiempo Canal 1 Oscilador 1')
grid
```

El resultado es la siguiente gráfica:

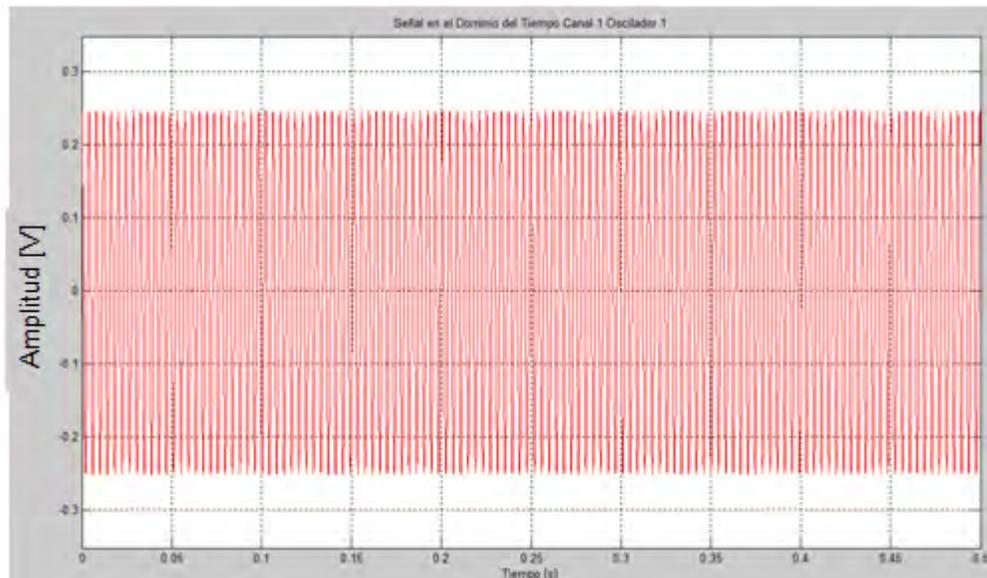


Figura 5.5: Canal11, canal 1 frecuencia 1, 20[Hz]

En la figura 5.5, se muestra como solo se tiene una señal de 0.5 segundos de duración y una frecuencia de 20[Hz].

Haciendo un zoom a la grafica se puede apreciar con mucho más detalle la forma de onda, y hasta se puede medir su periodo.

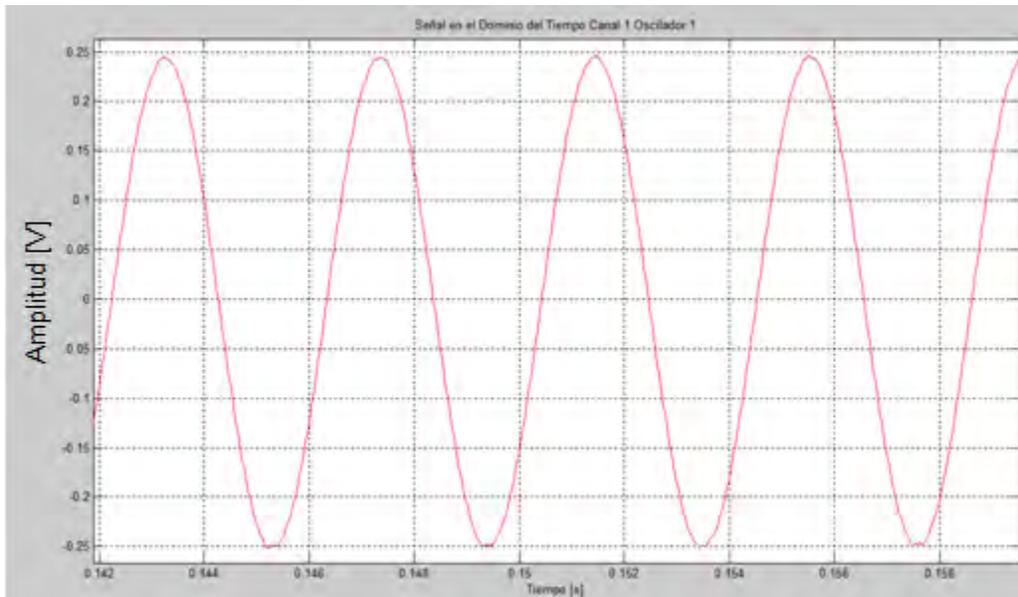


Figura 5.6: zoom Canal1, frecuencia 1

El siguiente paso en el análisis es realizar la transformada de Fourier de la señal, para observar directamente si la frecuencia de la señal es la esperada, y si existen componentes armónicas en la señal.

El proceso para obtener la transformada de Fourier en MATLAB es el siguiente:

Se utiliza la función `fft`, la cual realiza la transformada rápida de Fourier.

```
tfs11=fft (canal11,ndo);
```

La transformada se guarda en un vector llamado `tfs11` lo que significa transformada de Fourier de la señal 11

Puede que al realizar el proceso MATLAB obtenga valores complejos, los cuales para propósito de esta tesis no son deseados, así que se obtiene el valor absoluto de este vector.

```
atfs11=abs (tfs11);
```

El valor absoluto se guarda en un vector llamado `absoluto` de la transformada de Fourier de la señal 11 (`atfs11`).

En ocasiones este proceso genera un error haciendo que el primer dato de la transformada de Fourier crezca de manera desmedida, por eso es recomendable hacer este dato 0.

```
atfs11(1,1)=0;
```

Para ordenar de manera útil la transformada de Fourier visualizando la frecuencia 0 en el centro del espectro se utiliza la función `fftshift`

```
tfs11r=fftshift(atfs11);
```

Para terminar, se ajusta el valor de la amplitud de la transformada, ya que MATLAB entrega amplitudes más grandes, se hace un ajuste para tener las amplitudes reales.

```
m1=max(tfs11r)/max(canal11);
tfs11r=tfs11r/m1;
```

Con la finalidad de obtener la respuesta en frecuencia de un dispositivo, basado en las 12 señales de cada canal, se guarda en un vector el valor más alto de la transformada de Fourier.

```
y(1,1)=max(tfs11r);
```

Para graficar la transformada de Fourier se necesita un vector de abscisas que contenga datos en el dominio de la frecuencia, eso se logra dividiendo la frecuencia de muestreo entre el número de datos del vector

```
wm=f/ndo;
w=[-f/2:wm:(f/2)-wm];
```

Para graficar la transformada de Fourier se utiliza el comando `plot`.

```
%GRAFICA CANAL 1 Oscilador 1 ""FRECUENCIA""
plot(w,tfs11r,'r')
axis([0 40 0 max(tfs11r)+0.2]);
xlabel('Frecuencia [Hz]'),ylabel('Amplitud')
title('Señal en el Dominio de la Frecuencia Canal 1 Oscilador 1')
grid
```

El resultado de este proceso es la figura 5.7

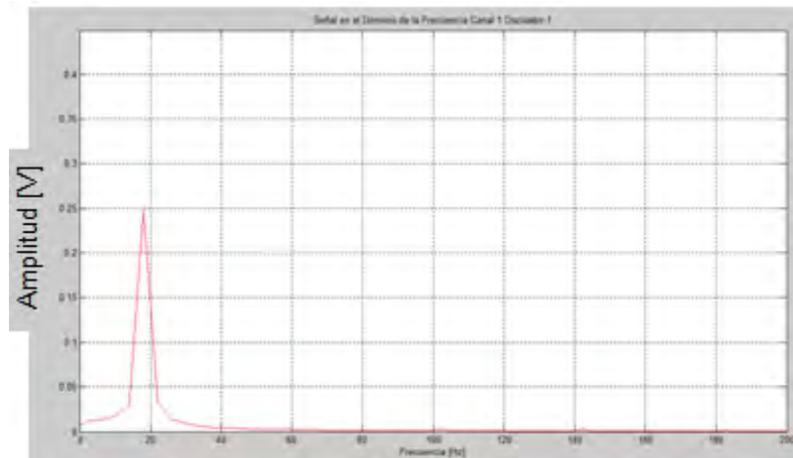


Figura 5.7: Respuesta en frecuencia del canal 1, frecuencia 1, 20[Hz]

En la figura 5.7, se muestra como la respuesta es una espiga en aproximadamente en 20[Hz], resultado esperado pues la señal original es un oscilador senoidal con esta frecuencia.

El proceso debe ser repetido para las 12 frecuencias que conforman cada canal, por lo que el proceso completo se repite para cada una de ellas solamente cambiando los valores de inicio y final de grabado de cada vector, para lo cual se toma un valor constante “a” que indica el numero de datos que hay que tomar por muestra y un valor obtenido experimentalmente para conocer donde acaba y donde inicia la siguiente frecuencia a recortar.

```
a=a2-a1;
```

```
a3=a1+(2.1*f);
a4=a3+a;
```

```
a5=a3+(2.25*f);
a6=a5+a;
```

```
a7=a5+(2.1*f);
a8=a7+a;
```

```
a9=a7+(2.1*f);
a10=a9+a;
```

```
a11=a9+(2.15*f);
a12=a11+a;
```

```
a13=a11+f*2.1;
a14=a13+a;
```

```
a15=a13+(2.1*f);
a16=a15+a;
```

```
a17=a15+(2.14*f);
```

```

a18=a17+a;

a19=a17+(2.15*f);
a20=a19+a;

a21=a19+(2.1*f);
a22=a21+a;

a23=a21+(2.11*f);
a24=a23+a;
%%CANAL 1 Oscilador 2%%CANAL 1 Oscilador 2%%CANAL 1 Oscilador
2%%CANAL
%%1 Oscilador 2%%CANAL 1 Oscilador 2%%CANAL 1 Oscilador 2%%CANAL 1
%%Oscilador 2%%CANAL 1 Oscilador 2%%CANAL 1 Oscilador 2%%CANAL 1
for i=a3:a4
    canal12(i+1-a3,1)=yy(i,1);
end
%graficando CANAL 1 OSCILACIÓN 2
    plot(x,canal12,'r')
AXIS([0 0.5 min(canal12)-0.1 max(canal12+0.1)]);
xlabel('Tiempo [s]'),ylabel('Amplitud')
title('Señal en el Dominio del Tiempo Canal 1 Oscilador 2')
grid
tfs12=fft(canal12,ndo);
atfs12=abs(tfs12);
atfs12(1,1)=0;
tfs12r=fftshift(atfs12); %%tfs11 rotada
m12=max(tfs12r)/max(canal12);
tfs12r=tfs12r/m12;
y(1,2)=max(tfs12r);
%GRAFICA CANAL 1 Oscilador 2 ""FRECUENCIA""
plot(w,tfs12r,'r')
AXIS([20 60 0 max(tfs12r)+0.2]);
xlabel('Frecuencia [Hz]'),ylabel('Amplitud')
title('Señal en el Dominio de la Frecuencia Canal 1 Oscilador 2')
grid

```

El proceso completo se repite para todas las frecuencias del canal 1

Ya con todos los datos guardados en el vector Y, se crea un vector de abscisas el cual contenga los 12 datos de frecuencia obtenidos experimentalmente.

```

XX=[20.04 35.71 64.51 147.058 238.095 476.19 1136.3 2080 4444 7690
16949.1 20833.3];

```

Estos datos corresponden a las frecuencias reales obtenidas de los osciladores.

Después se genera un vector de datos que contenga todos los datos que estén entre el 20.04 y el 20833.3, con una separación entre cada dato de 0.1

```

pp=20.04:0.1:20833.3;

```

Con este vector creado, se puede obtener una regresión cúbica con la función spline, para presentar la respuesta en frecuencia del sistema

```
r2=spline (XX,y,pp) ;
```

Una vez creado este vector se grafica la respuesta en frecuencia del sistema (Datos), y su regresión cúbica.

```
subplot(2,1,1);plot (XX,y)
```

```
xlabel('frecuencia'),ylabel('amplitud'),title('Datos Canal 1 Análisis en Frecuencia')
```

```
grid
```

```
zoom on
```

```
Subplot(2,1,2);plot (pp,r)
```

```
xlabel('frecuencia'),ylabel('amplitud'),title('Polinomio regresión cúbica Canal 1')
```

```
grid
```

```
zoom on
```

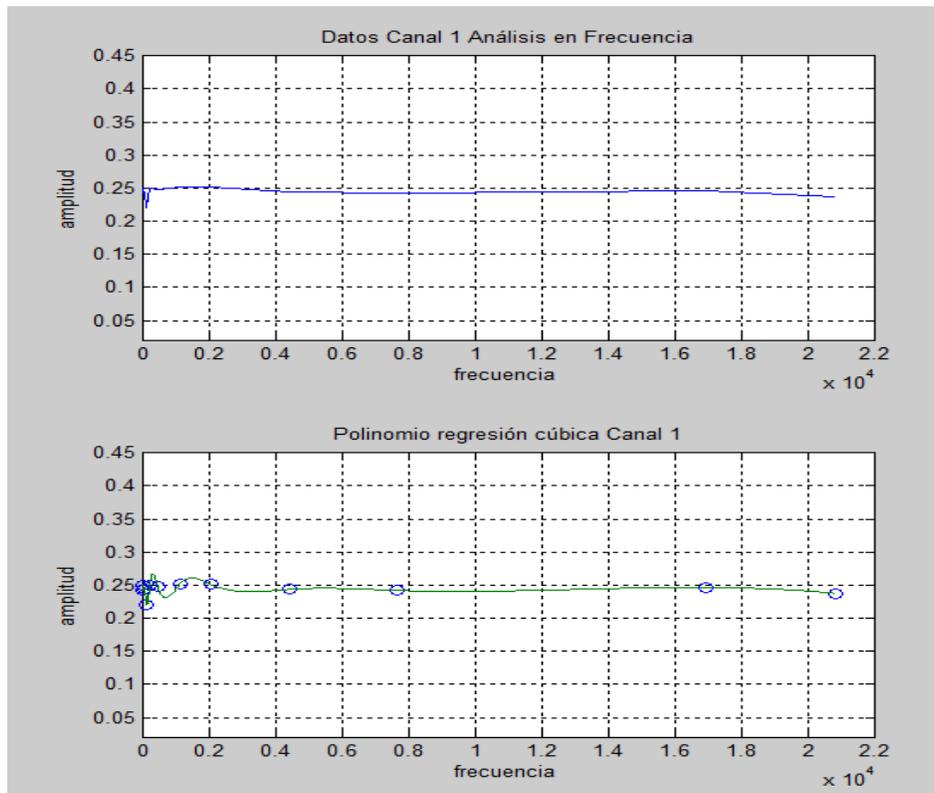


Figura 5.8: Respuesta en frecuencia canal 1, datos y regresión cúbica

Se repite el proceso para el canal 2

Al final del programa en MATLAB, pueden colocarse todas las instrucciones plot del programa, con la finalidad de tenerlas completamente disponibles para poder copiarlas y pegarlas en la pantalla de trabajo de MATLAB, y así poder ver cada una de las señales y su respuesta en frecuencia de manera rápida, o hacer que todas se muestren al correr el programa, facilitando al usuario observar cada señal por separado casi inmediatamente.

En la última gráfica del programa se muestra la respuesta en frecuencia del sistema a caracterizar y la señal enviada, para comparar que se envía y que se obtiene.

```

##### respuesta en frecuencia de ambos canales
subplot(2,2,1);plot(XX,y)
AXIS([0 22000 min(y)-0.2 max(y)+0.2]);
xlabel('frecuencia'),ylabel('amplitud'),title('Datos Canal 1 Análisis en
Frecuencia')
grid
subplot(2,2,2);plot(ZZ,y2)
AXIS([0 22000 min(y2)-0.2 max(y2)+0.2]);
xlabel('frecuencia'),ylabel('amplitud'),title('Datos Canal 2 Análisis en
Frecuencia')
grid
subplot(2,2,3);plot(XX,y,'o',pp,r)
AXIS([0 22000 min(y)-0.2 max(y)+0.2]);
xlabel('frecuencia'),ylabel('amplitud'),title('Polinomio regresión cúbica
Canal 1')
grid
subplot(2,2,4);plot(ZZ,y2,'o',pp,r2)
AXIS([0 22000 min(y2)-0.2 max(y2)+0.2]);
xlabel('frecuencia'),ylabel('amplitud'),title('Polinomio regresión cúbica
Canal 2')
grid

```

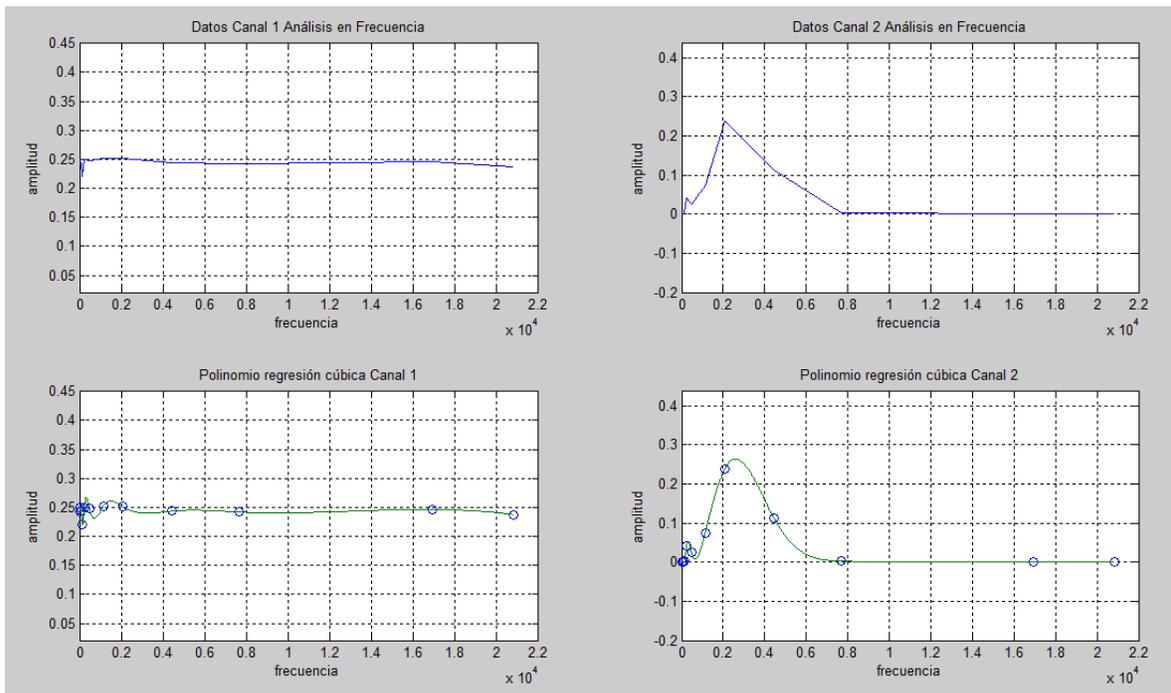


Figura 5.9: Datos y respuesta en frecuencia de cada canal

El programa completo se encuentra en el apéndice A.

• **5.2 Caracterización del Amplificador**

Para caracterizar un amplificador se siguió la metodología especificada en el capítulo anterior y se obtuvieron los siguientes resultados.

Amplificador STEREN

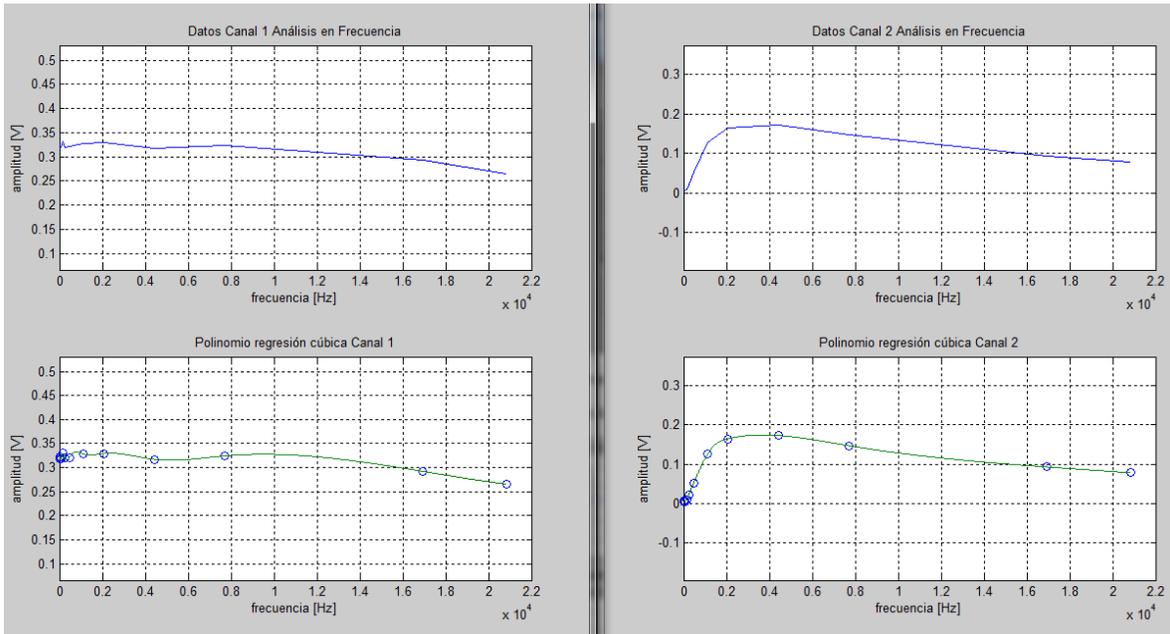


Figura 5.10: Respuesta enviada y respuesta obtenida del amplificador.

La respuesta obtenida del amplificador es la siguiente:

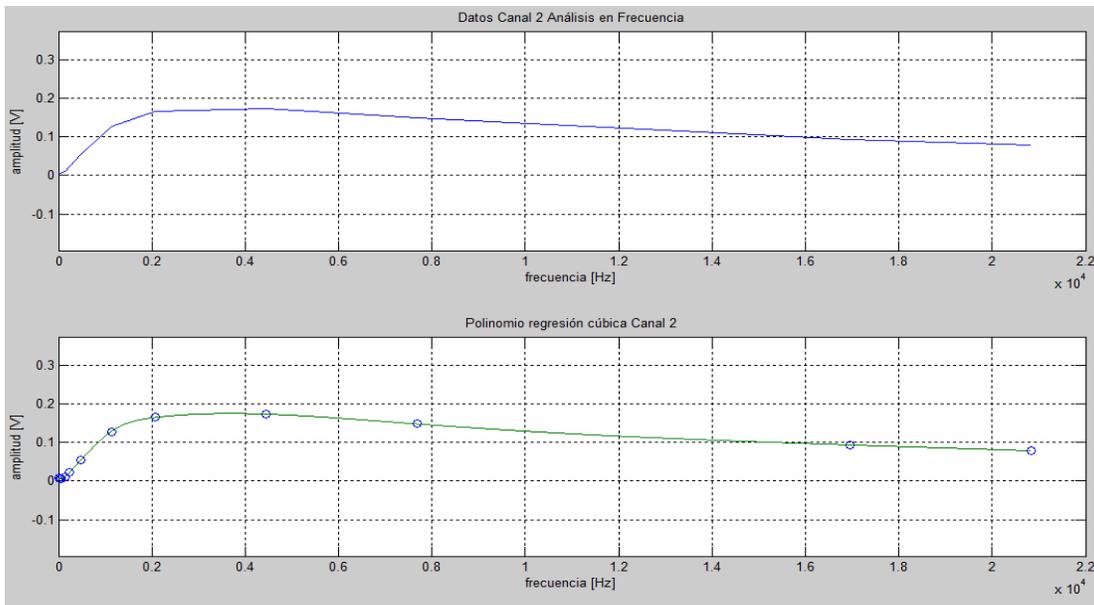


Figura 5.11: Respuesta en frecuencia del amplificador STEREN

La respuesta en frecuencia obtenida:

$$F_i = 1085 \text{ [Hz]}$$

$$F_s = 10900 \text{ [Hz]}$$

$$\text{Frecuencia Central} = 3700 \text{ [Hz]}$$

Las gráficas obtenidas del análisis en MATLAB son las siguientes:

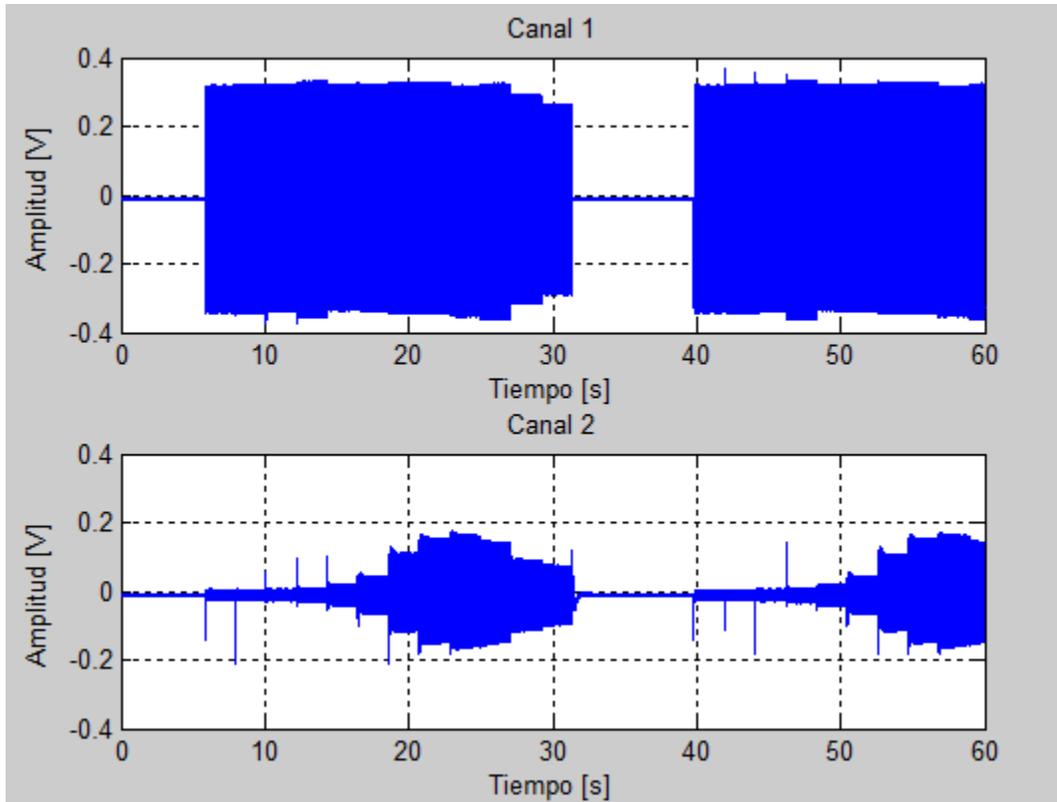


Figura 5.12: Señal enviada, Señal recibida.

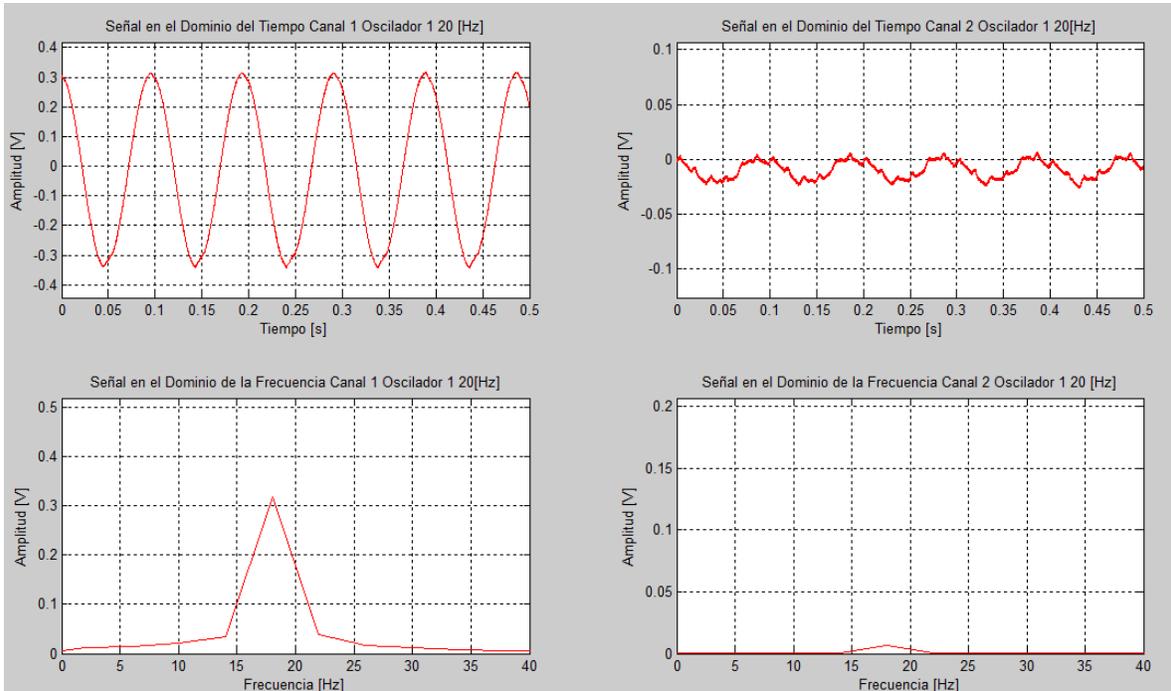


Figura 5.13: Señal con oscilación 1

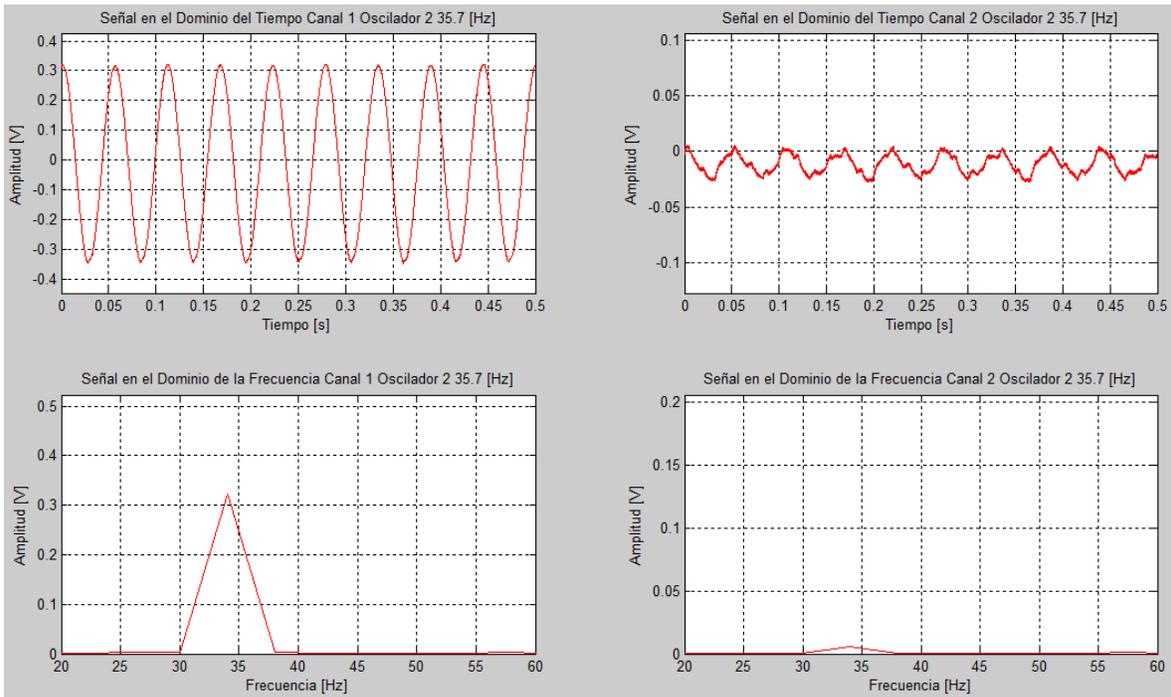


Figura 5.14: Señal con oscilación 2

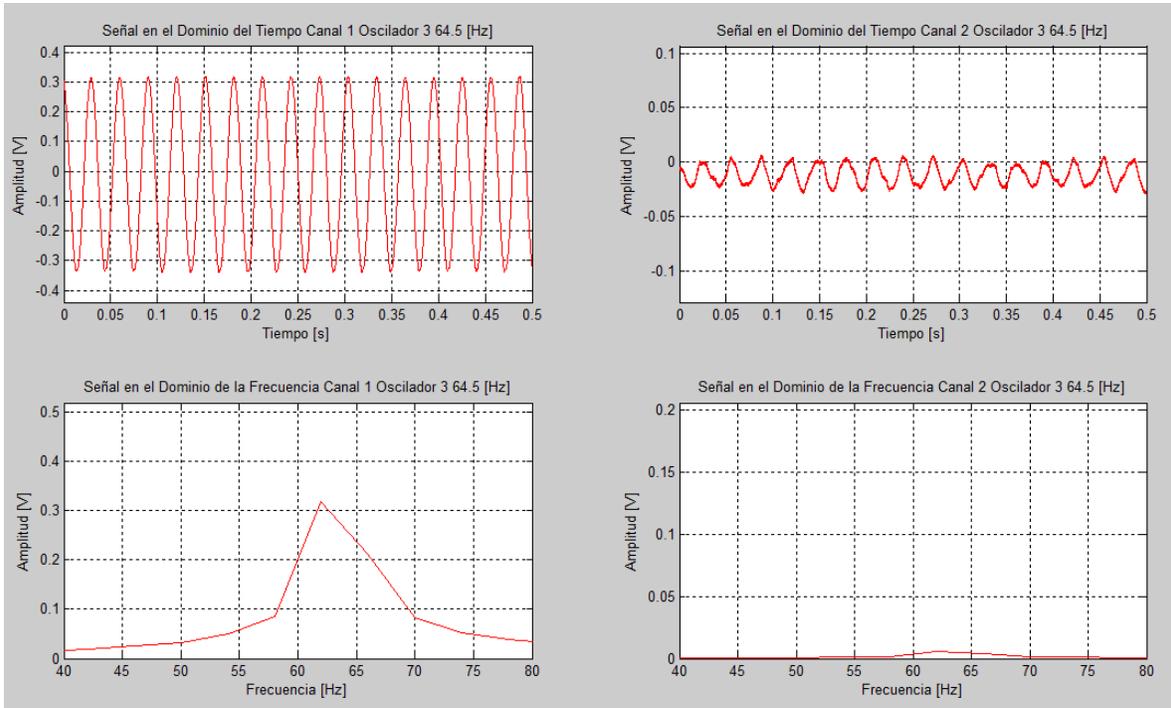


Figura 5.15: Señal con oscilación 3

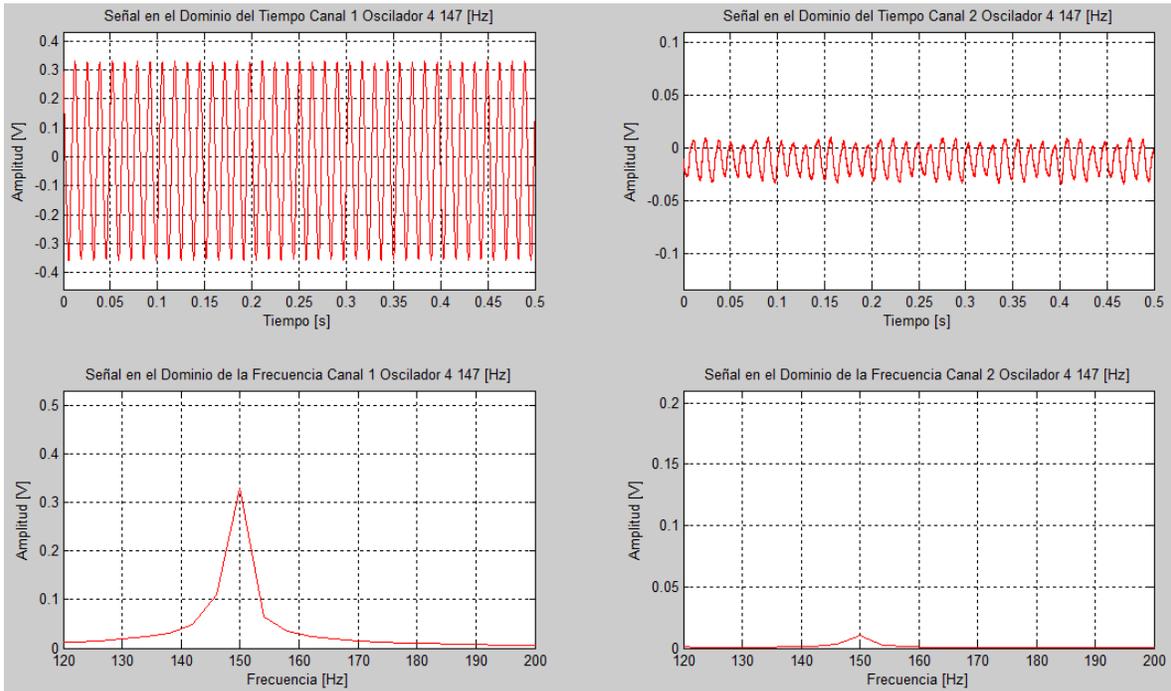


Figura 5.16: Señal con oscilación 4

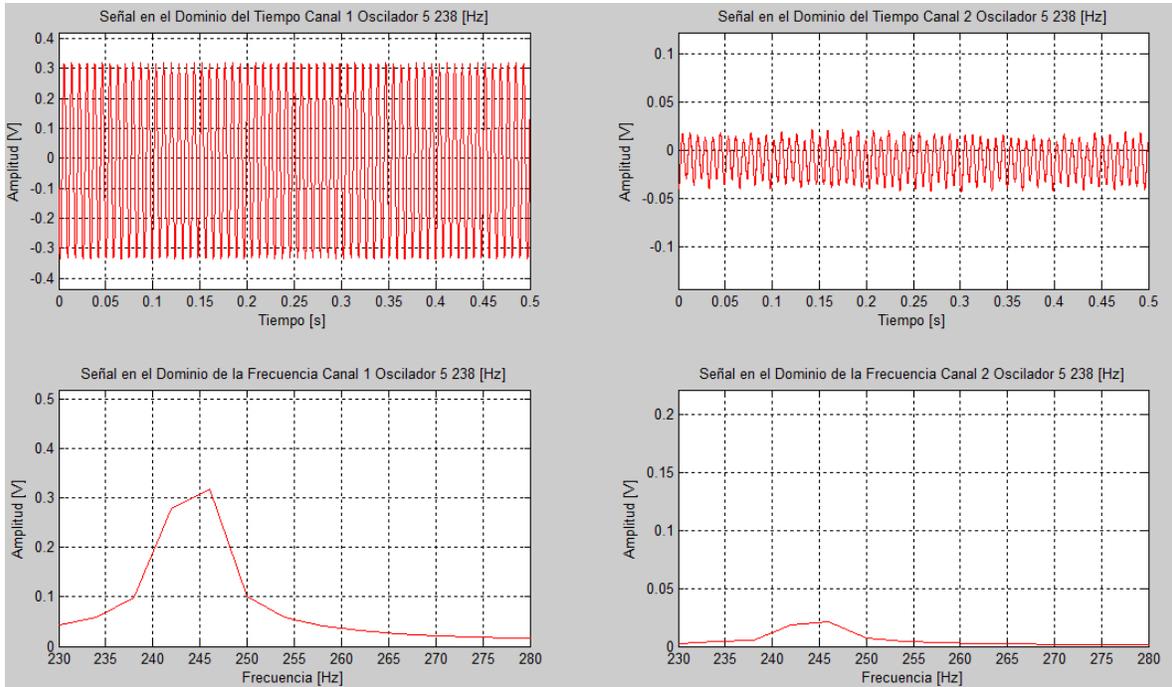


Figura 5.17: Señal con oscilación 5

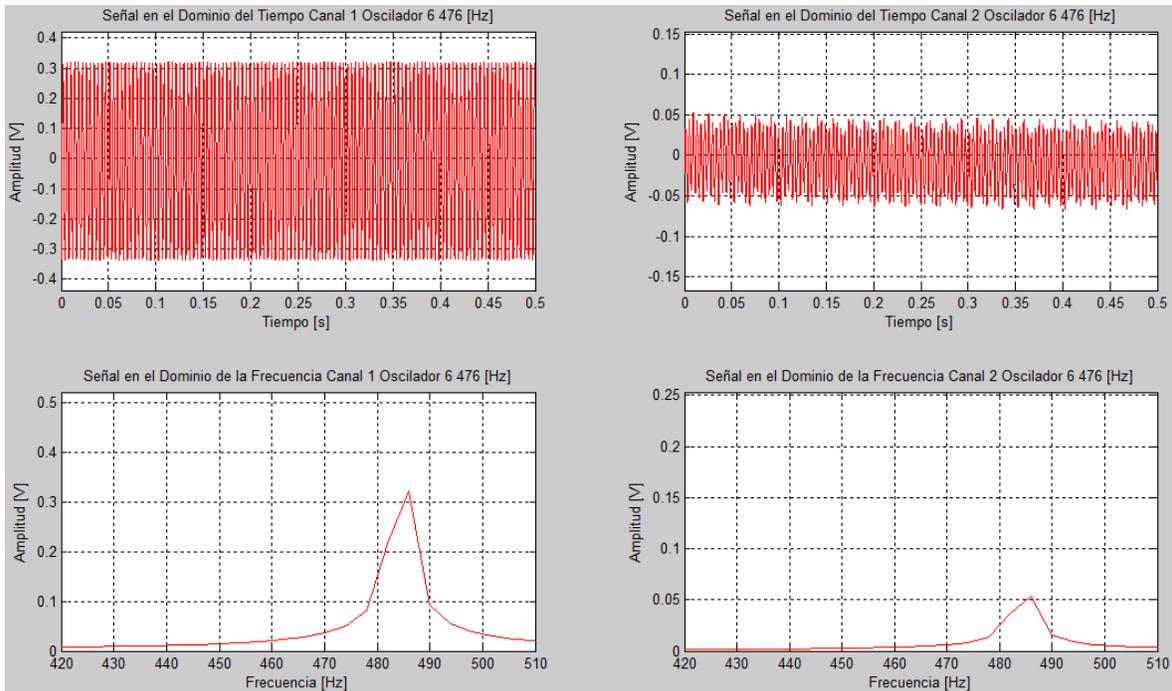


Figura 5.18: Señal con oscilación 6

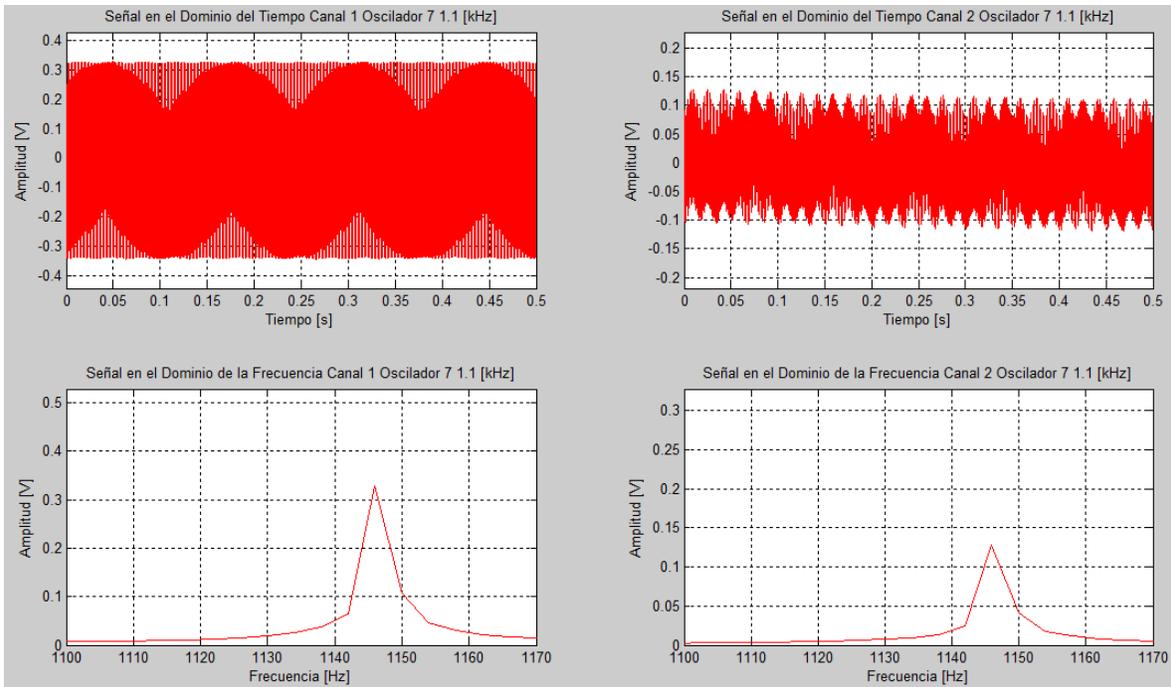


Figura 5.19: Señal con oscilación 7

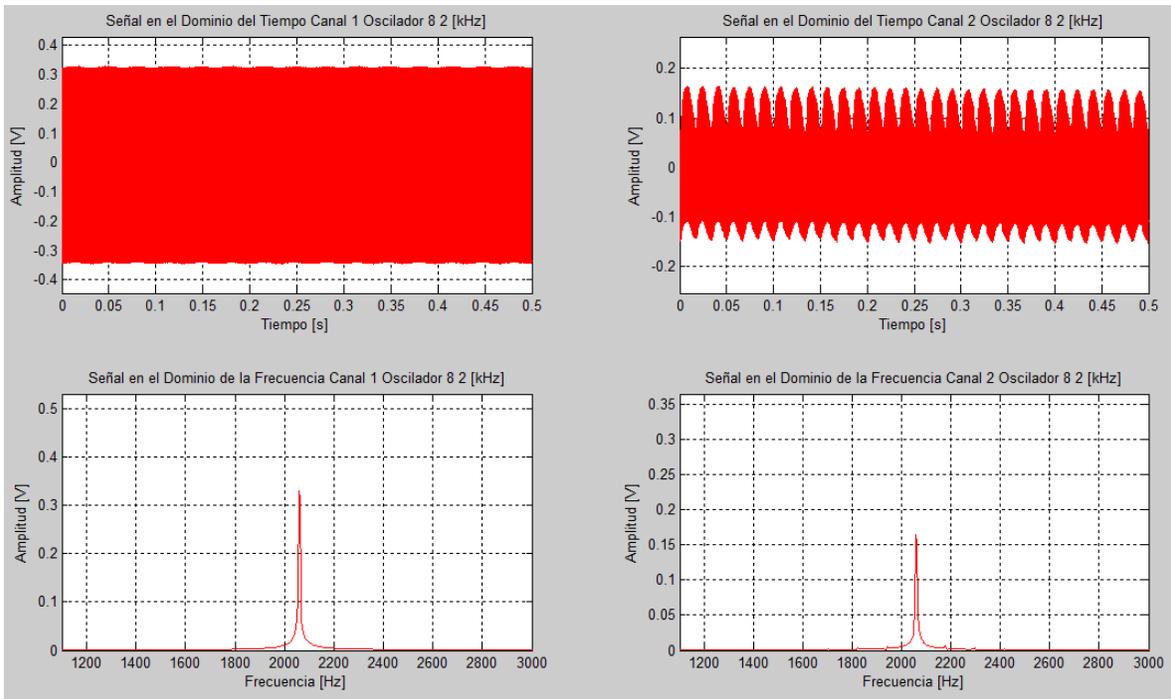


Figura 5.20: Señal con oscilación 8

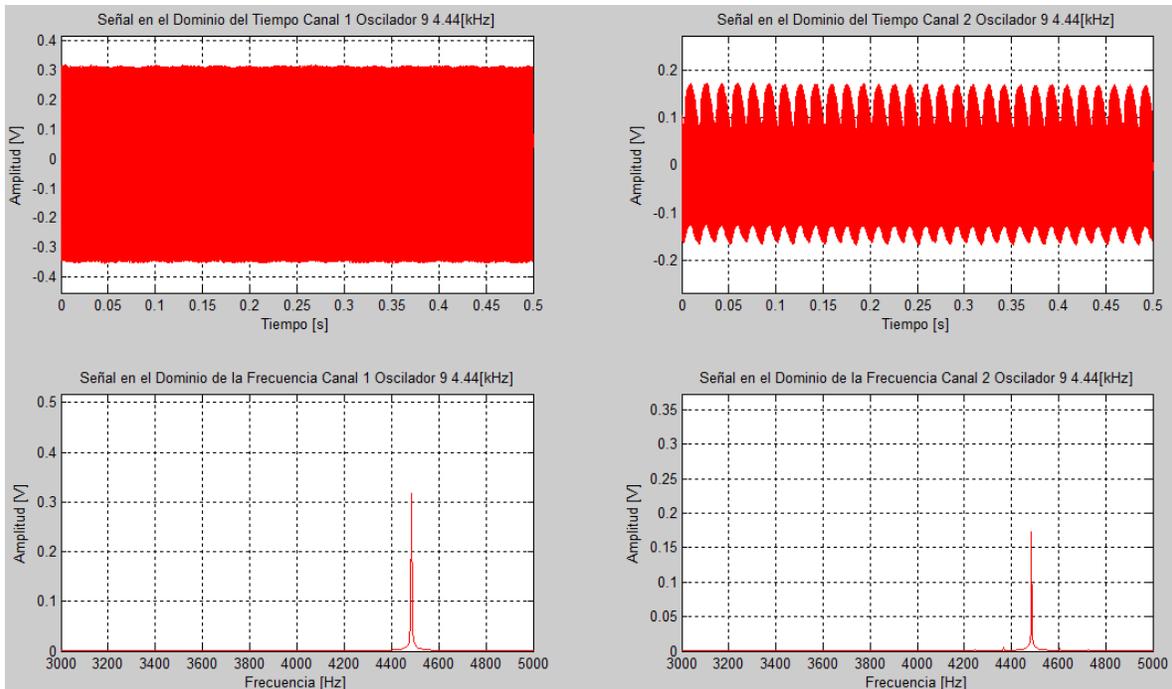


Figura 5.21: Señal con oscilación 9

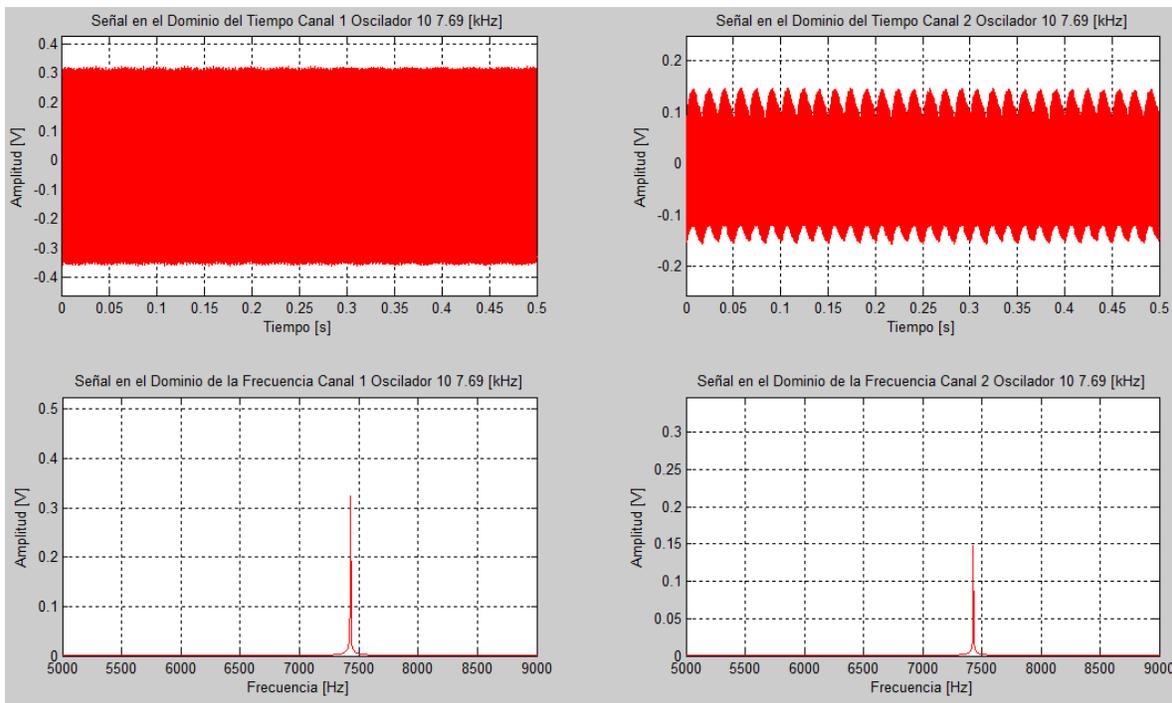


Figura 5.22: Señal con oscilación 10

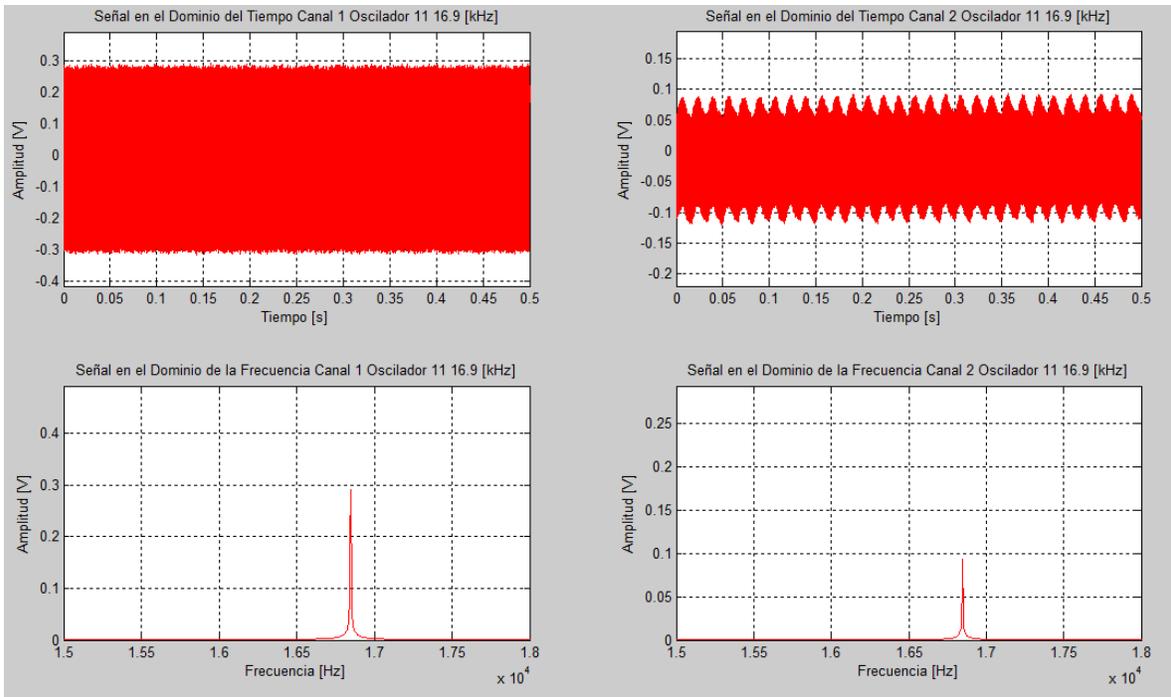


Figura 5.23: Señal con oscilación 11

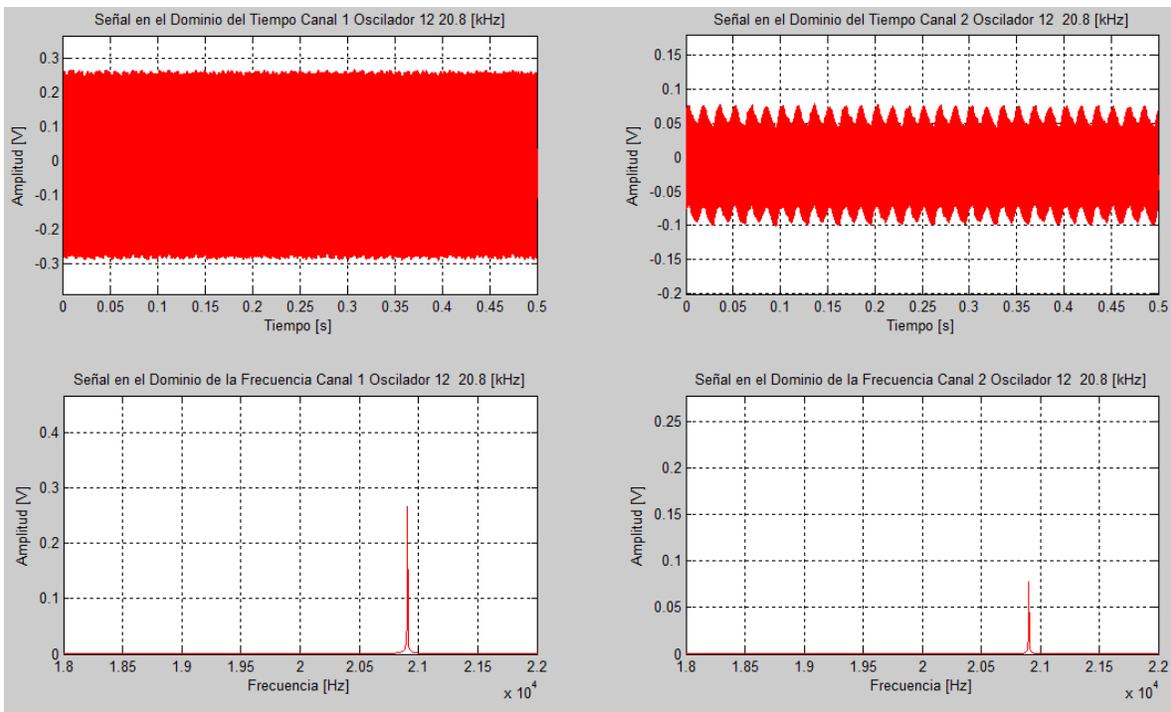


Figura 5.24: Señal con oscilación 12

Los resultados que arroja la prueba indican que este amplificador para bocinas de pc tiene una respuesta en frecuencia muy limitada, no presenta distorsión armónica, pero si distorsión de amplitud, además no filtra el ruido de la línea, lo que hace que las señales enviadas estén montadas sobre una señal de 60 [Hz] y sus armónicos, esto se puede apreciar sobre todo en altas frecuencias.

• **5.3 Caracterización de Bocinas**

Como primeras pruebas con elementos transductores, se considera que la respuesta del micrófono electret es la indicada por el fabricante, en pruebas posteriores se observará que tan exacta es esta consideración. De manera empírica se realizaron pruebas con muchos tipos de micrófonos electret y se eligió el que tenía una respuesta en frecuencia más amplia en todos los casos.

Realizando los pasos para caracterizar una bocina se utiliza el Sistema Caracterizador de Equipos de audio en los siguientes elementos:

1. Bafle Sony con impedancia de 6[Ω]

El resultado de la prueba es el siguiente:

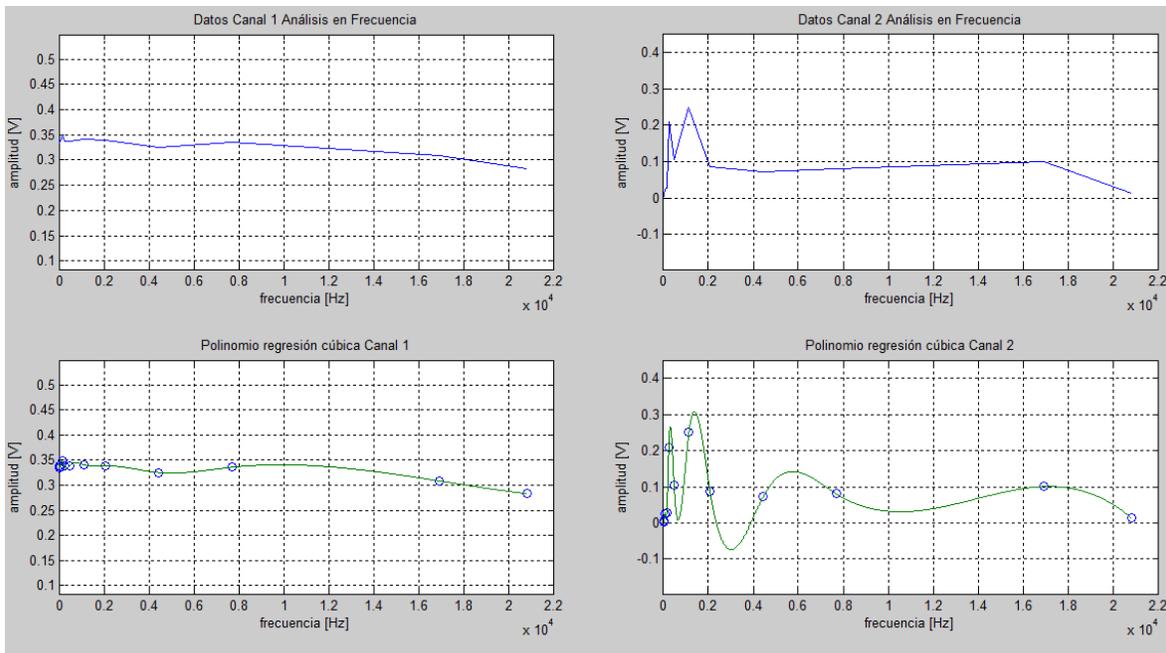


Figura 5.25: Respuesta en frecuencia canal 1 y canal 2

Haciendo un ZOOM a la zona de interés en el canal 2.

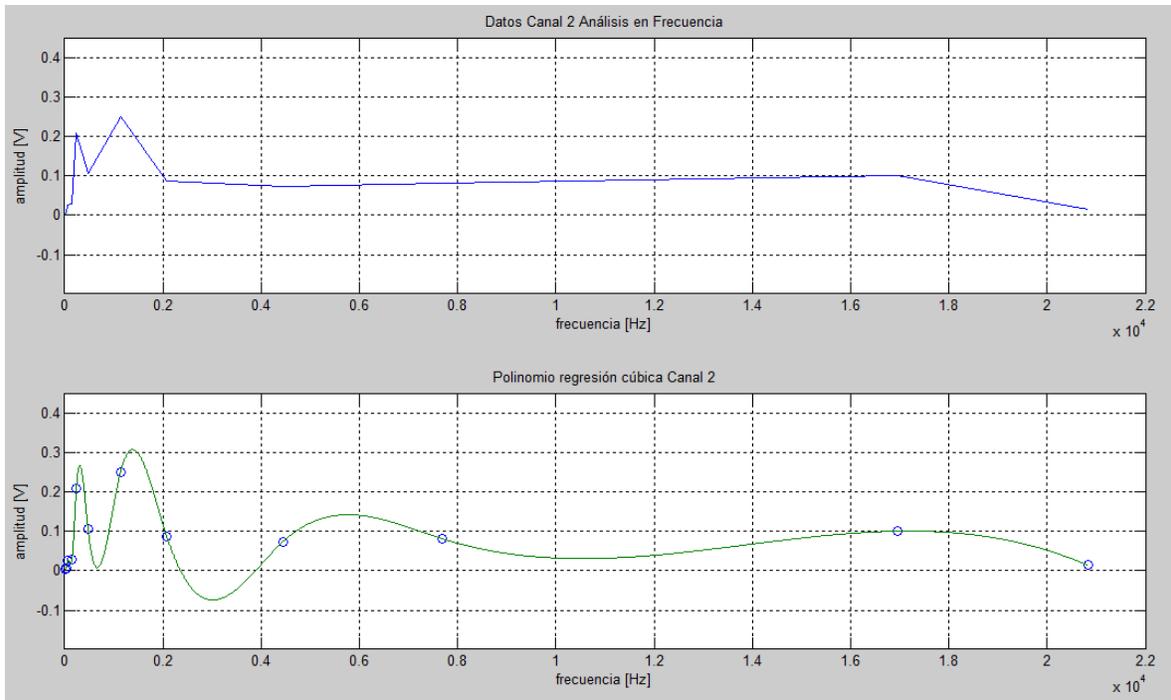


Figura 5.26: Respuesta en frecuencia de la bocian Sony Xplod

La respuesta en frecuencia obtenida

Punto de interés 1

Fecuencia central máxima = **307**[Hz]

ancho de banda = 200 [Hz]

frecuencias de corte $f_i = 220$ [Hz]; $f_s = 420$ [Hz] aproximadamente.

Punto de interés 2

Fecuencia central máxima = **1380** [Hz]

ancho de banda = 692 [Hz]

frecuencias de corte $f_i = 1075$ [Hz]; $f_s = 1767$ [Hz] aproximadamente.

Se puede observar que la bocina tiene otra sección de buena reproducción de sonido entre los **5000 y los 6000** Hertz.

Se presenta distorsión por amplitud

No se presenta distorsión armónica.

Las gráficas que se obtiene de la prueba son las siguientes.

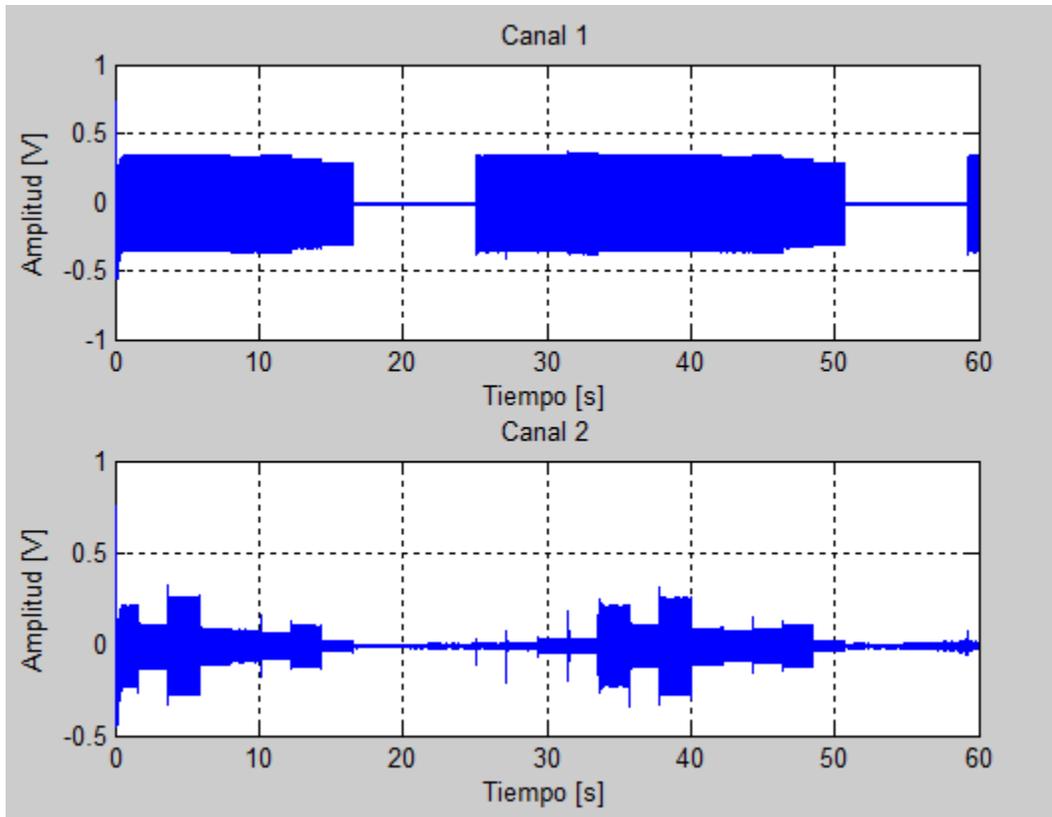


Figura 5.27: Señal enviada, Señal recibida.

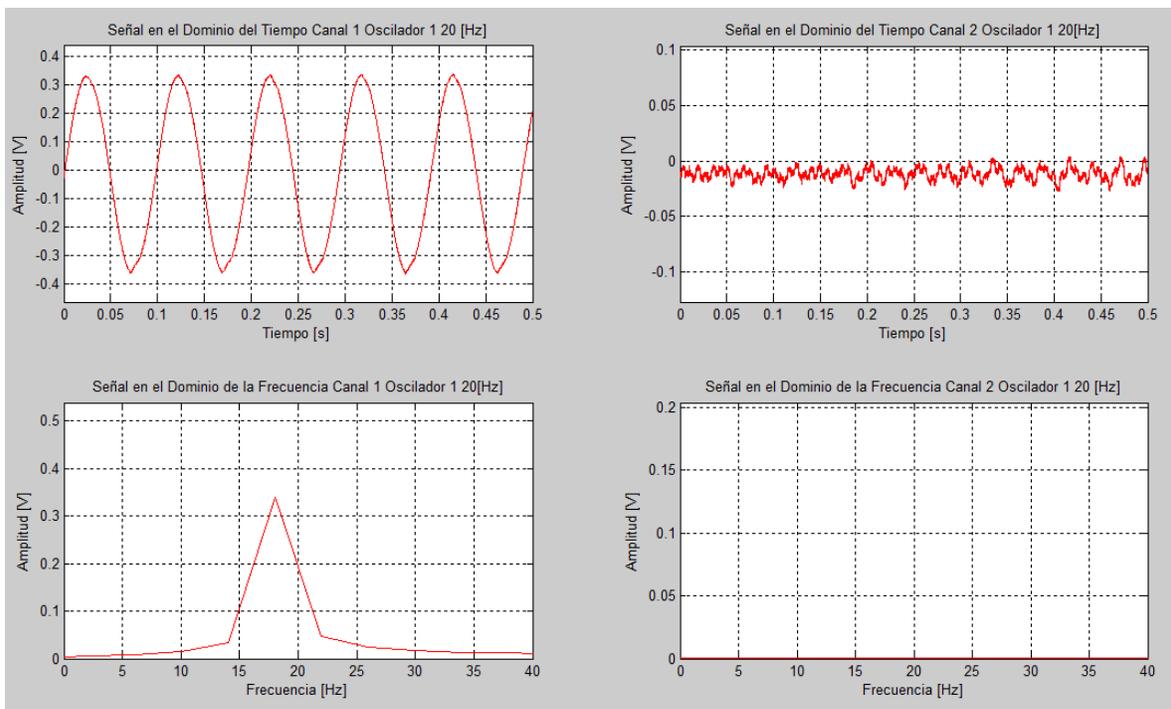


Figura 5.28: Respuesta a la frecuencia 1

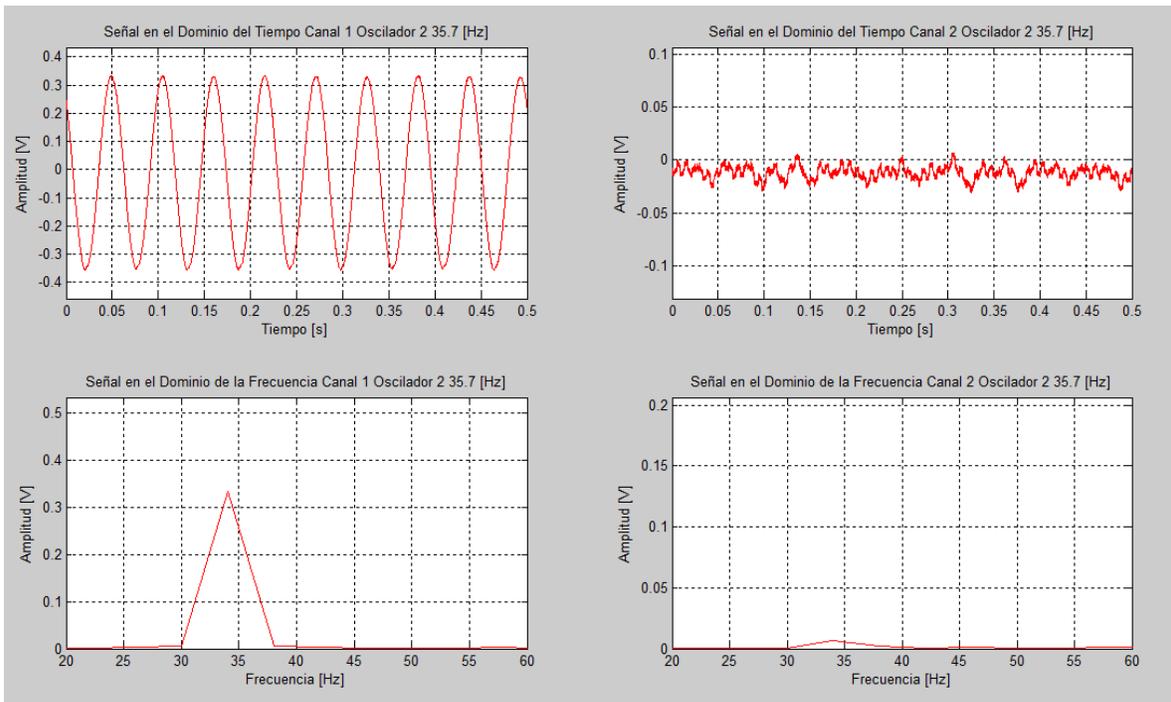


Figura 5.29: Respuesta a la frecuencia 2

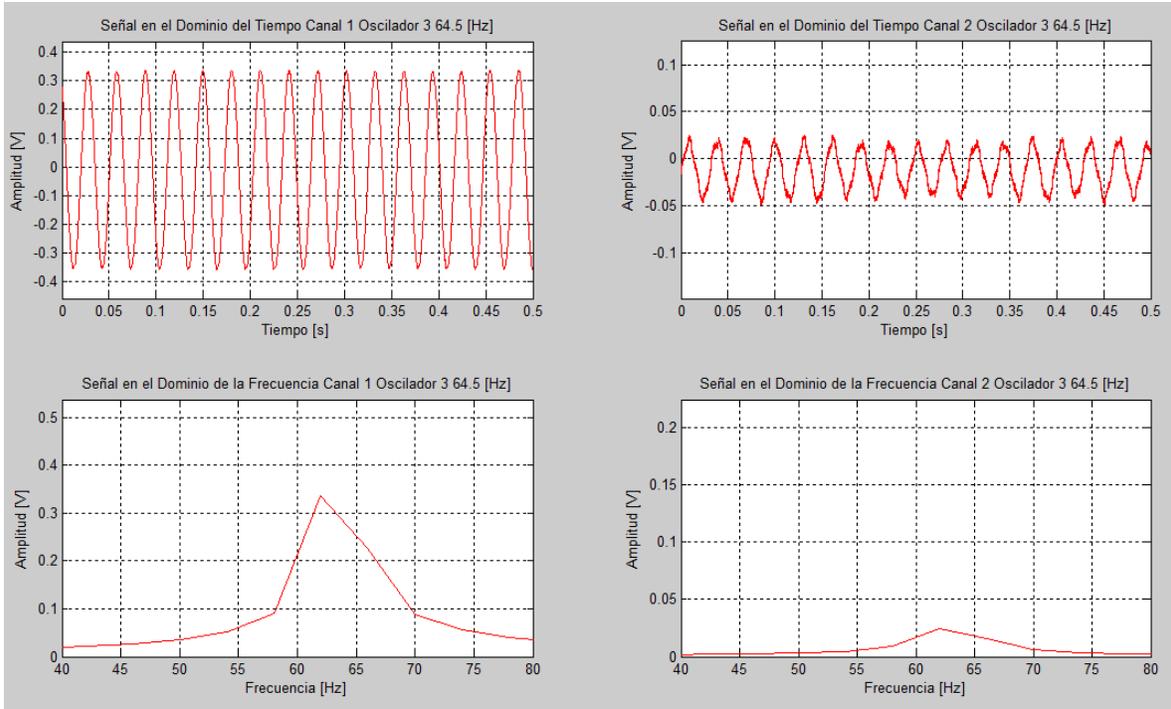


Figura 5.30: Respuesta a la frecuencia 3

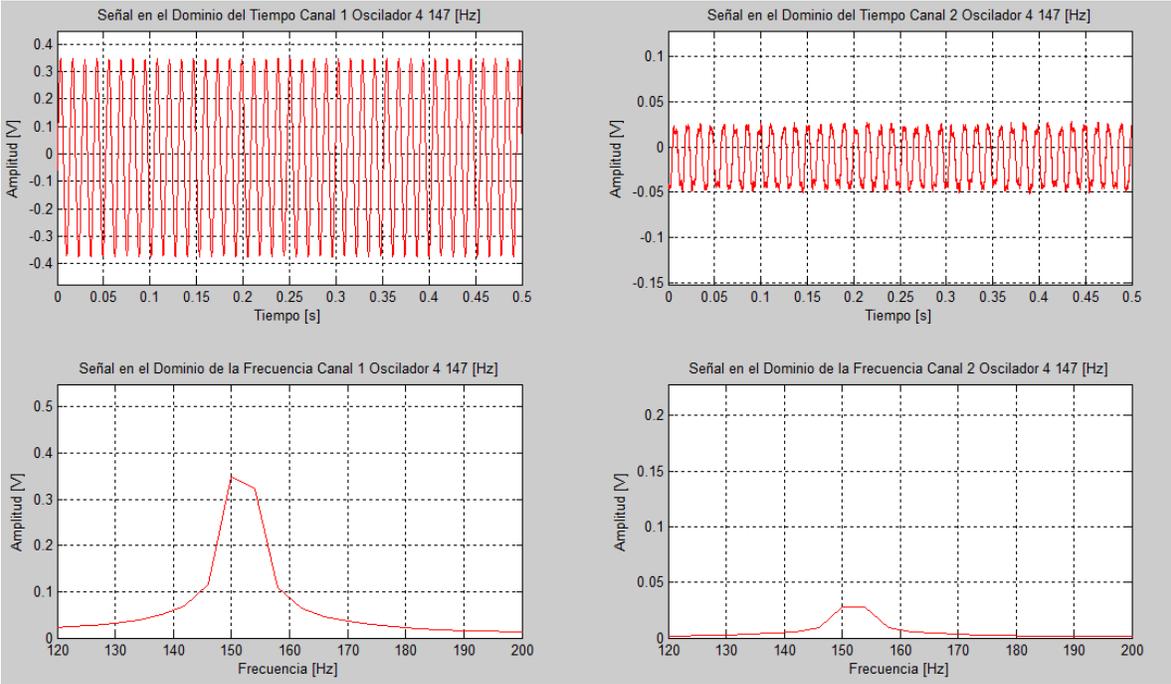


Figura 5.31: Respuesta a la frecuencia 4

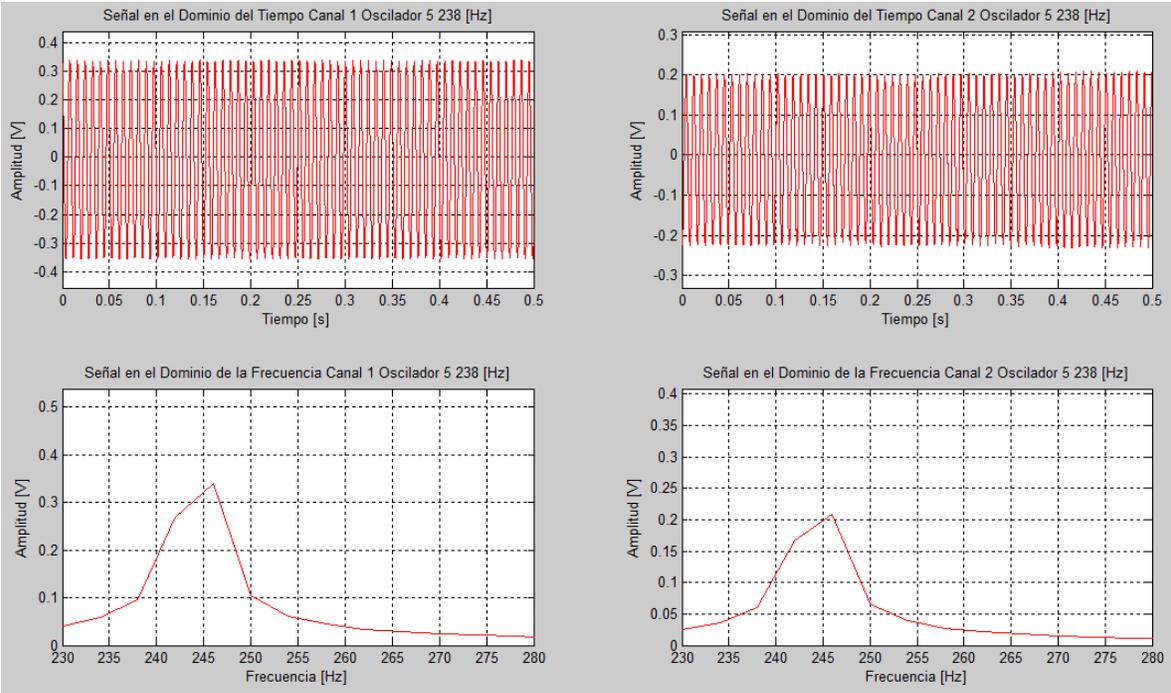


Figura 5.32: Respuesta a la frecuencia 5

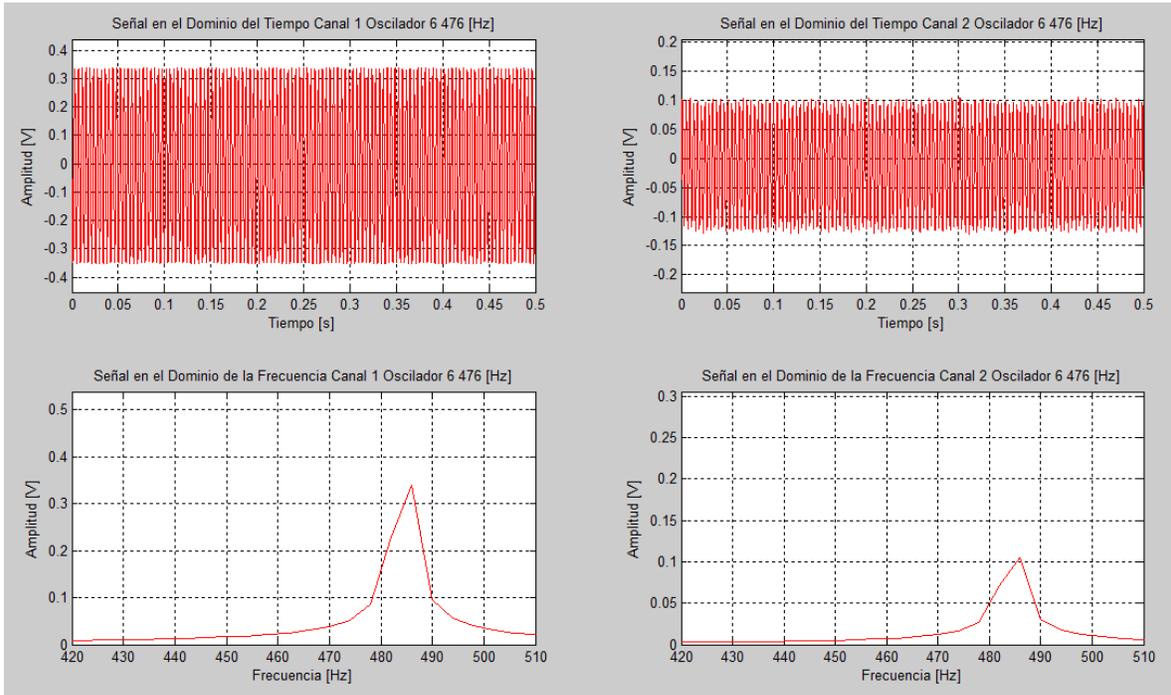


Figura 5.33: Respuesta a la frecuencia 6

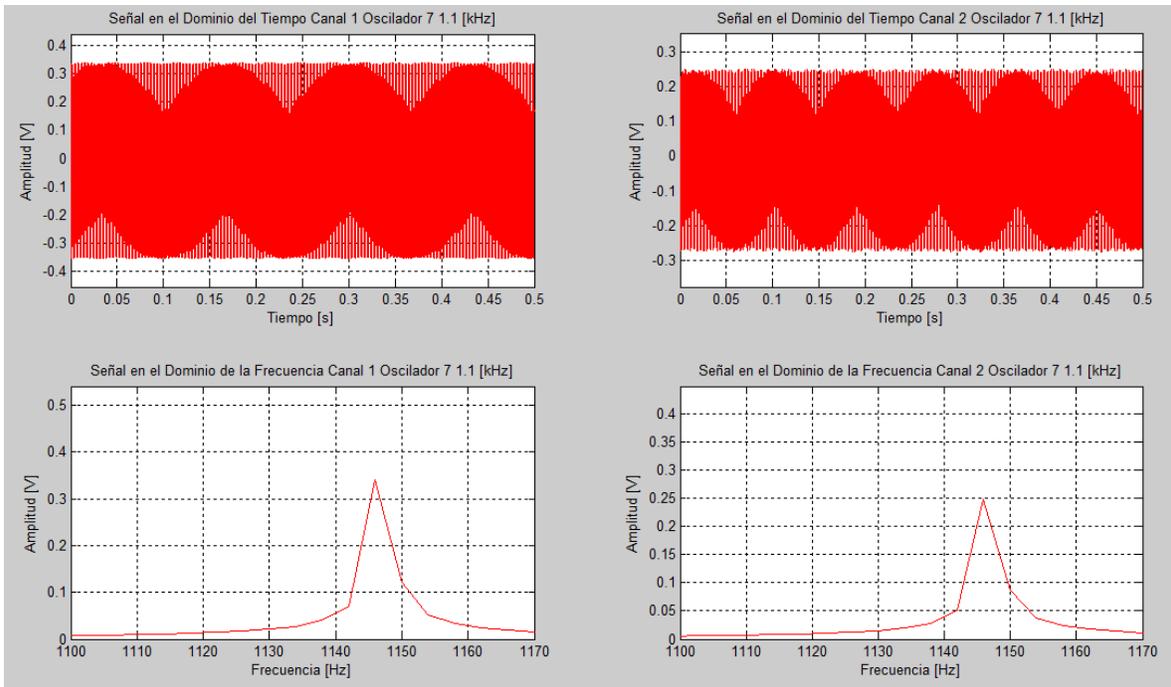


Figura 5.34: Respuesta a la frecuencia 7

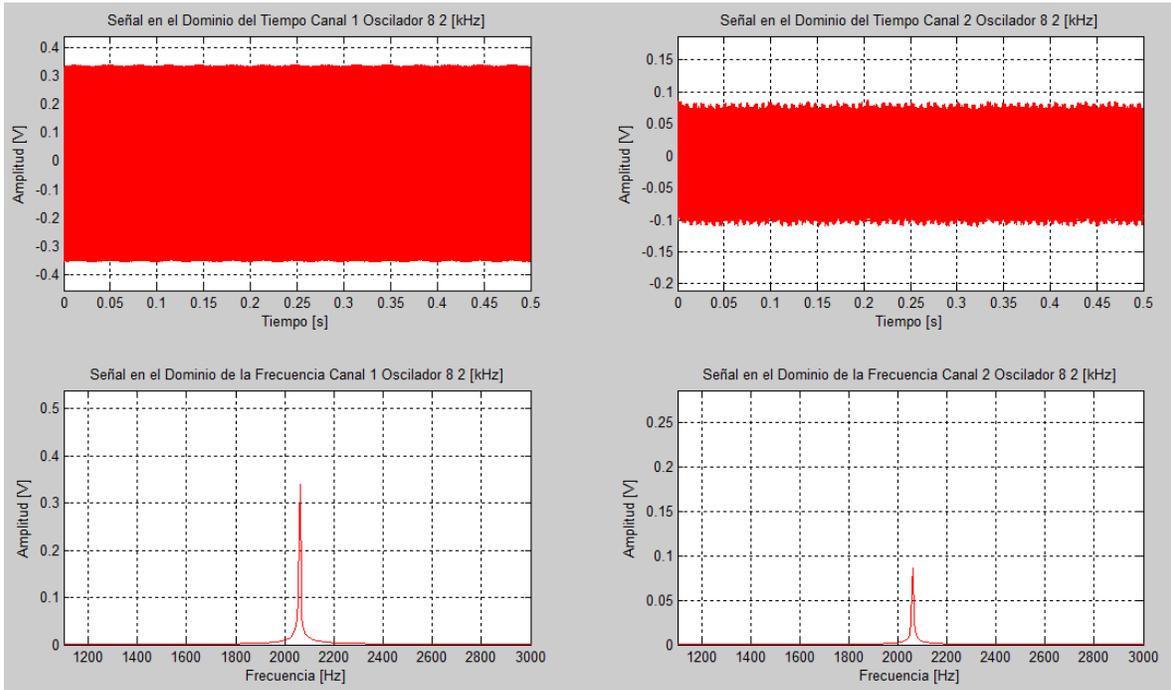


Figura 5.35: Respuesta a la frecuencia 8

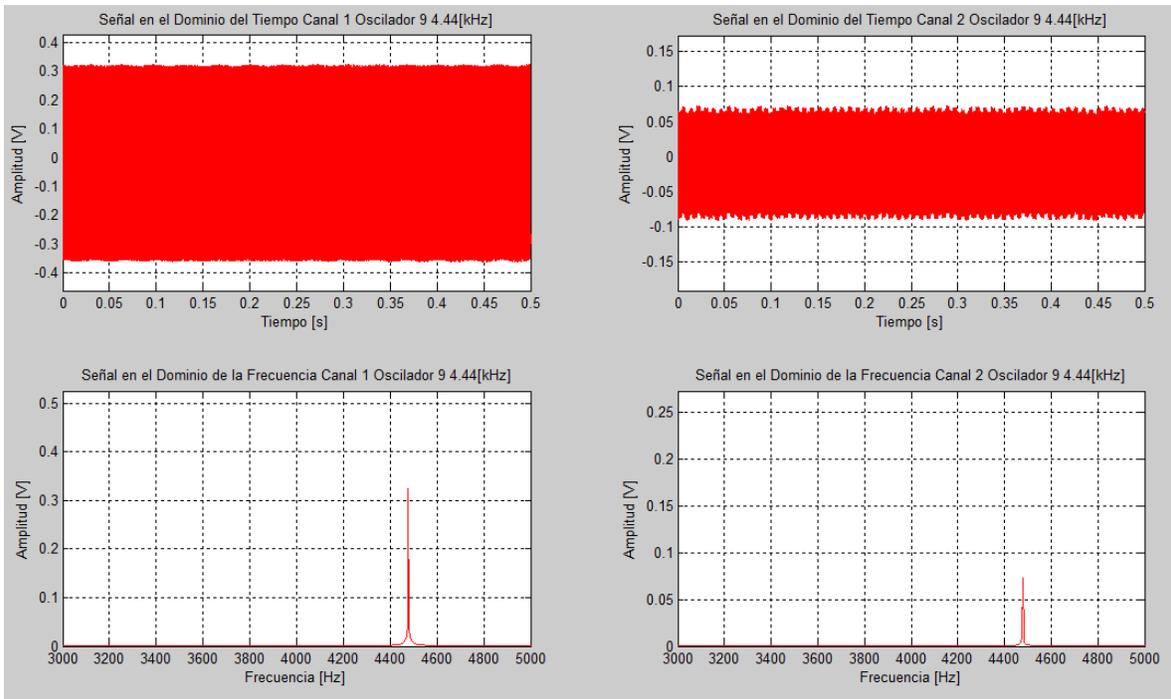


Figura 5.36: Respuesta a la frecuencia 9

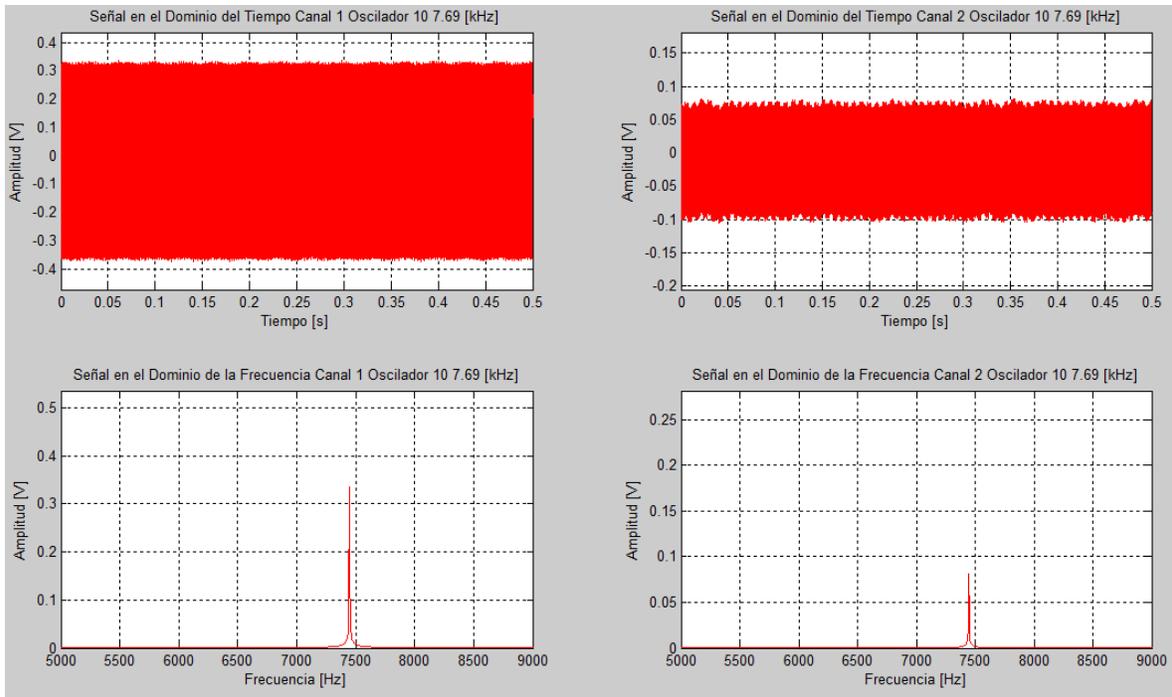


Figura 5.37: Respuesta a la frecuencia 10

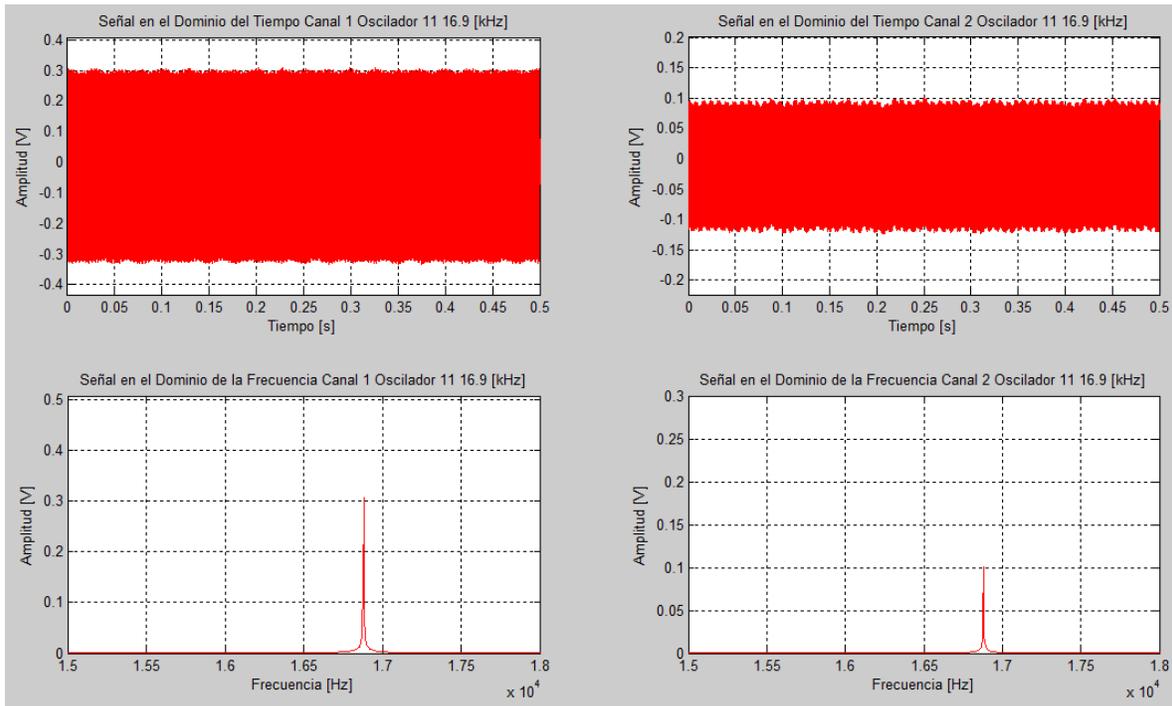


Figura 5.38: Respuesta a la frecuencia 11

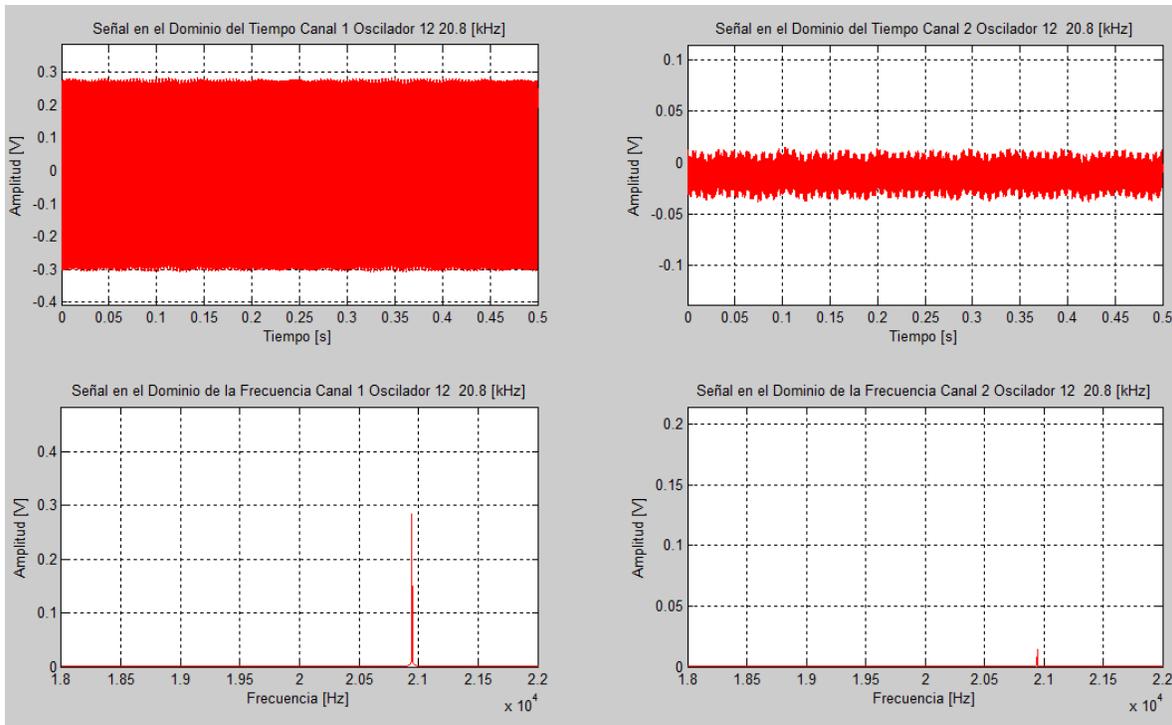


Figura 5.39: Respuesta a la frecuencia 12

En las gráficas obtenidas se puede observar como no hay distorsión en la señal enviada por la bocina, pero si se encuentra ruido sobre todo cuando la señal enviada al micrófono es nula. Este ruido puede deberse a la presencia de la computadora cerca del micrófono de prueba, pues los ventiladores de la computadora producen un pequeño zumbido.

- **5.4 Validación de Resultados**

Para validar los resultados obtenidos con el Sistema caracterizador de Equipos de Audio, se acudió a el CCADET (Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico), donde se encuentra una cámara anecoica, la cual es un cuarto diseñado especialmente, para eliminar por completo el rebote de sonido y las reverberaciones, proporcionando así un espacio adecuado para realizar pruebas acústicas sin intervención del entorno.

La cámara anecoica está diseñada para reducir, en la medida de lo posible, la reflexión del sonido: las cámaras anecoicas están aisladas del exterior y constan de paredes recubiertas con cuñas en forma de pirámide con la base apoyada sobre la pared, construidas con materiales que absorben el sonido. Entre estos materiales están la fibra de vidrio o espumas.



Figura 5.40: Cámara anecoica, CCADET.

En la cámara anecoica del CCADET se realizaron las mismas pruebas, solo que se utilizó el siguiente equipo para obtener los resultados:

Analizador de espectros:

Dual Channel Signal Analyzer

Type 2034

Brüel &Kjaer



Figura 5.41: Analizador de Espectros utilizado

Micrófono:

Brüel &Kjaer

El micrófono tiene una sensibilidad de 55.3 mV/PA

Calibration Chart for Condenser Microphone

Cartridge Type 4165



Figura 5.42: Micrófono de medición.

Amplificador:

DENOM precision audio component/ integrated Stereo Amplifier PMA-860



Figura 5.43: Amplificador utilizado

Bafle:

B&W

matrix 803 serie 2. 8[]

Máximo de potencia 250[W]



Figura 5.44: Bafle utilizado.

El equipo utilizado está debidamente calibrado y caracterizado.

La respuesta en frecuencia del micrófono Brüel & Kjaer y el Bafle B&W conectado al amplificador DEMON introduciendo ruido blanco es:

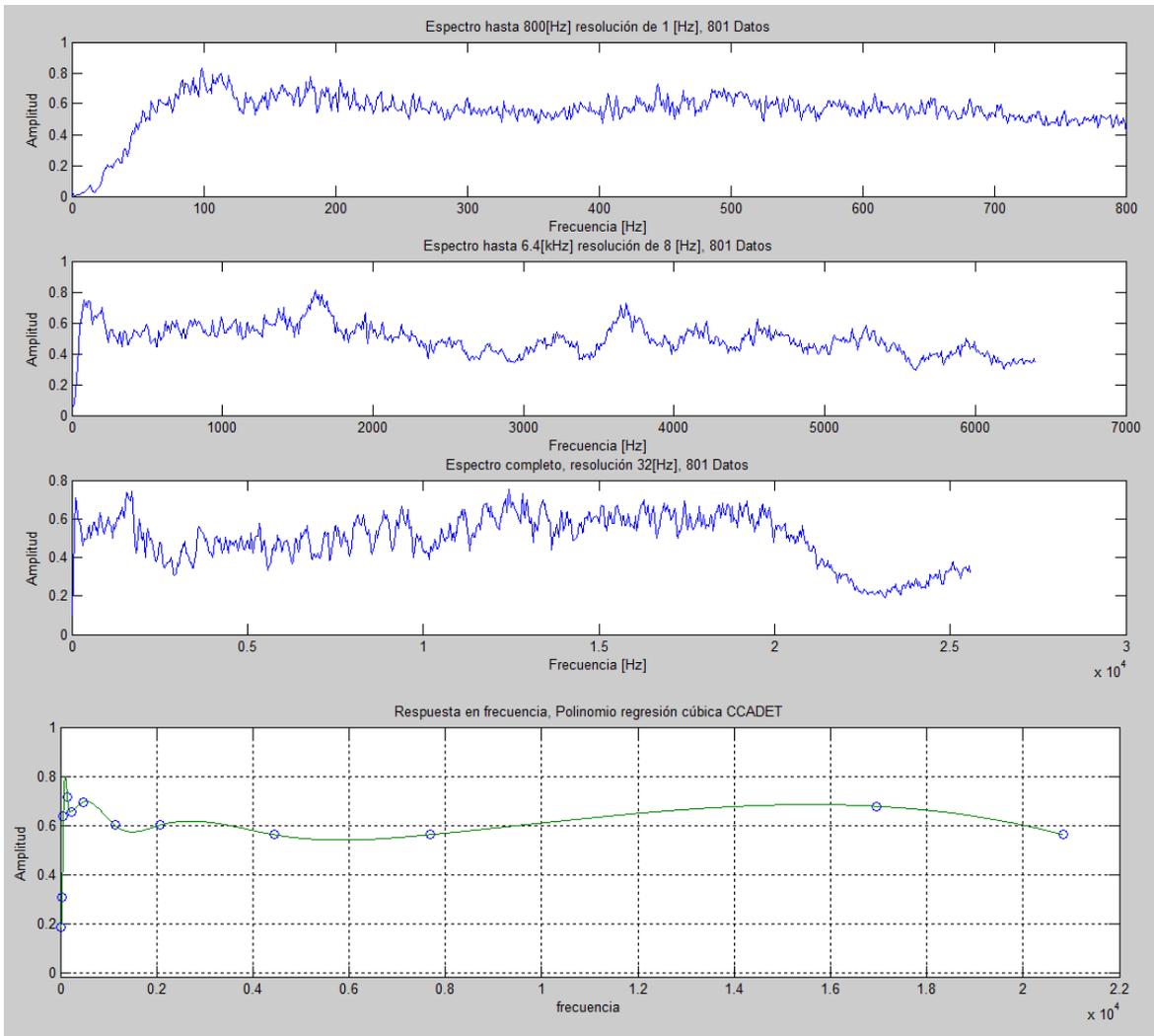


Figura 5.45: Respuesta del micrófono de prueba y Bafle de prueba.

La figura 5.45 muestra como tanto el Bafle como el micrófono, son capaces de reproducir y captar todo el rango de frecuencia en el espectro de audición humana, de 20 [Hz] a 20[kHz], por lo que se utilizarán para caracterizar todo el equipo y comparar los resultados obtenidos en las pruebas previas, con datos obtenidos en una cámara anecoica con equipo profesional y así comprobar la eficiencia del equipo construido.

Para obtener la gráfica de la figura 5.45, se colocó el bafle B&W a un metro de distancia del micrófono de prueba, alineando el micrófono con el tweeter del bafle, ya que las ondas con mayor frecuencia tiene menos dispersión que las de baja frecuencia.

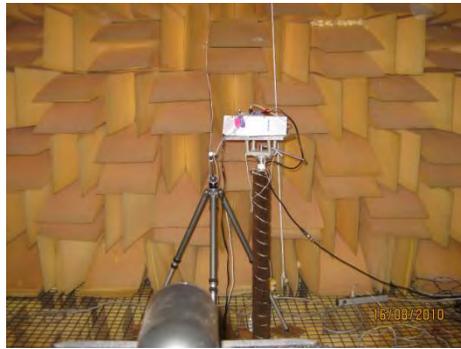


Figura 5.46: Micrófono alineado con el tweeter del baffle B&W

Esta prueba fue realizada también utilizando el micrófono que se usó en las pruebas anteriores con el Sistema caracterizador de Equipos de Audio, y el resultado es el siguiente:

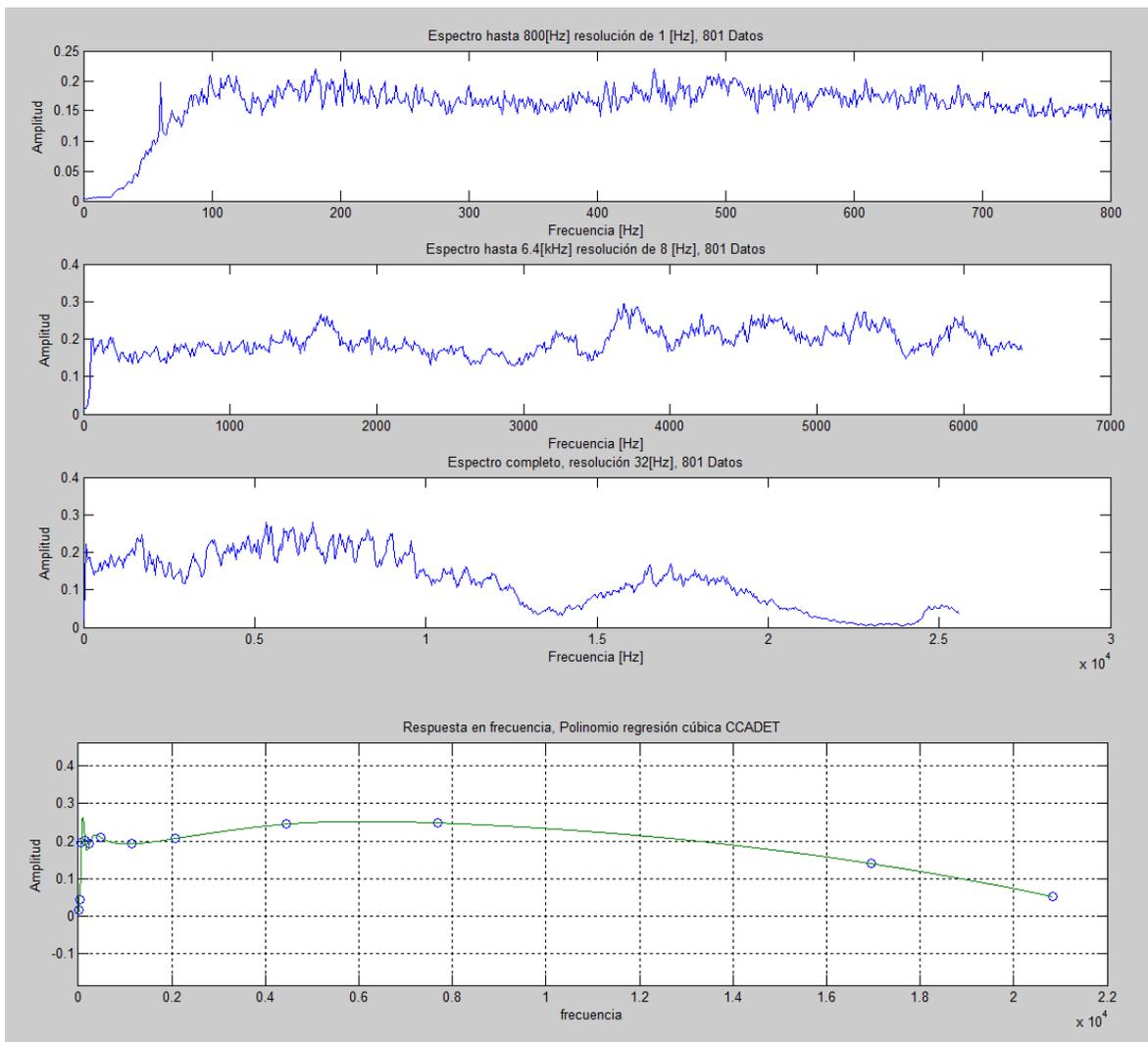


Figura 5.47: Respuesta en frecuencia del micrófono electret del SCEA

Las gráficas de la figura 5.47 muestran como el micrófono electret da una respuesta en frecuencia de 10,000 [Hz], pasando ese valor el micrófono no tiene una respuesta estable.

Con estos datos se pueden observar las diferencias entre las respuestas obtenidas en un cuarto de estudio casero con el Sistema Caracterizador de Equipo de Audio con las pruebas obtenidas en la cámara anecoica de la UNAM – CCADET usando equipo profesional.

1. Bafle Sony

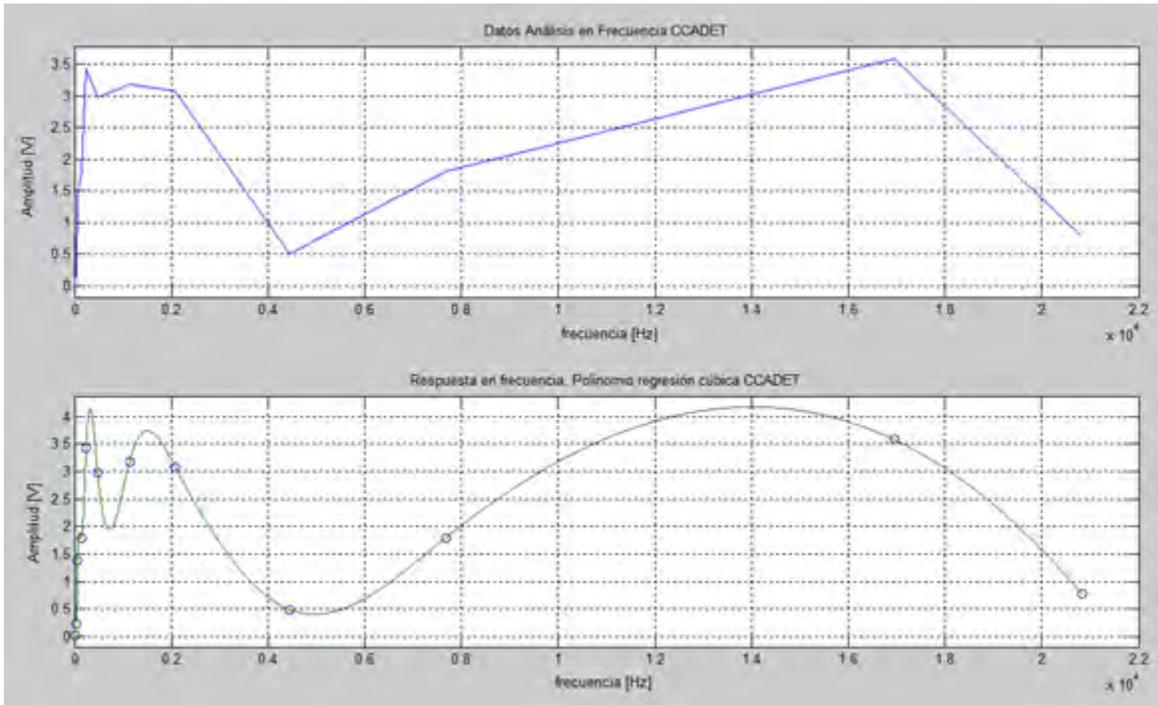


Figura 5.48: Resultados profesionales

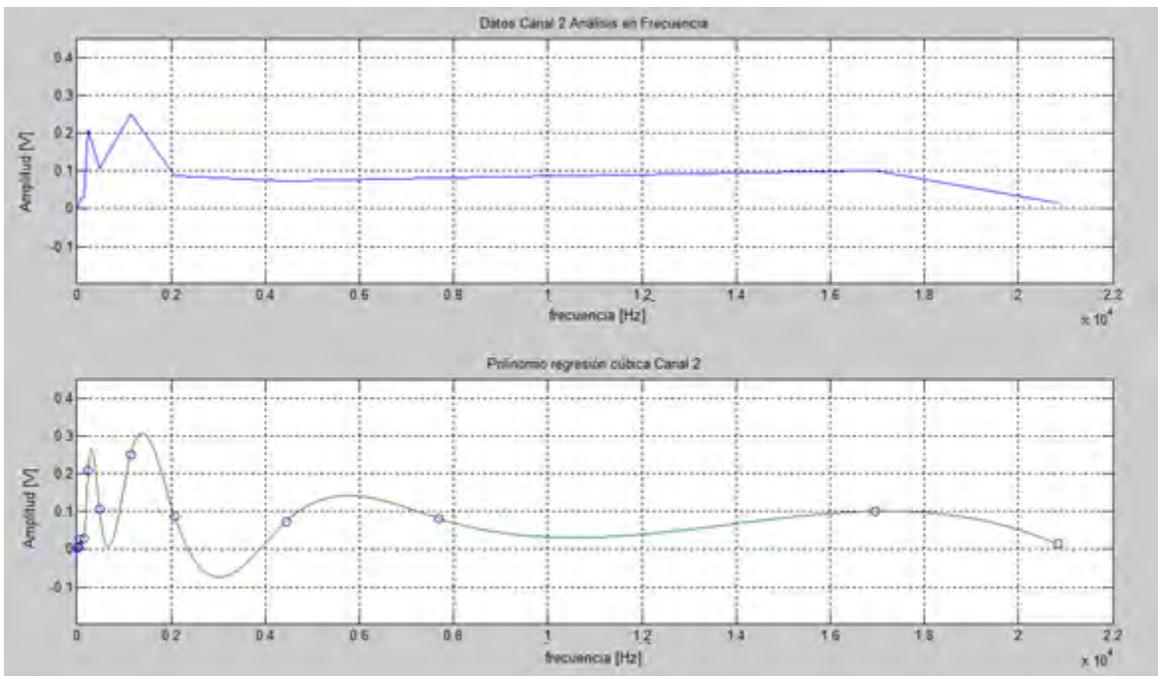


Figura 5.49: Resultados con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio

2. Woofer Sony

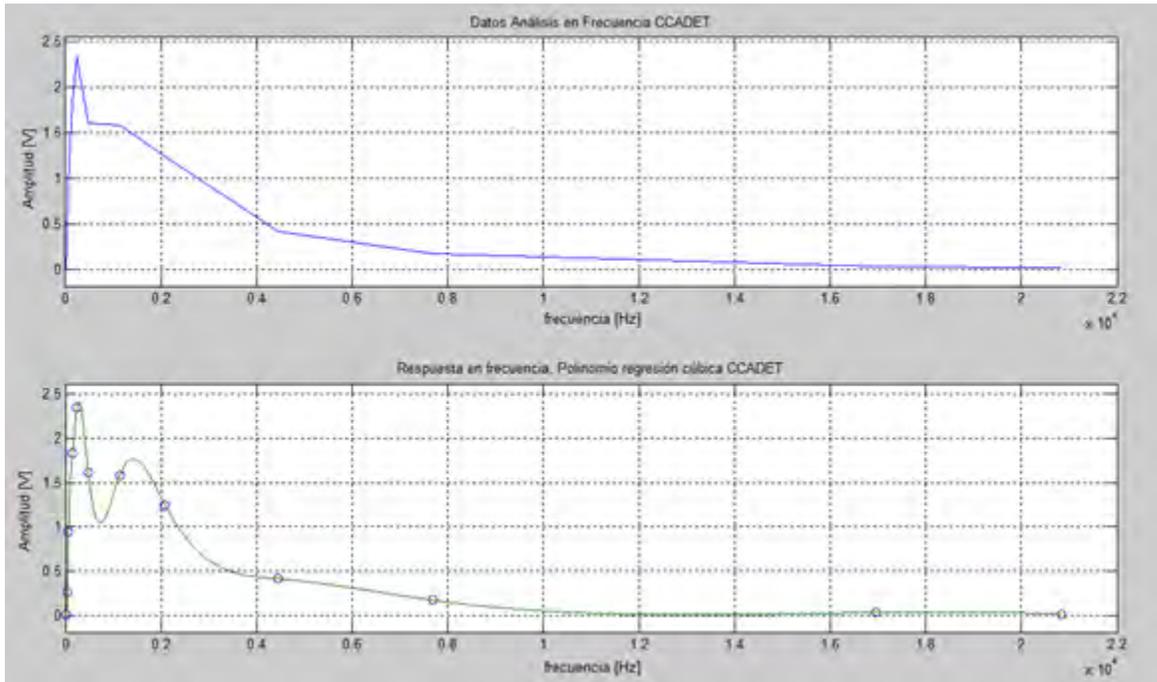


Figura 5.50: Resultados profesionales

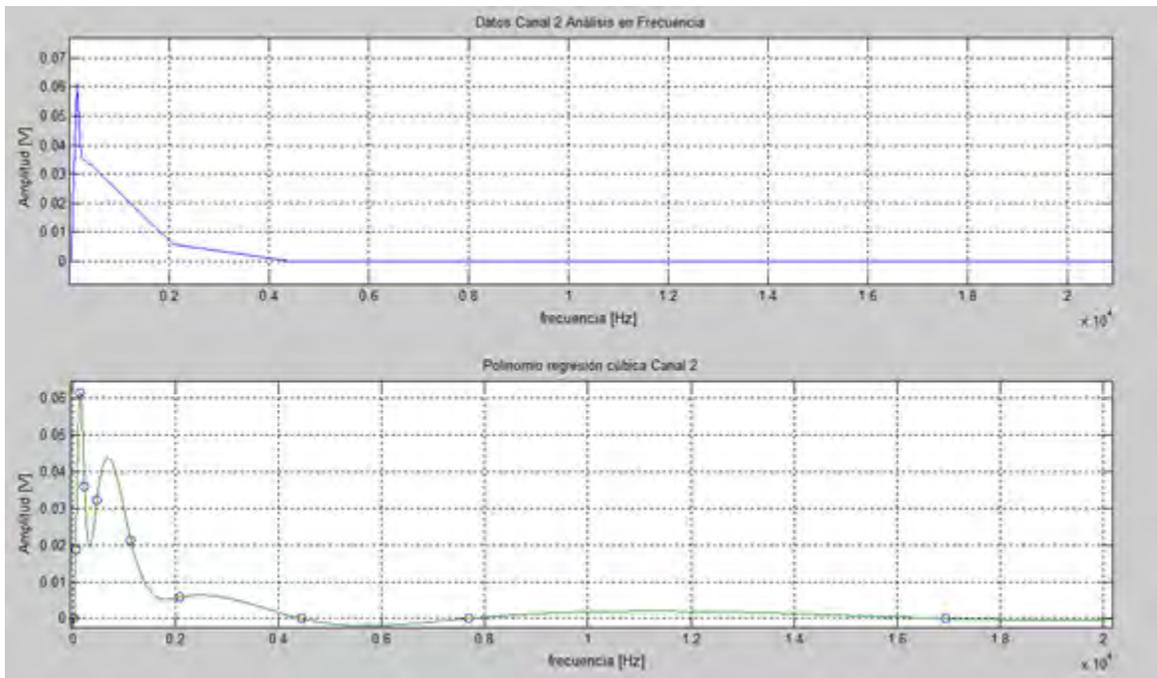


Figura 5.51: Resultados con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio

3. Bafle Panasonic

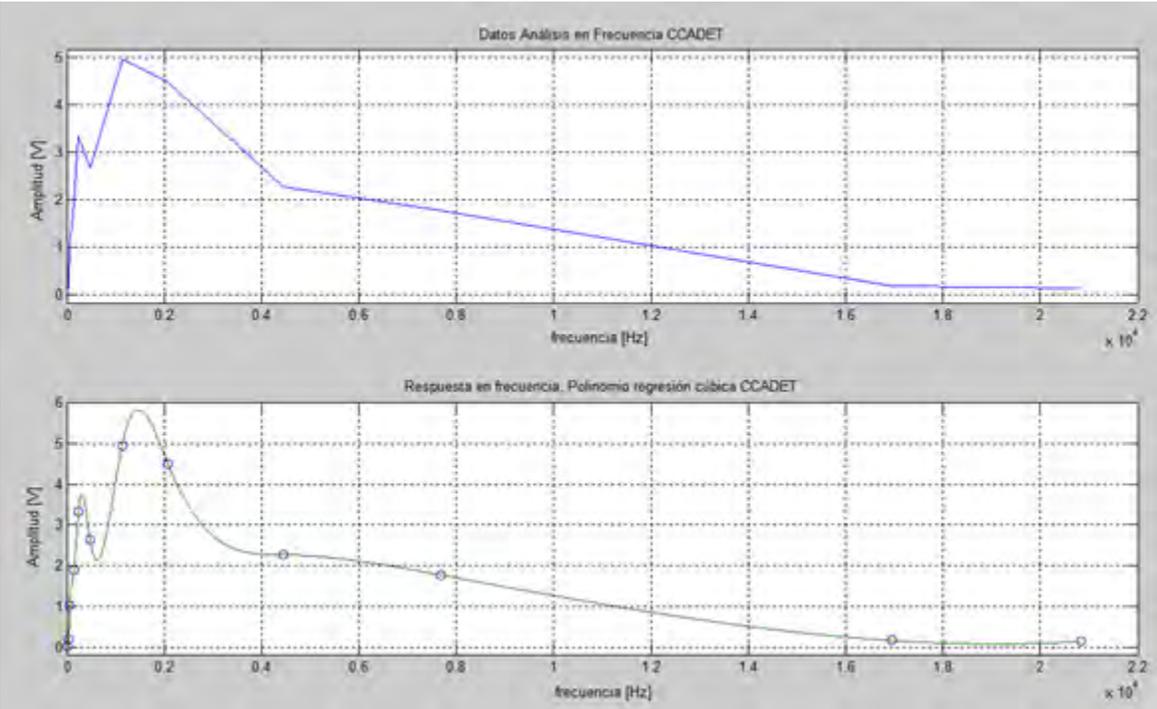


Figura 5.52: Resultados Profesionales.

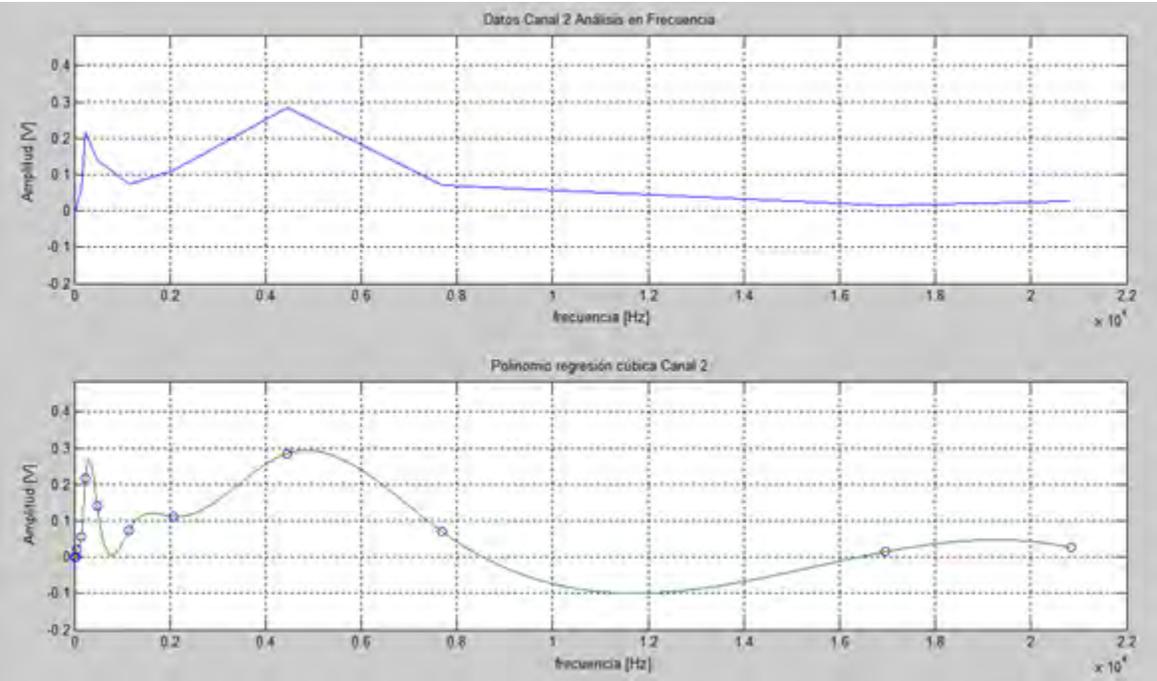


Figura 5.53: Resultados con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.

4. Bafle AIWA

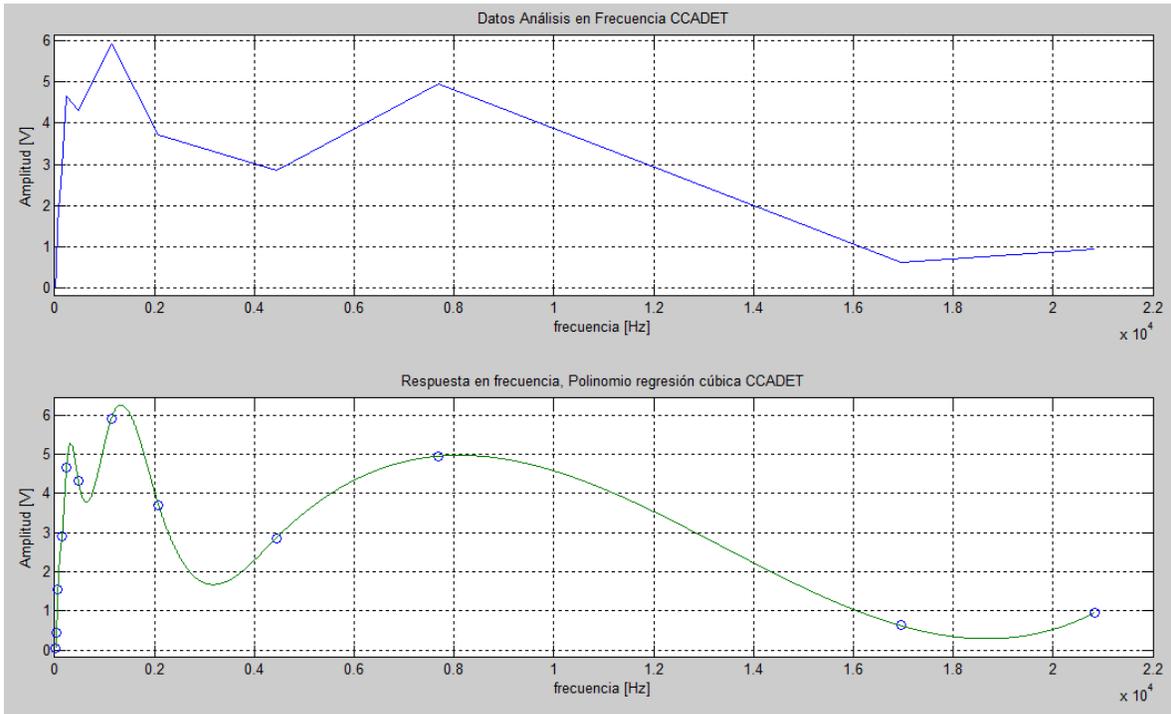


Figura 5.54: Resultados Profesionales

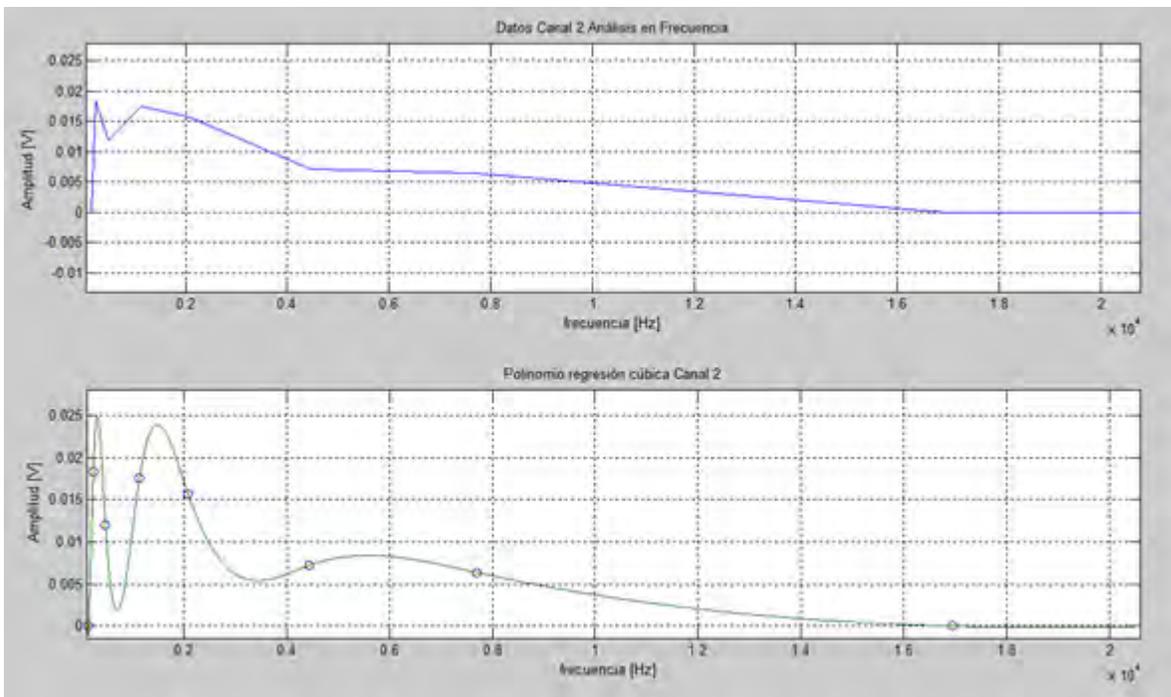


Figura 5.55: Resultados con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.

5. Bocina Sony Xplod

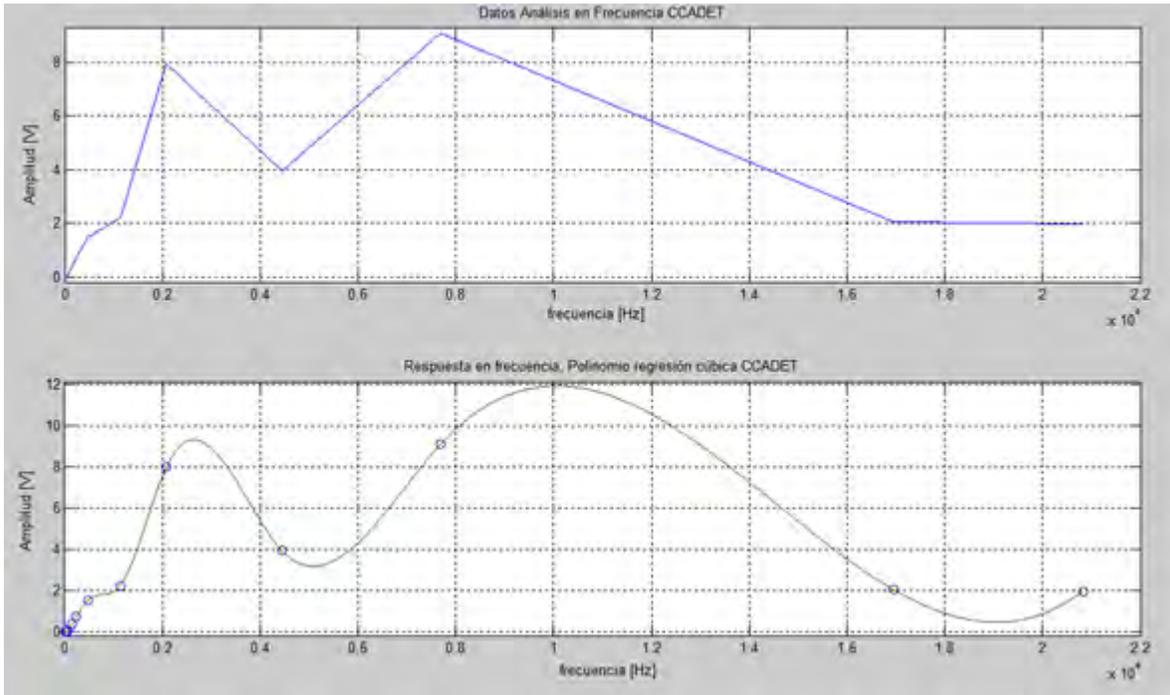


Figura 5.56: Resultados Profesionales.

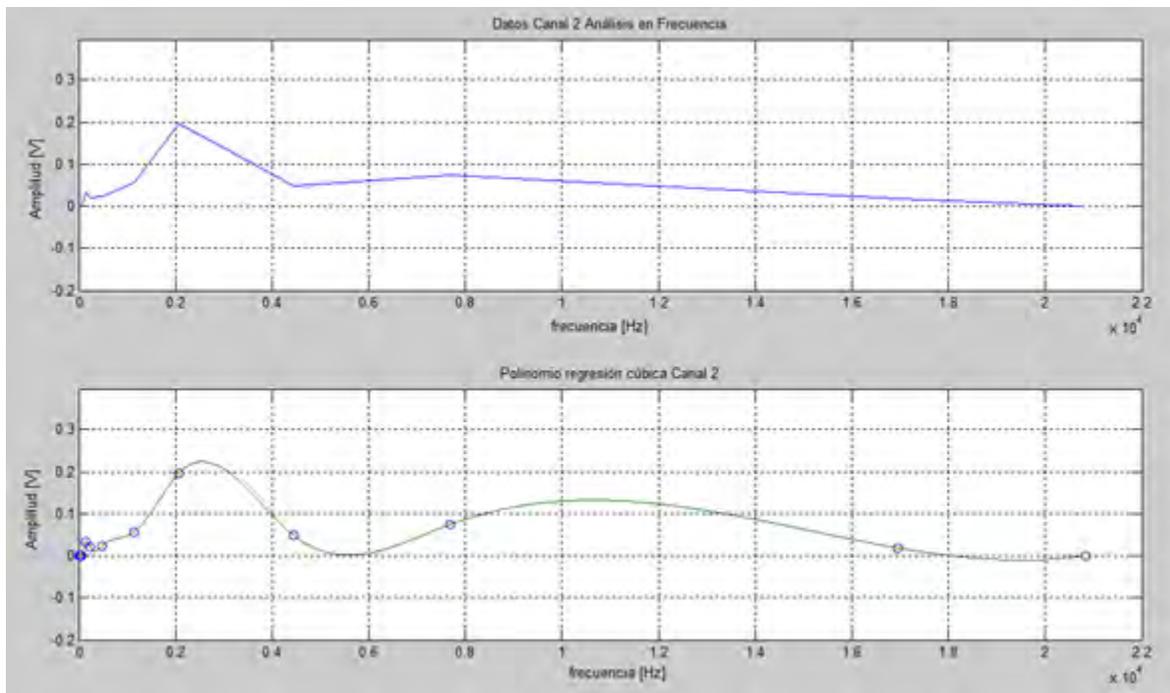


Figura 5.57: Resultados Con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.

En todos los casos anteriores, las gráficas obtenidas de manera profesional son muy parecidas a las obtenidas con el sistema desarrollado en el área de bajas frecuencias, aproximadamente hasta los 8000 [Hz].

Hay problemas de respuesta en altas frecuencias, pero como se puede observar en todos los casos, las bocinas de equipos de sonido casero, no son capaces de reproducir estas frecuencias, por lo que el sistema funciona muy bien para caracterizar equipos de esta índole.

El programa para obtener los datos del analizador de espectros Brüel & Kjaer, se encuentra en el Apéndice A.

- **5.5 PATRÓN DE INTERFERENCIA EN UN RECINTO A UNA FRECUENCIA**

Siguiendo los pasos indicados en el capítulo anterior para obtener el factor de interferencia en espacios se obtuvo la siguiente respuesta:

Espacio: Recámara con muebles:



Figura 5.58: Colocación de las Bocinas

Las bocinas se colocaron a la misma altura y con una separación de 2 metros entre ellas.

El cuarto es de 4 x 3.6 metros y se caracterizó un área central (posibles puntos de audición) de 2.64 [m] x 2.31[m] dividida en 56 puntos de prueba, cada uno distanciado entre sí por 33[cm].

Los datos se introdujeron a un programa diseñado en MATLAB, Apéndice A. El resultado es el siguiente:

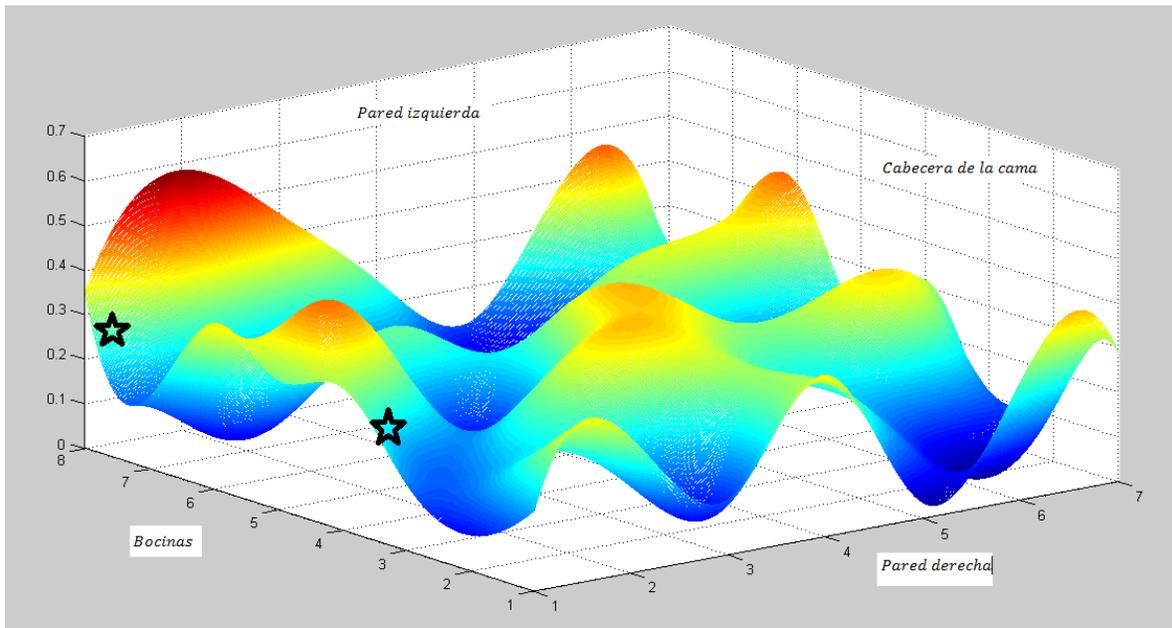


Figura 5.59: Mapa de interferencia acústica de habitación con muebles (pruebas con señal a 1kHz)

La figura 5.59 muestra el patrón de interferencia de una habitación con muebles. Las zonas azules indican la presencia de interferencia destructiva, y las zonas en rojo representan las zonas con interferencia constructiva.

Con esta prueba se demuestra que si se puede caracterizar un espacio con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, sin necesidad de un equipo costoso.

En la figura 5.59 se aprecia que hay periodicidad aparente en la presencia de nodos con interferencia, lo cual da pie a hacer una extrapolación de nodos. Esto puede pensarse para espacios vacíos, pero con espacios llenos de cuerpos que absorban o reboten el sonido, esta consideración podría no ser confiable.

Conclusiones y Comentarios:

En esta tesis se ha logrado desarrollar todo un sistema completo y funcional que cumple de manera adecuada con su propósito, caracterizar equipos de audio y espacios con ciertas reservas debidas a la calidad del equipo utilizado, pero con la plena certeza de que la metodología planteada combinada con el equipo completo cumpliendo con una calidad necesaria, cumplirá con las expectativas esperadas.

En el capítulo I se logró presentar un enfoque general de las características del sonido, principal factor de importancia para este trabajo, con dichas características bien definidas se llegó a un planteamiento de las metas de esta tesis, saber que es necesario analizar del sonido y formular la metodología para lograrlo. Conceptos tan simples como intensidad, duración, tono, timbre, octava, ruido, distorsión y capacidad auditiva humana, dan un panorama muy amplio para estudiar; propósito principal de este capítulo, “el planteamiento del problema”.

En el capítulo II se abordaron temas cruciales para el diseño de esta tesis, el trabajo presentado en dicho capítulo, es el resultado de un estudio extenso y del planteamiento hipotético para llevar a cabo el diseño del Sistema Caracterizador de Equipos de Audio. Se abordaron temas de crucial importancia para la ingeniería electrónica, como son la retroalimentación y los amplificadores, vistos desde el ámbito matemático y físico, analizando los circuitos que se utilizaron en el diseño final.

En el capítulo III se desarrolló paso a paso el diseño del circuito completo que conformaría el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, retomando conceptos y ecuaciones obtenidas en los capítulos previos, se observó la importancia de hacer un diseño considerando los factores que intervienen en el funcionamiento de un sistema, y cómo hay que adelantarse a los errores que se puedan presentar aún si son mínimos, pues al final tendrán fuertes repercusiones en el resultado del diseño, la peor de ellas, que el sistema no funcione, un ejemplo muy claro de ello es el amplificador de potencia diseñado, que aún haciendo un primer diseño, presumiblemente correcto, el circuito no funcionó por la variación de temperatura debida a la poca simetría entre los transistores de potencia, como comentario, se realizó un diseño que en la simulación funcionó correctamente, pero físicamente presentó estos problemas. En la fuente de alimentación ocurrió algo similar; uno de los reguladores de tensión no funcionó correctamente, al principio se pensó que fue el diseño, pero resultado que el lote de este Circuito Integrado, había salido mal. Con estos ejemplos se quiere enfatizar que en lo que llamamos “la vida real”, o mejor dicho el trabajo profesional, se debe estar bien preparado pues como

profesional, hay que adelantarse a todo lo que pueda pasar y si ocurre saber cómo solucionarlo.

En el Capítulo IV se presenta más que un capítulo de tesis, un manual que especifica la metodología propuesta para utilizar el equipo realizado, con ello se pretende sistematizar y hacer eficiente la utilización del Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, haciendo posible que cualquier persona, aun no siendo un ingeniero (principal prospecto para manejar un equipo de esta índole) pueda manejar de manera correcta el equipo.

El Capítulo V es la culminación de este proyecto, pues en esta parte de la tesis se logró demostrar que el equipo funciona de manera correcta. Se realizaron pruebas a distintos equipos de manera profesional y se compararon los resultados con pruebas hechas con equipo de bajo costo y se obtuvieron resultados que indican que se logró el objetivo principal de la tesis, construir un sistema que facilitara la obtención de la respuesta en frecuencia y la forma de la señal obtenida de diversos equipos de audio, sin la utilización de aparatos costosos como lo son el analizador de espectros, el generador de señales, y el osciloscopio entre otros.

Las pruebas realizadas con un equipo profesional se pueden equiparar a las realizadas con un equipo realizado, el rango de análisis se acortó mucho por la calidad del micrófono, pero, si se utiliza un micrófono de medición profesional y se construye el sistema con elementos de mayor precisión, el problema se ve completamente solucionado.

Algo más que se puede concluir de las pruebas realizadas en esta tesis es que las pequeñas variaciones observadas en las graficas de respuesta en frecuencia de un equipo, no solo dependieron de las características del sistema utilizado para hacer las pruebas, sino que las características de reverberación y absorción de sonido en el espacio donde se realizaron las pruebas, también son un factor que modificó los resultados. Esto es un punto muy importante a resaltar, pues no solo se está observando cómo funciona el equipo bajo prueba, sino que también se está obteniendo la respuesta de ese equipo en el espacio donde está trabajando, información crucial para el usuario final, pues una persona, no solo quiere saber que tan bien o que tan mal trabaja el equipo que compro, también sería interesante y útil conocer cómo funcionará el equipo según donde lo coloque.

Se logró demostrar también como el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio también puede ser utilizado para conocer el patrón de interferencia acústicas de un espacio.

Cabe mencionar que los resultados de esta prueba no son absolutos, y que solo son validos para la colocación de bocinas bajo la cual se realizó la prueba, y bajo

las condiciones en las que se encontraba el espacio en el momento en el que se hizo la prueba a una frecuencia. Por ejemplo si la prueba se realiza en un auditorio, las características que se observarán serán diferentes si dicho espacio tiene gente o no, por lo que la recomendación sería realizar la prueba bajo las condiciones en las que será utilizado el equipo de audio y el espacio.

Posibles mejoras al sistema:

- 1) Utilizar elementos de mayor precisión y exactitud.
- 2) Hacer automático el funcionamiento del sistema sincronizando el encendido del sistema con la toma de datos.
- 3) Controlar todo el equipo completamente desde una computadora.
- 4) En el caso de la caracterización de un espacio, realizar el diseño de un sistema mecánico que tome los datos necesarios de manera automática conociendo la distancia y la velocidad a la que se desplaza el micrófono de prueba.
- 5) Hacer el diseño industrial de un gabinete que reduzca el espacio ocupado por el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.
- 6) Hacer automática la calibración del sistema.

El objetivo de la tesis fue el de diseñar un dispositivo que genere señales patrón de las cuales se conozca perfectamente su forma, frecuencia, potencia e intensidad acústica para que por medio de esta señal patrón, se puedan caracterizar equipos de audio conociendo su respuesta en base a la excitación eléctrica y/o mecánica que resulte de ellos al estar bajo prueba.

Para este proyecto las metas fueron los siguientes casos:

- 1) Se pretende caracterizar un amplificador: Este caso fue logrado satisfactoriamente con el sistema desarrollado. Se obtuvo la respuesta de un amplificador para observar el cambio de una señal patrón a través de un dispositivo de calidad baja.
- 2) Se pretende caracterizar una bocina: Este caso fue logrado satisfactoriamente con el sistema desarrollado. Se lograron comparar las señales de varias bocinas obtenidas con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio con las obtenidas en la cámara anecoica de la UNAM, arrojando resultados satisfactorios, pues las dos pruebas muestran comportamientos similares, con la ventaja de que las elaboradas con el sistema diseñado en esta tesis, muestran los resultados del equipo trabajando en el sitio donde el usuario final lo utilizará.

- 3) Se pretende caracterizar un micrófono: Este caso fue logrado medianamente con el sistema desarrollado. Se logró caracterizar un micrófono electret en la cámara anecoica de la UNAM utilizando un baffle de ancho de banda lineal. El Sistema Caracterizador de Equipos de Audio no pudo ser conectado a este baffle, pero se puede asegurar que con pequeños ajustes al sistema y teniendo un baffle con las características del utilizado en la cámara anecoica se puede realizar esta caracterización con el circuito diseñado. Otra opción es conseguir bocinas que juntas “cubran” todo el espectro audible del ser humano, y realizar las pruebas tal y como se planteó en esta tesis, al combinar los resultados se obtendrá satisfactoriamente la respuesta del micrófono, sin modificar nada del actual diseño.
- 4) Se pretenden conocer las capacidades acústicas de un recinto: Este caso necesita más desarrollo y otras pruebas. Esta posibilidad se planteó como una prueba muy ambiciosa de para esta tesis, pero al realizar las pruebas con el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio, se comprobó que el sistema y la metodología planteada, arrojaron resultados satisfactorios, y combinado con el programa diseñado en MATLAB, se puede obtener un “mapa de interferencia acústica” del recinto bajo prueba, descubriendo los puntos con mejor recepción acústica del lugar.
- 5) Enviar las señales producidas por los sistemas a caracterizar a una computadora, la cual cuente con un software capaz de desplegar la información necesaria para conocer de una manera aproximada las características del equipo, esto debe llevarse por medio de una interfaz que conecte el exterior con la computadora: Al principio solo se pensaba utilizar el programa ya existente SCOPE para presentar los resultados de esta tesis, pero en el desarrollo del proyecto, el despliegue de resultados fue mejorado, si no es que sustituido, por programas nuevos realizados específicamente para este proyecto, lo cual permitió, además de mejorar la presentación de los resultados, el poder analizar con profundidad las señales desplegadas por el Sistema Caracterizador de Equipos de Audio.

Se puede concluir entonces que el proyecto es un éxito, pues se lograron todos los casos deseados, incluso aquellos que solo se plantearon como una posibilidad remota por su complicada metodología.

Bibliografía y Referencias.

- Compendio Práctico de Acústica.
José Pérez Miñana
Ed. Labor S.A.
México
1969

- Tecnología Básica Del Sonido I
Ignasi Cuenca David, Eduardo Gómez Juan
Ed. Paraninfo
Madrid
Segunda edición
1997

- El Libro del Audio
K. G. Jackson
Ed. Marcombo
1986

- Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos
Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky
Prentice Hall
Mexico
Octava edición
2003

- Matemáticas Avanzadas Para Ingeniería Tomo II
Kreyszig, Erwin
Limusa Wiley
Tercera edición
2008

- Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales
Robert F. Coughlin y Frederick F. Driscoll
Prentice Hall
Quinta Edición
1998

- La Física del Sonido Musical
Jess J. Josephs
México
Primera edición
1969
- El Sonido
Jean-Jacques Matras
Editorial El Ateneo
1977
- Electricidad, teoría de circuitos y magnetismo
Gonzalo Fernández Mills
Alfaomega
Barcelona
Segunda edición
1995
- Fundamentos de Circuitos Eléctricos
J. R. Cogdell
Pearson Edition
- Acustics, an introduction its Physical Principles and Applications
Allan D. Pierce
Woodburry, New York: Acoustical Society of America
1989
- Circuitos Microelectrónicos
Adel S. Sedra y Kennet C. Smith
Mc Graw Hill Interamericana
Quinta edición
2006
- Circuitos Electrónicos: Discretos e Integrados
Donald L. Schilling, Carles Belove
Publicaciones Alfaomega Marcombo, S.A.
Segunda edición
1991

- Circuitos Electrónicos: Discretos e Integrados
Mohammed Shuaib Ghausi
Editorial Interamericana S.A. de C.V
México, D.F.
1987

- Señales y Sistemas
Alan V Oppenheim
2da Edición
Prentice Hall
1978

- Handbook of acustical measurements and noise control
Cyril M. Harris, Ph.D.
Tercera Edición
Mc GRAW HILL, INC.
1991

DIRECCIONES DE INTERNET

El espectro audible

http://es.wikipedia.org/wiki/Espectro_audible

Acústica, clasificación y división

<http://cv.uoc.edu/~xcardoner/sonido/acustica.htm>

El oscilador puente de Wien

<http://www.huarpe.com/electronica/osc/wien.html>

Circuitos analógicos

http://www.iuma.ulpgc.es/users/gustavo/docencia/Circuitos_Analogicos/pr5.pdf

El micrófono de cinta

http://es.wikipedia.org/wiki/Micrófono_de_cinta

Universidad Nacional de Colombia, retroalimentación serie-serie

http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040015/lecciones/Capitulo_4/coserierie.html