

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 12kΩ, es fácil obtener los 24 kΩ necesarios, solo conectando en serie dos de estas resistencias.

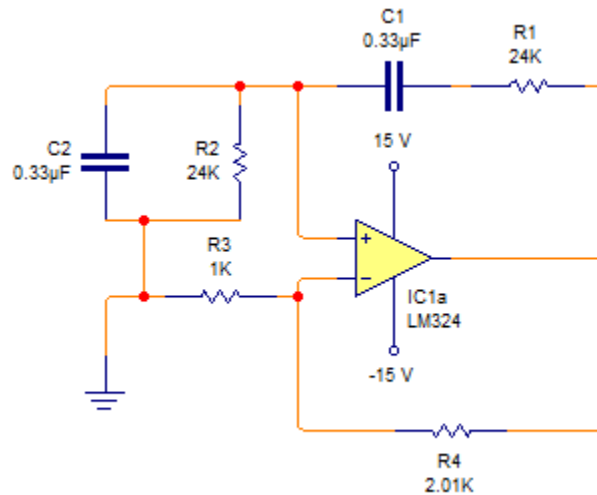


Figura 3.1: Circuito Oscilador Puente de Wien diseñado para oscilar a 20[Hz]

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.

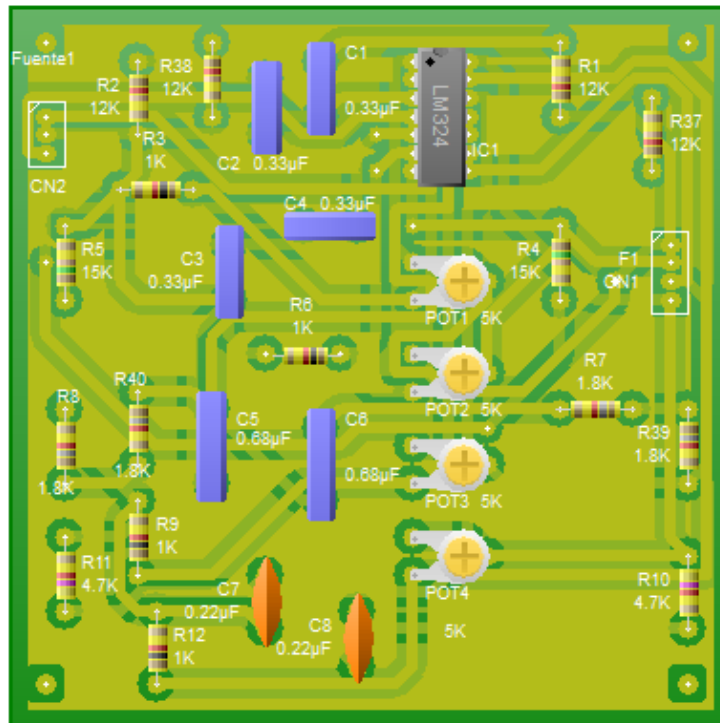
A continuación se presenta una tabla con los cálculos de las resistencias y capacitores necesarios para generar las ondas senoidales con el lazo de retroalimentación positiva del circuito oscilador puente de Wien.

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]

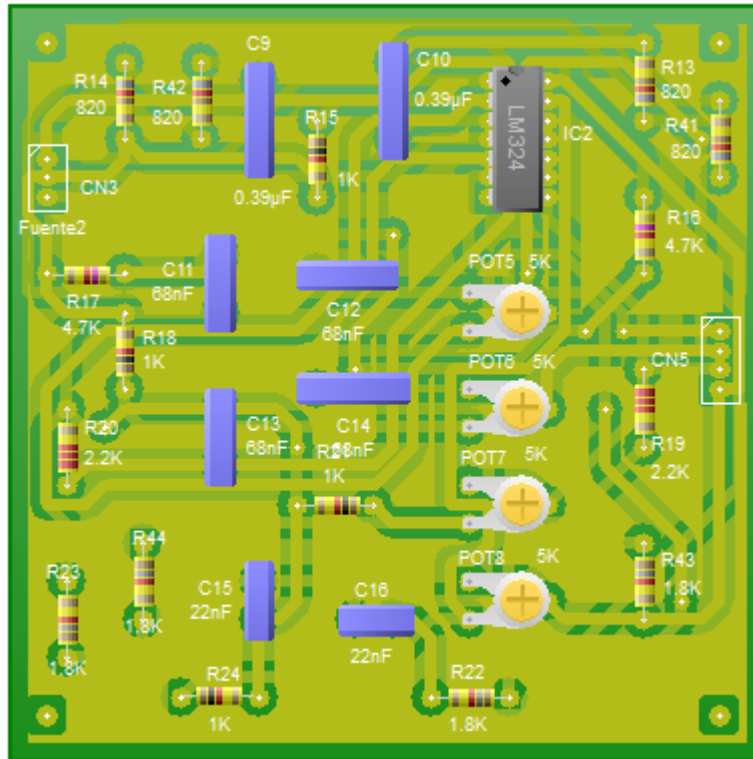
Tabla 3.3: Resistencias y capacitores calculados para los osciladores de Wien

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

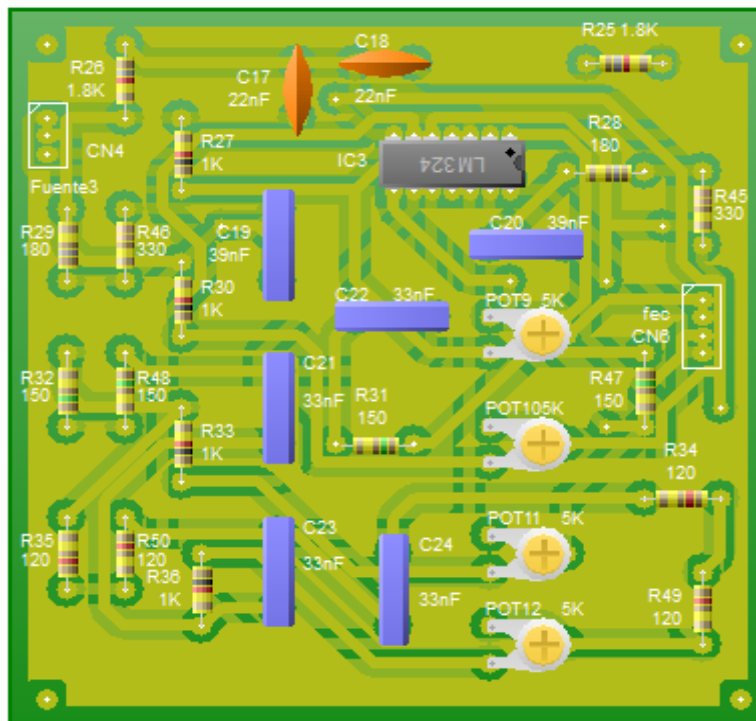
Ya teniendo los valores necesarios el siguiente paso es buscar los materiales y realizar el circuito impreso. Con los materiales se procede al diseño de los impresos en PCB Wizard 3 quedando las siguientes 3 placas:



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.

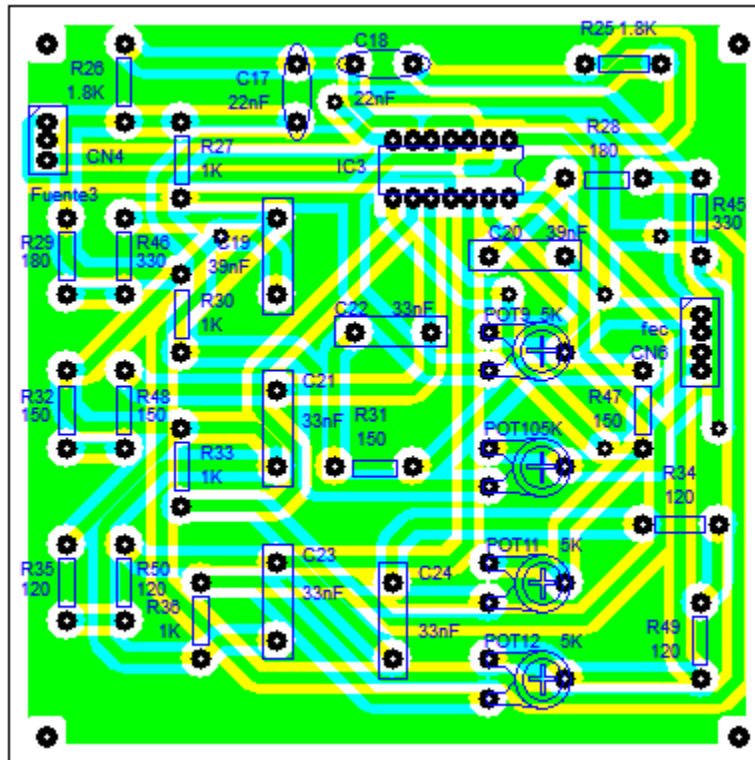


Figura 3.3: Osciladores 9 a 12 doble cara.

- **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.

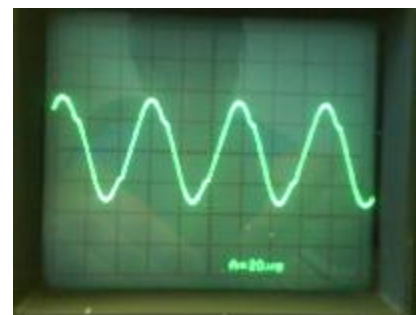


Figura 3.4: Distorsión por slew rate del LM324

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.

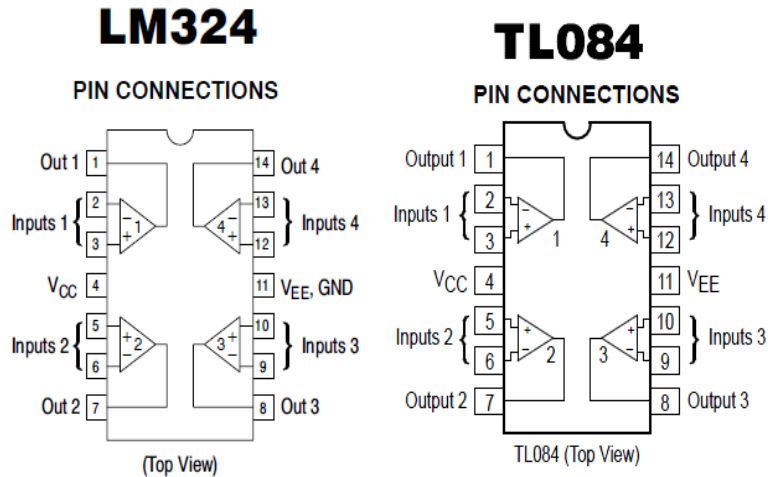


Figura 3.5: Terminales de conexión del LM324 y TL084

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.

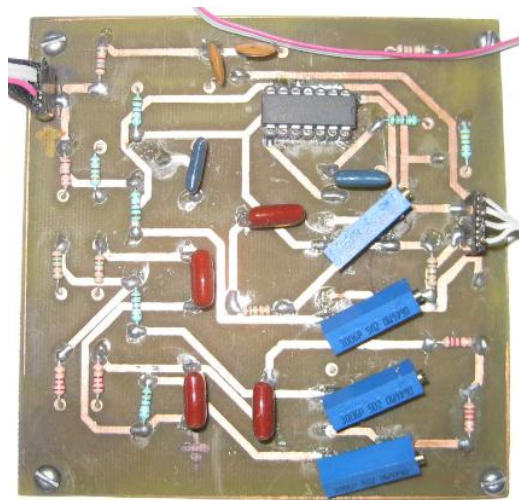


Figura 3.6: Osciladores con potenciómetros Trimpot

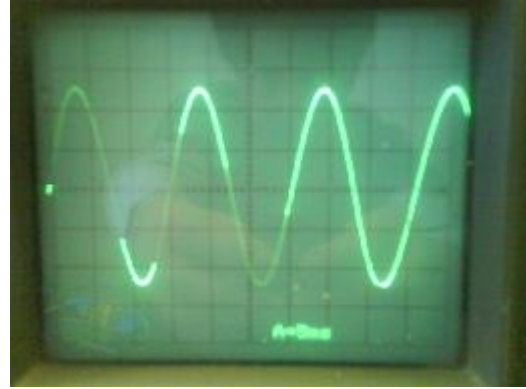
Es importante observar la respuesta de los osciladores para observar si están entregando la señal esperada.



Oscilador 1

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

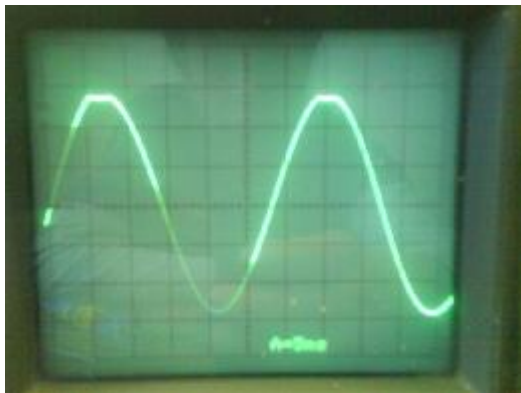
Señal obtenida: 20.04 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 3

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

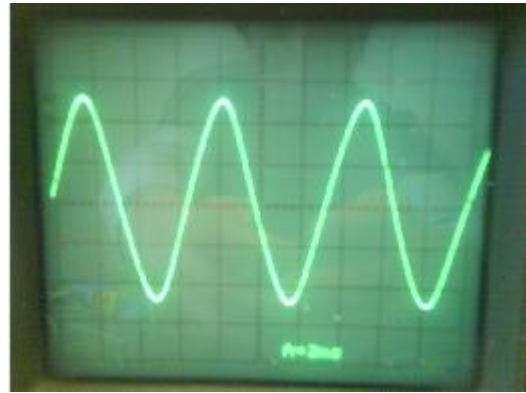
Señal obtenida: 64.51 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 2

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

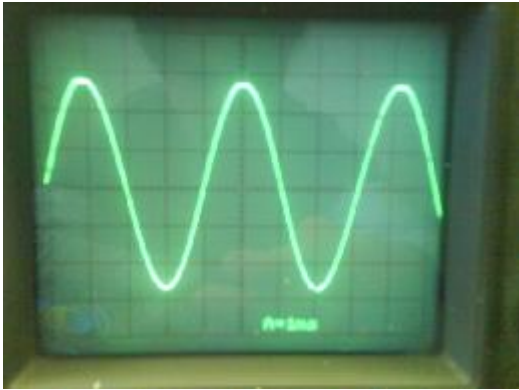
Señal obtenida: 35.71 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 4

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

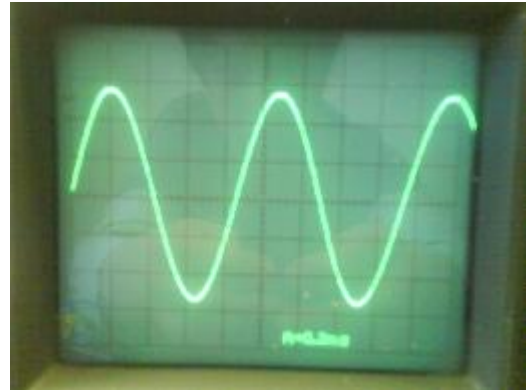
Señal obtenida: 147.058[Hz], 13 [V_p]



Oscilador 5

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

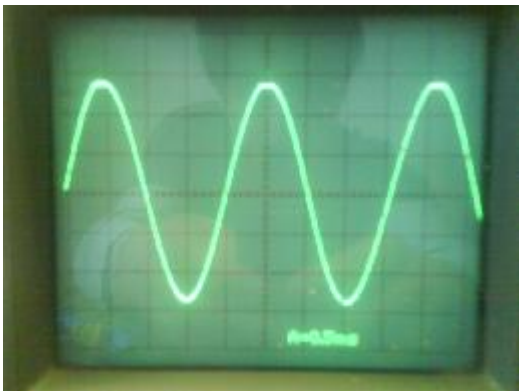
Señal obtenida: 238.095[Hz], 14 [V_p]



Oscilador 7

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

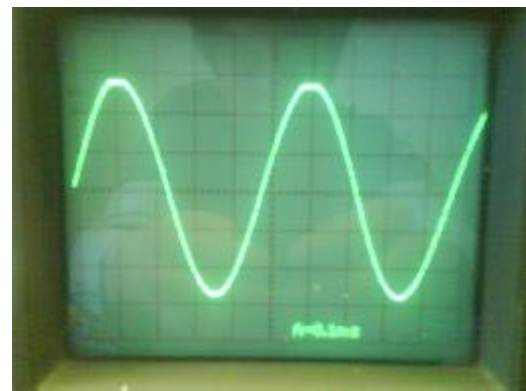
Señal obtenida: 1.1363 [kHz], 14 [V_p]



Oscilador 6

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

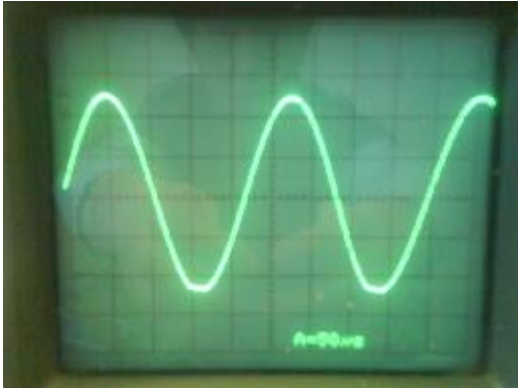
Señal obtenida: 476.19 [Hz], 14 [V_p]



Oscilador 8

Señal esperada: 2.009 [kHz], 15 [V_p]

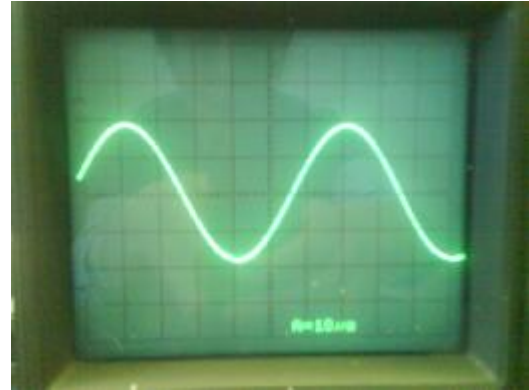
Señal obtenida: 2.08 [kHz], 14 [V_p]



Oscilador 9

Señal esperada: 4.019 [kHz], 15 [V_p]

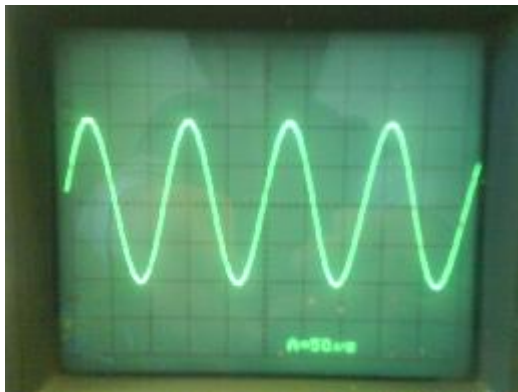
Señal obtenida: 4.444 [kHz], 12 [V_p]



Oscilador 11

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

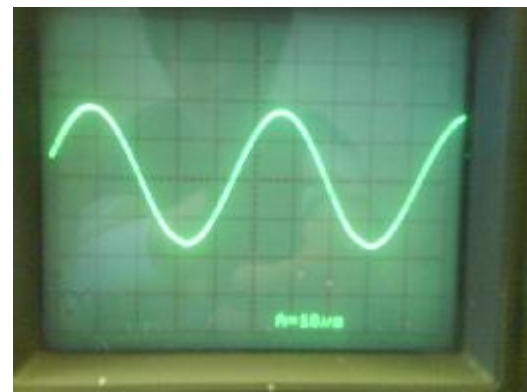
Señal obtenida: 16.9491 [kHz], 9 [V_p]



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:

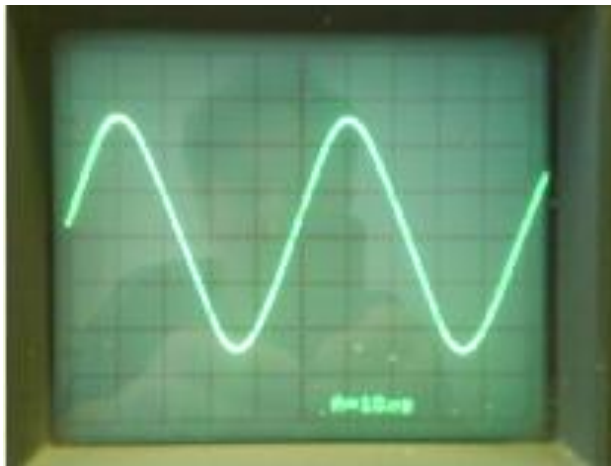


Figura 3.8: Oscilador a 20 [kHz] 14 [V_p]

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:

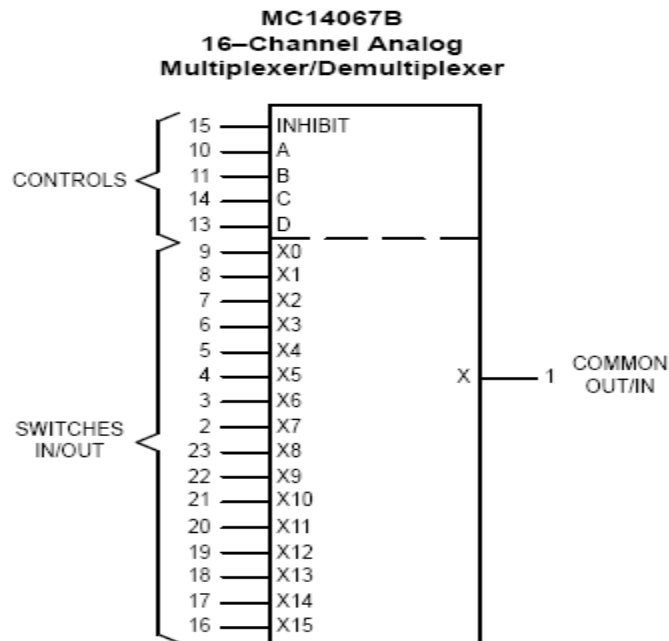


Figura 3.9: Diagrama simbólico del MC14067

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

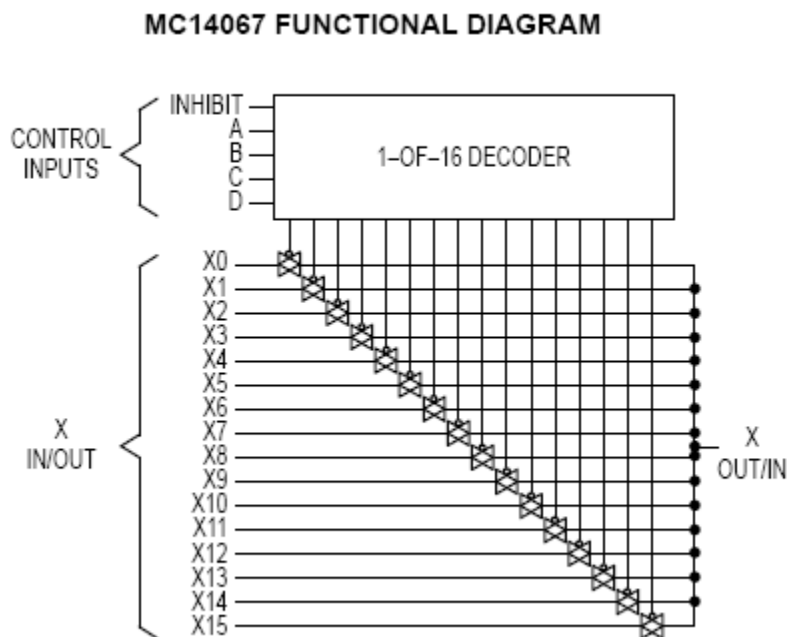


Figura 3.10: Diagrama de funcionamiento del MC14067

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

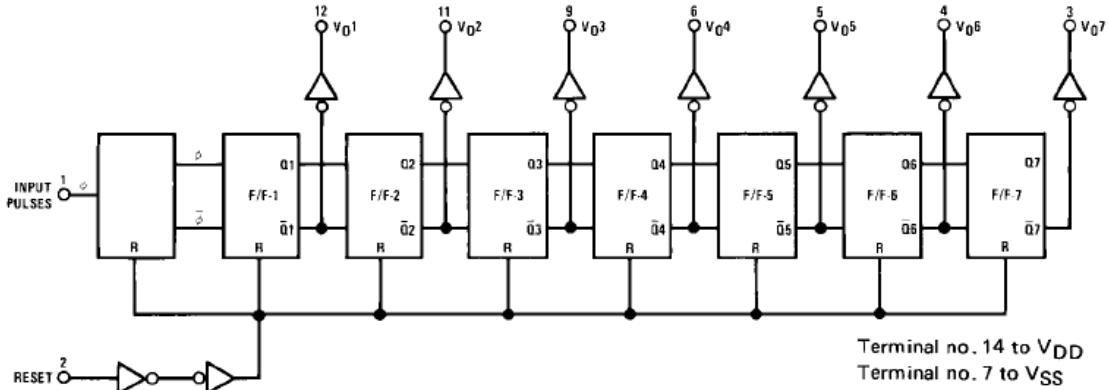


Figura 3.11: Diagrama interno del CD4024BC

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 seleccionador de frecuencias.

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

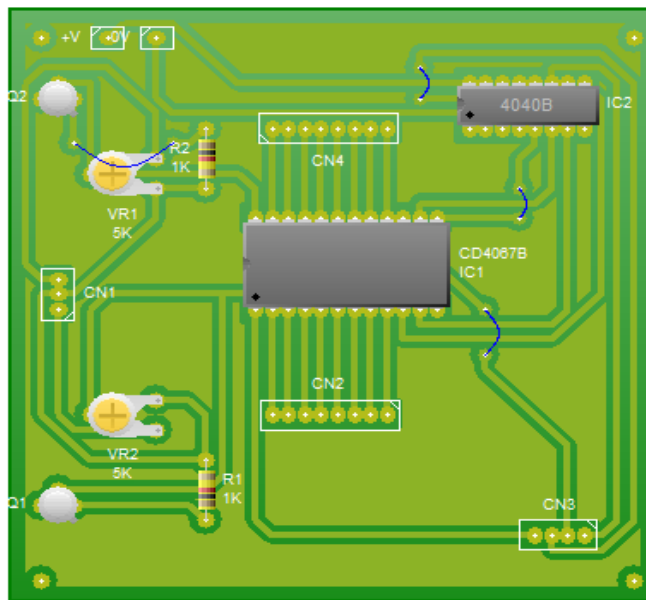


Figura 3.12: Circuito impreso etapa de multiplexado.

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:

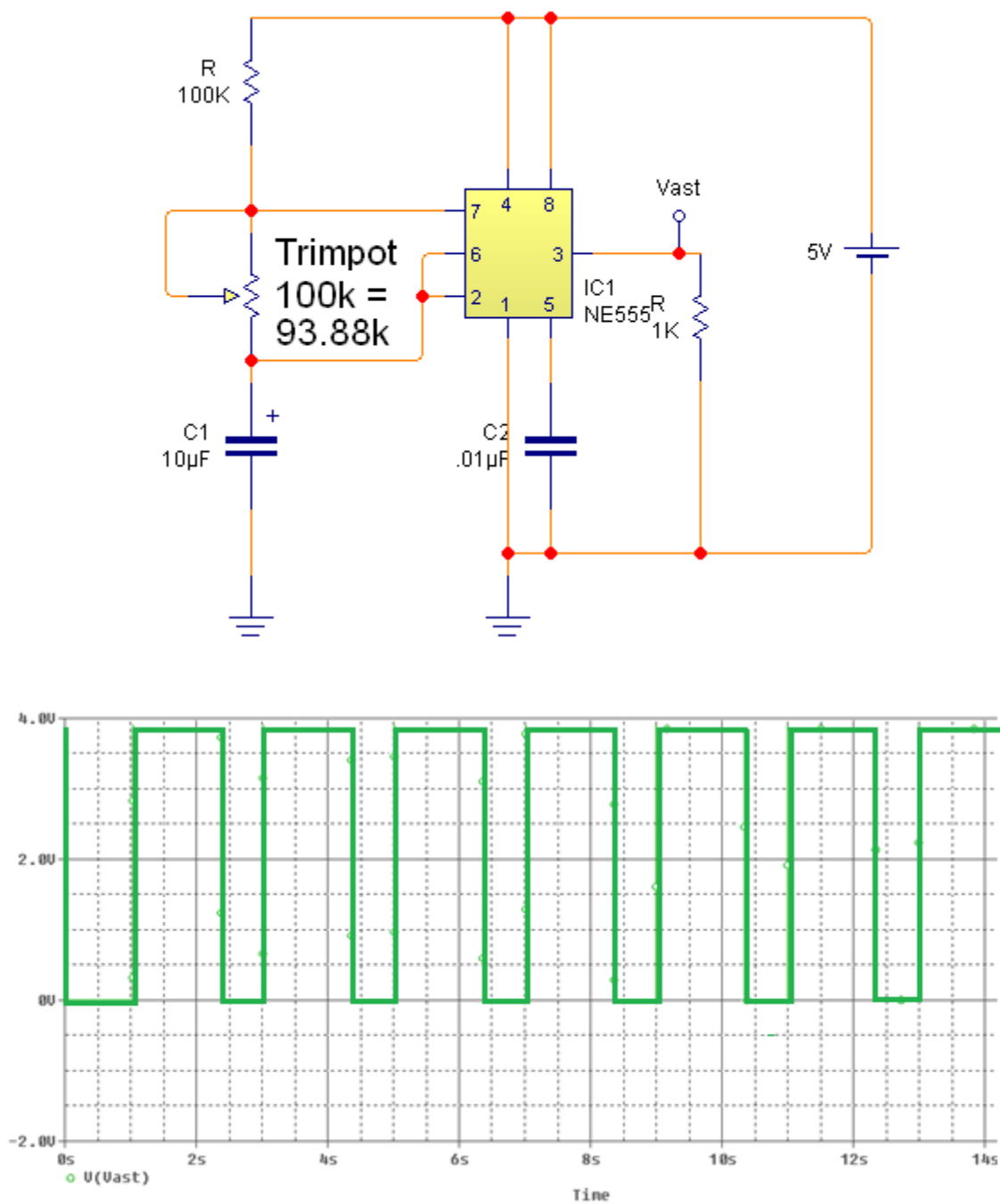


Figura 3.13: Conexión y respuesta del Oscilador astable diseñado

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

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

$$T_b = 26 [s]$$

Con lo cual el circuito monoestable es el siguiente:

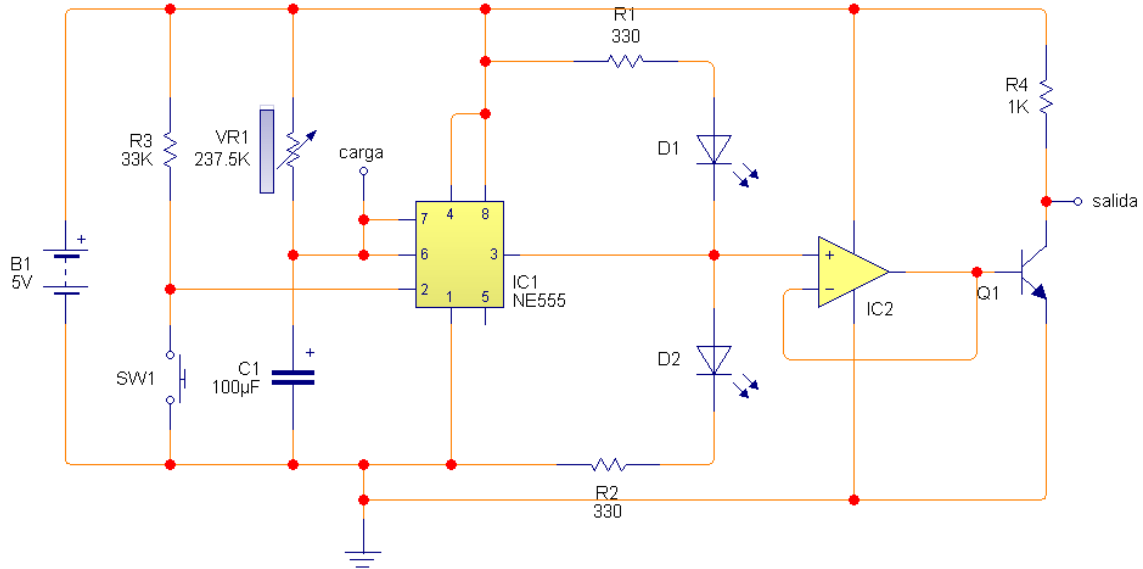


Figura 3.14: Circuito final de oscilación monoestable con indicadores luminosos

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.

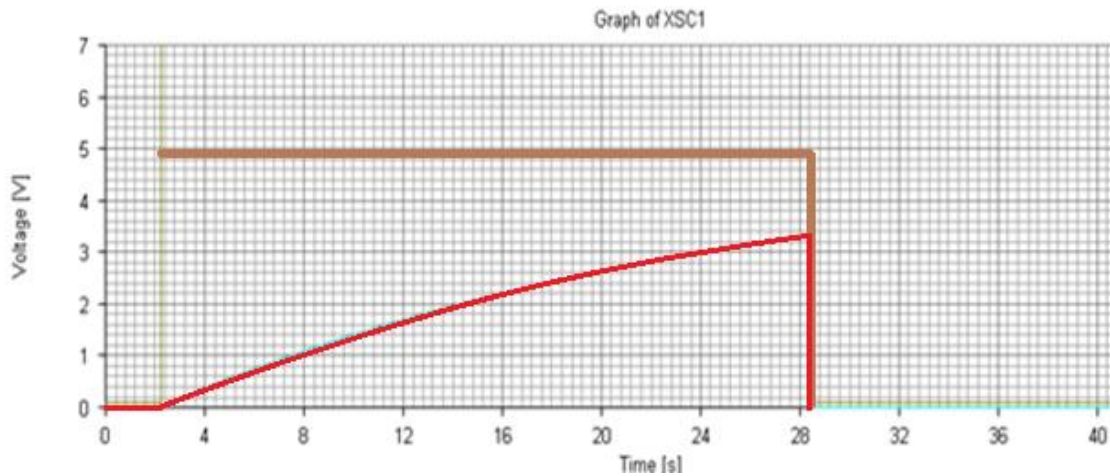


Figura 3.15 Respuesta de carga y descarga de un capacitor conectado en el CI55

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.

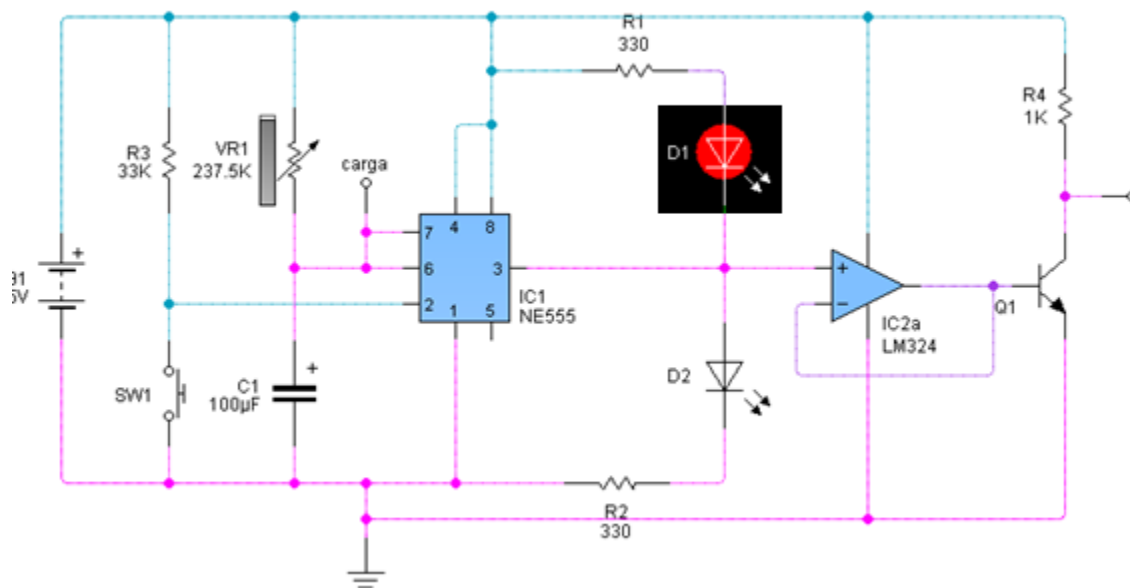


Figura 3.16: Animación del funcionamiento del multivibrador monoestable. ESPERA

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.

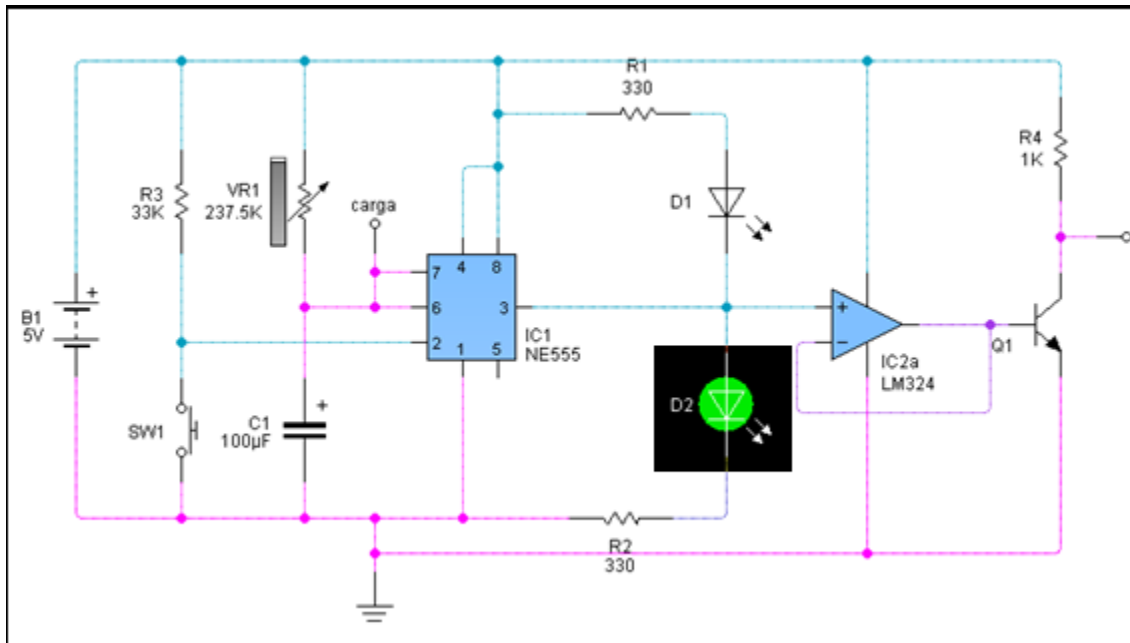


Figura 3.17: Animación del funcionamiento del multivibrador monoestable. EN PROCESO

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.

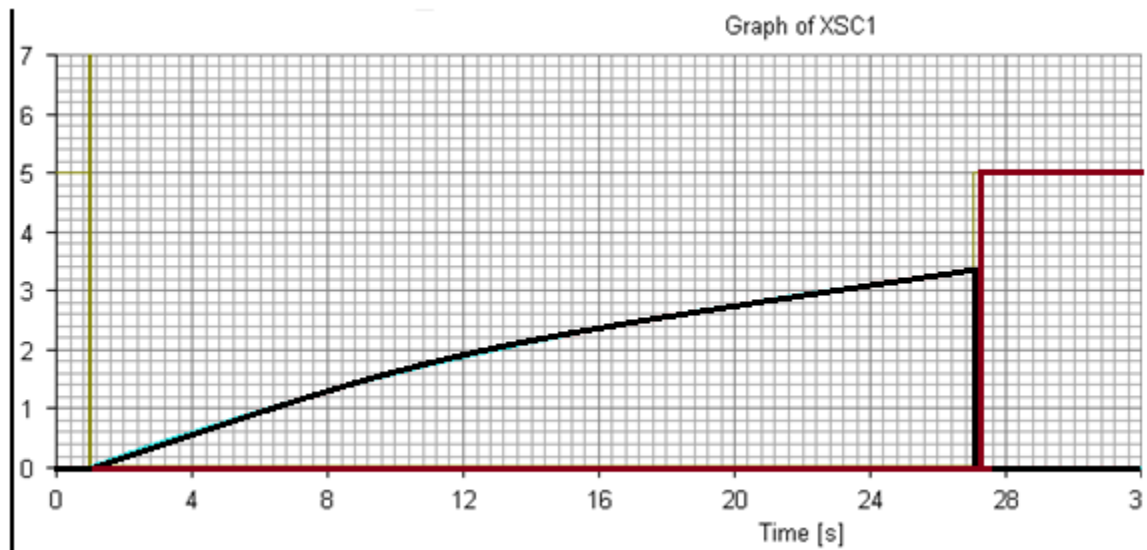
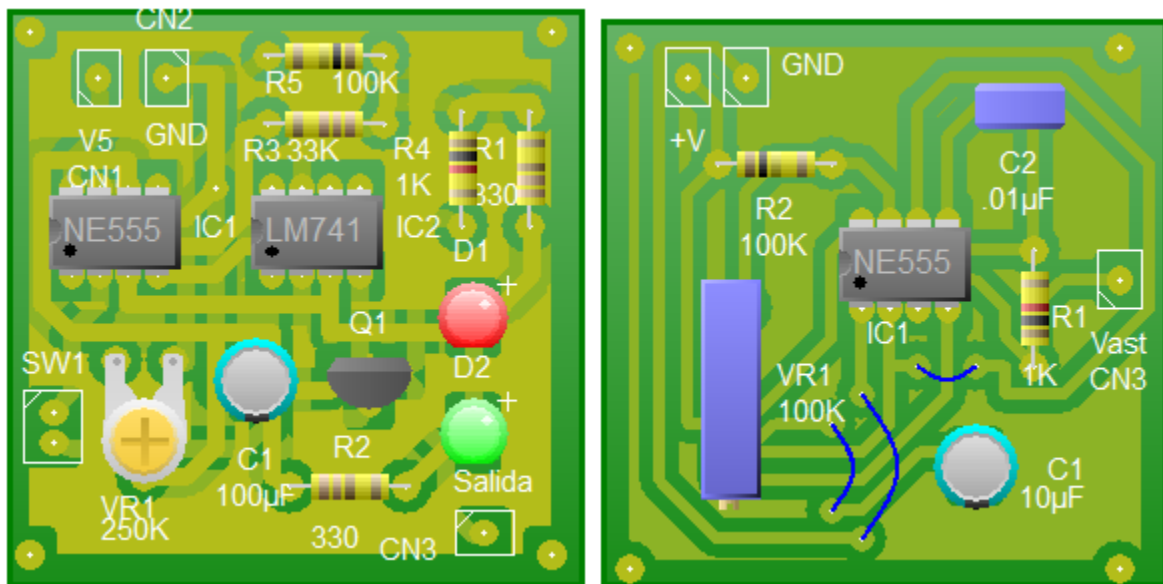


Figura 3.18: Respuesta final del control de tiempo con salida invertida.

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



a)

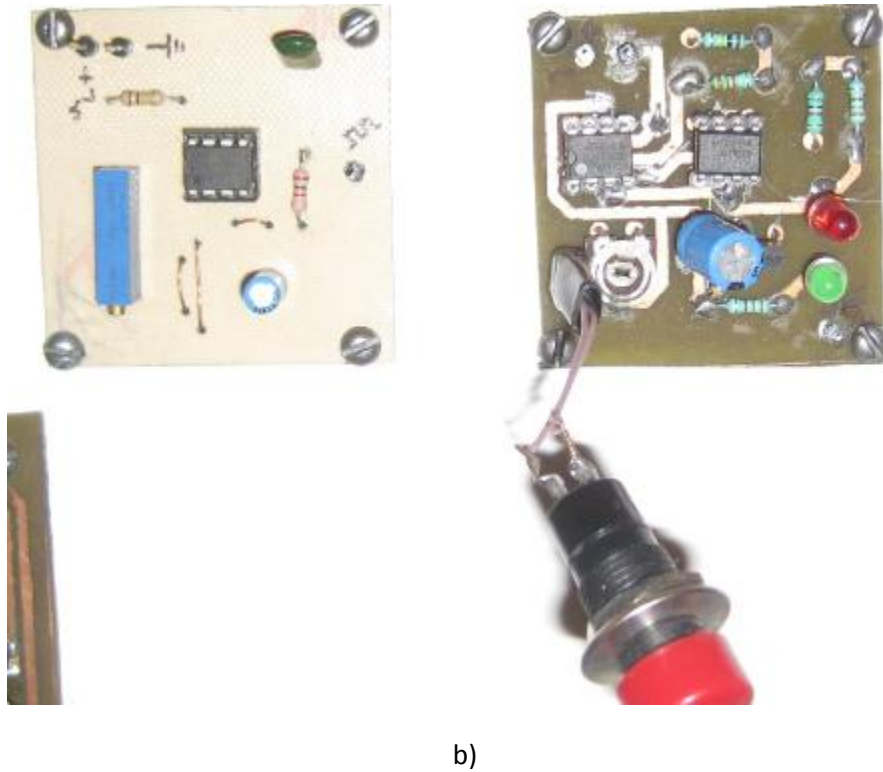


Figura 3.19: Circuito generador de pulsos, oscilador astable y monoestable a) Diseño en PCB WIZARD, b)Circuito armado.

• 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:

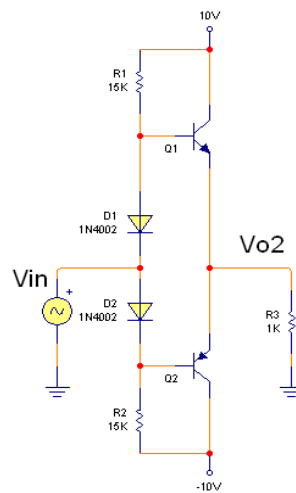


Figura 3.20: Circuito de simetría complementaria sin distorsión de cruce por cero

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

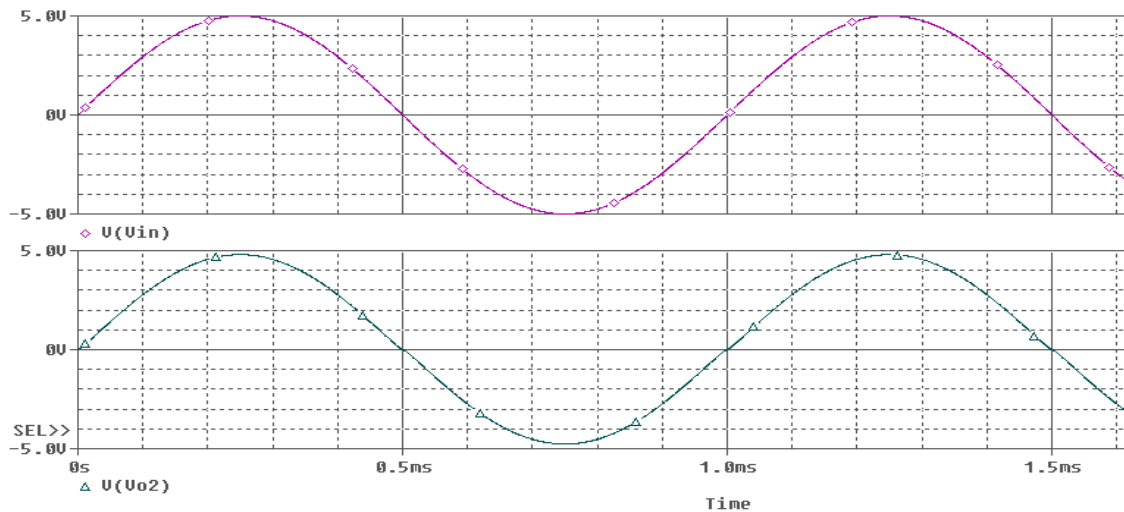


Figura 3.21: Respuesta del circuito sin distorsión de cruce por cero

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:

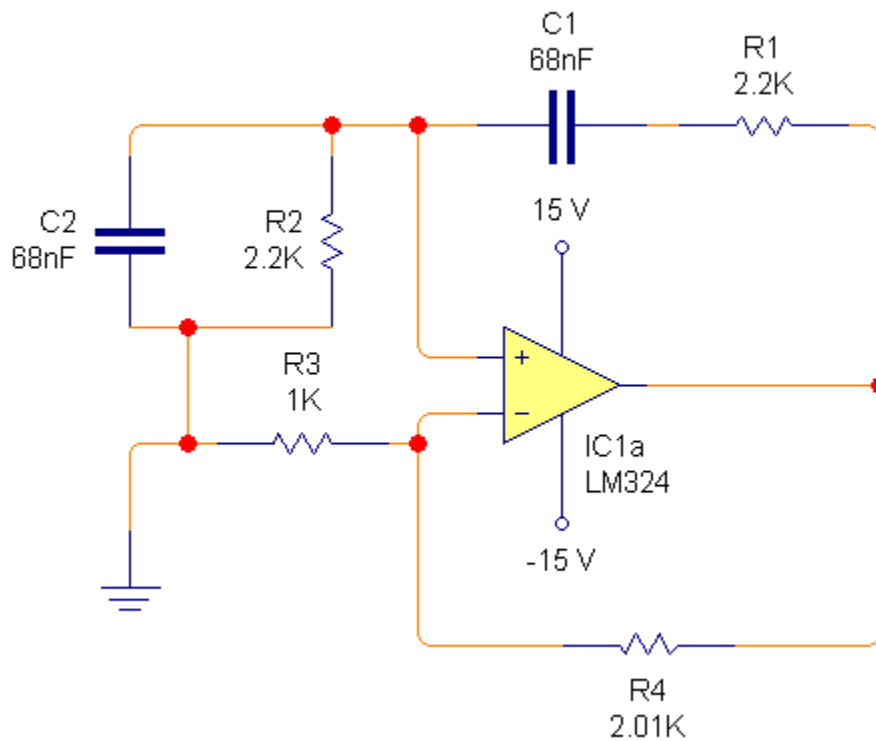
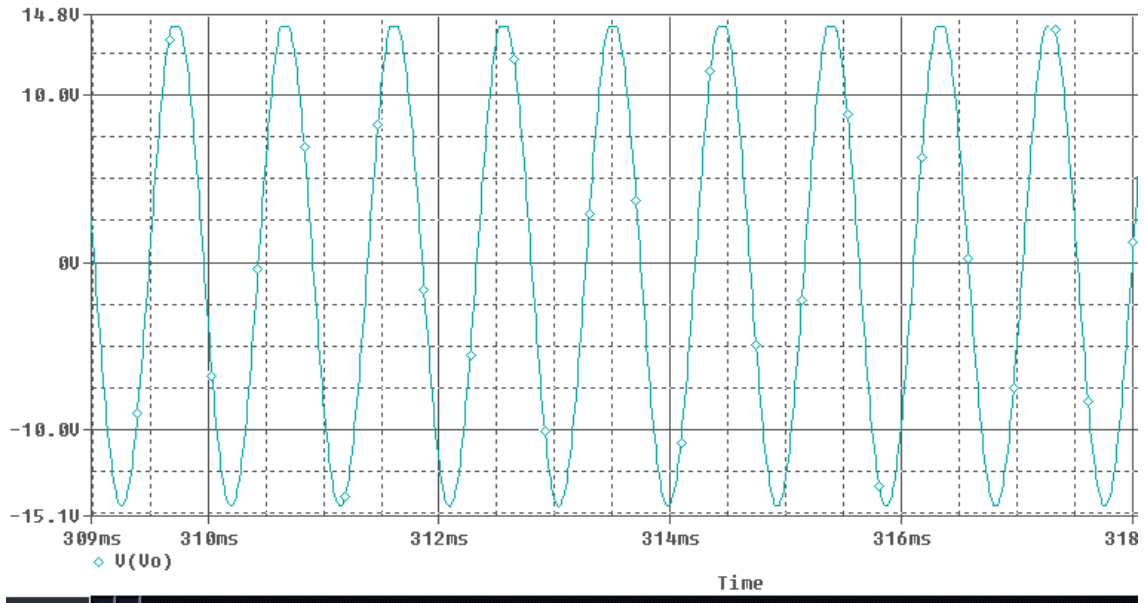


Figura 3.22: Oscilador puente de *Wien* a 1KHz

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
diff= 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:

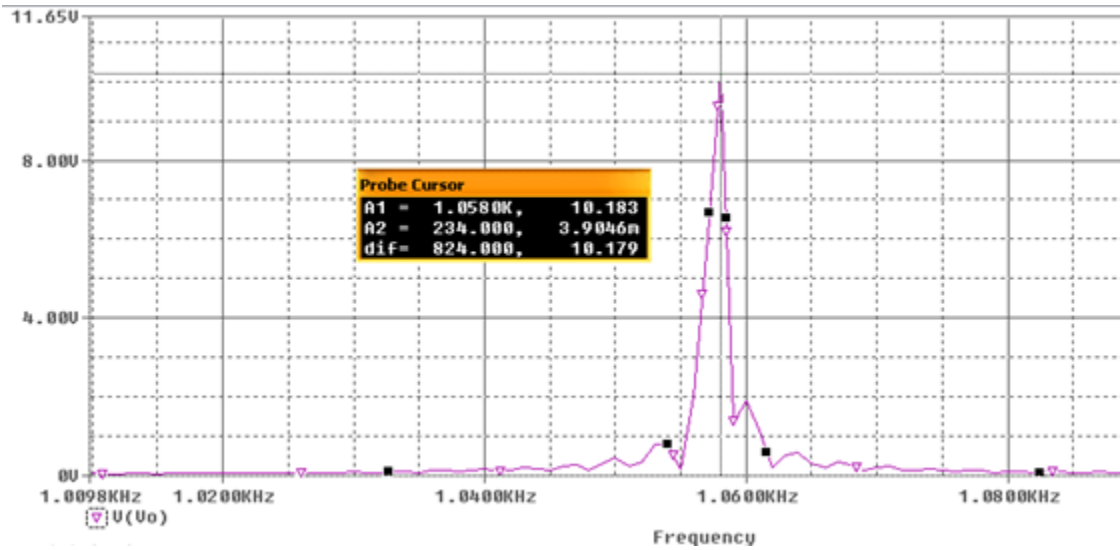


Figura 3.24: Análisis en frecuencia por medio de la FFT en PSPICE

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:

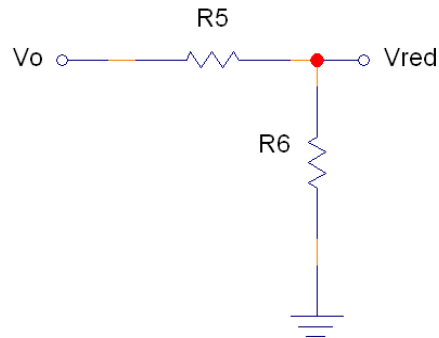


Figura 3.25: Divisor de tensión

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

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

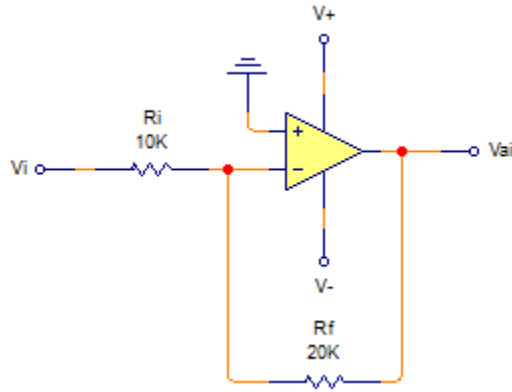


Figura 3.26: Amplificador Inversor

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:

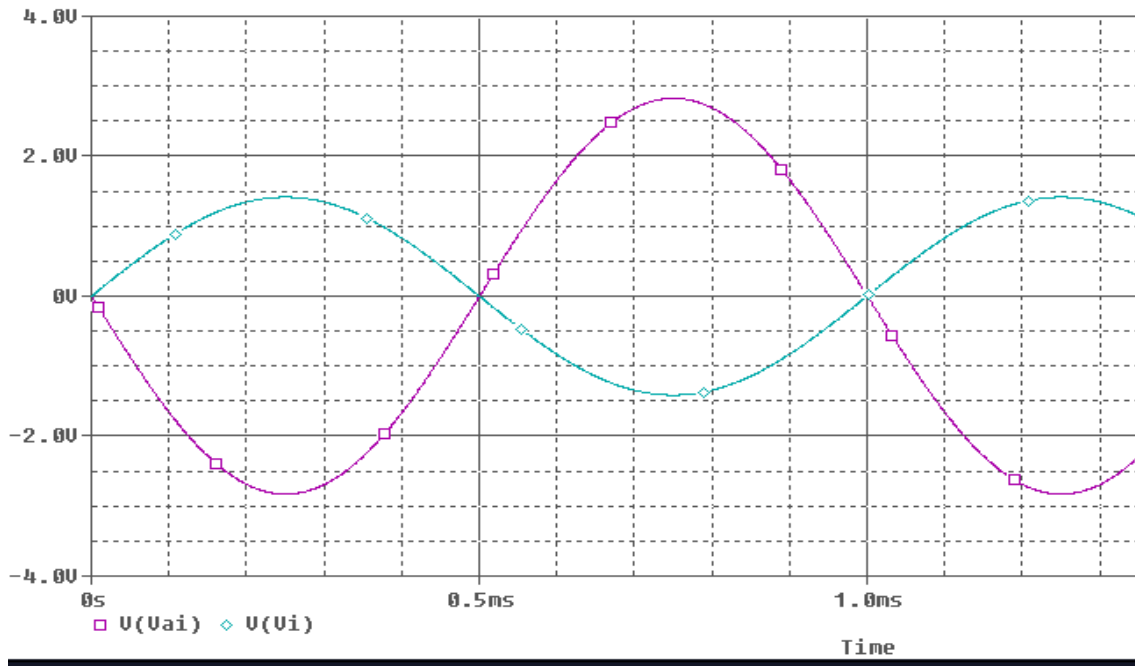


Figura 3.27: Respuesta del amplificador inversor

$V_{ai} = 2.8275\text{ [V}_p\text{]} = 1.9993\text{ [V}_{RMS}]$ 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.

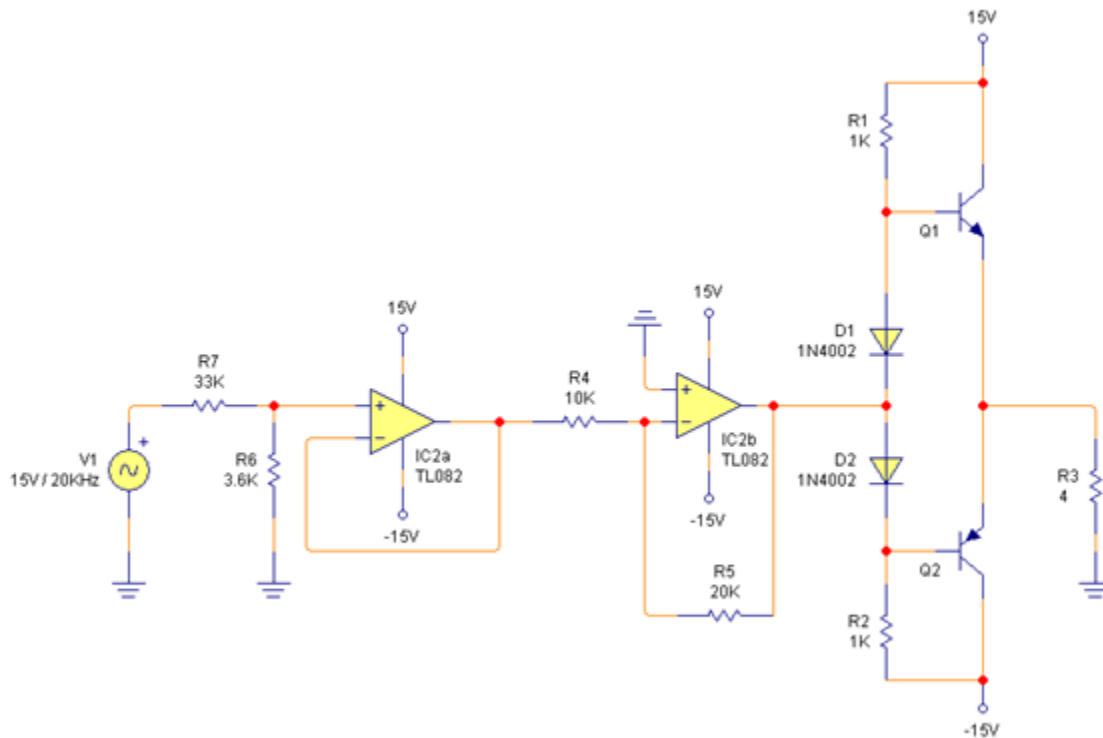
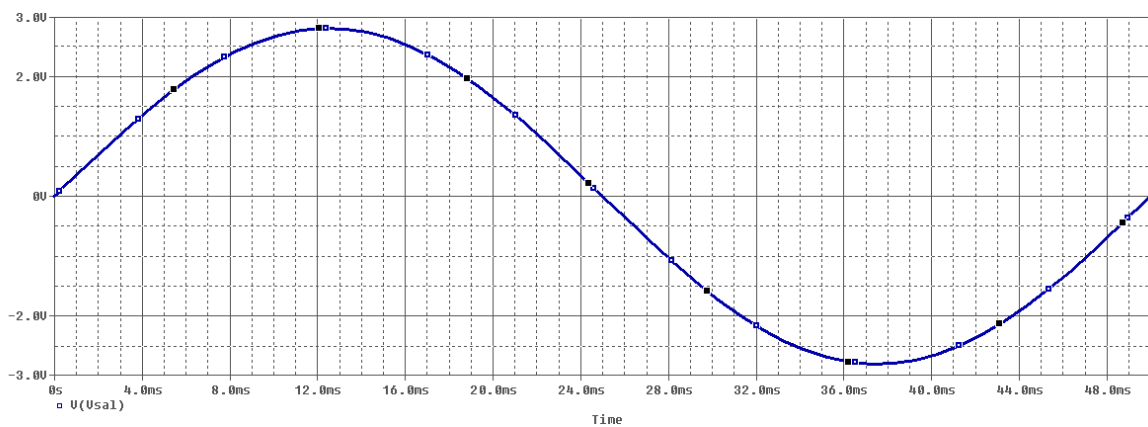
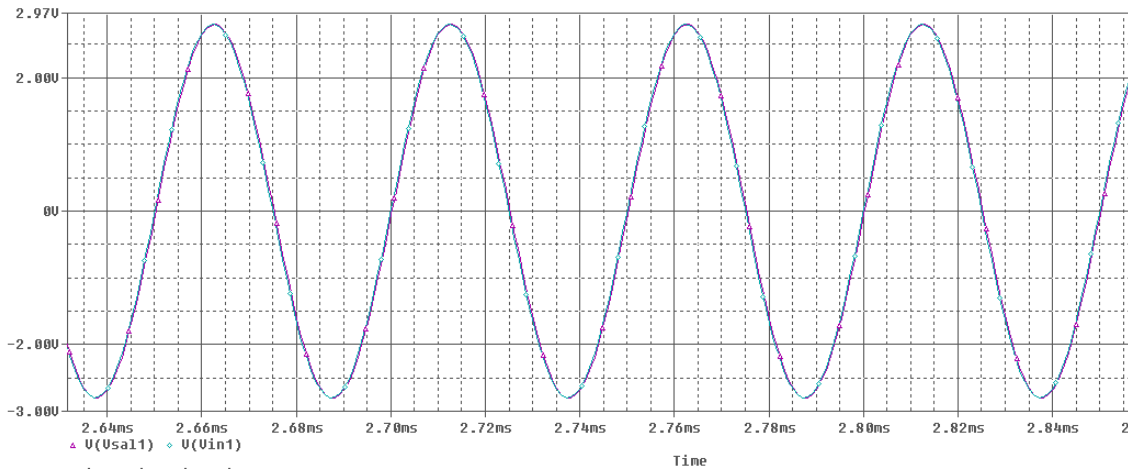


Figura 3.28: Circuito de potencia completo para todas 1kHz a 20kHz

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:

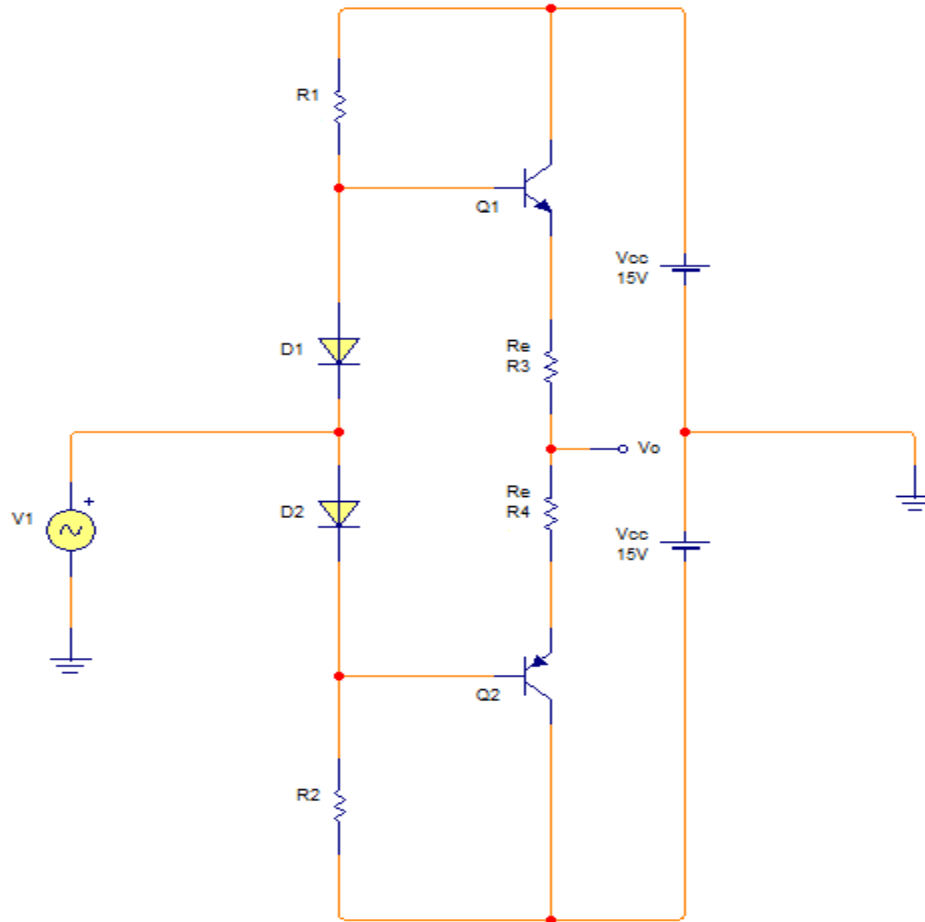


Figura 3.30: Circuito de potencia estabilizado

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:

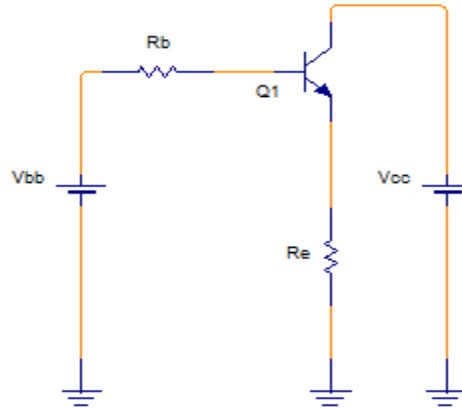


Figura 3.31: Circuito equivalente utilizando resistencia y fuente de Thévenin.

$$I_D = 13.19[mA]$$

$$v_D = 0.65[V]$$

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.

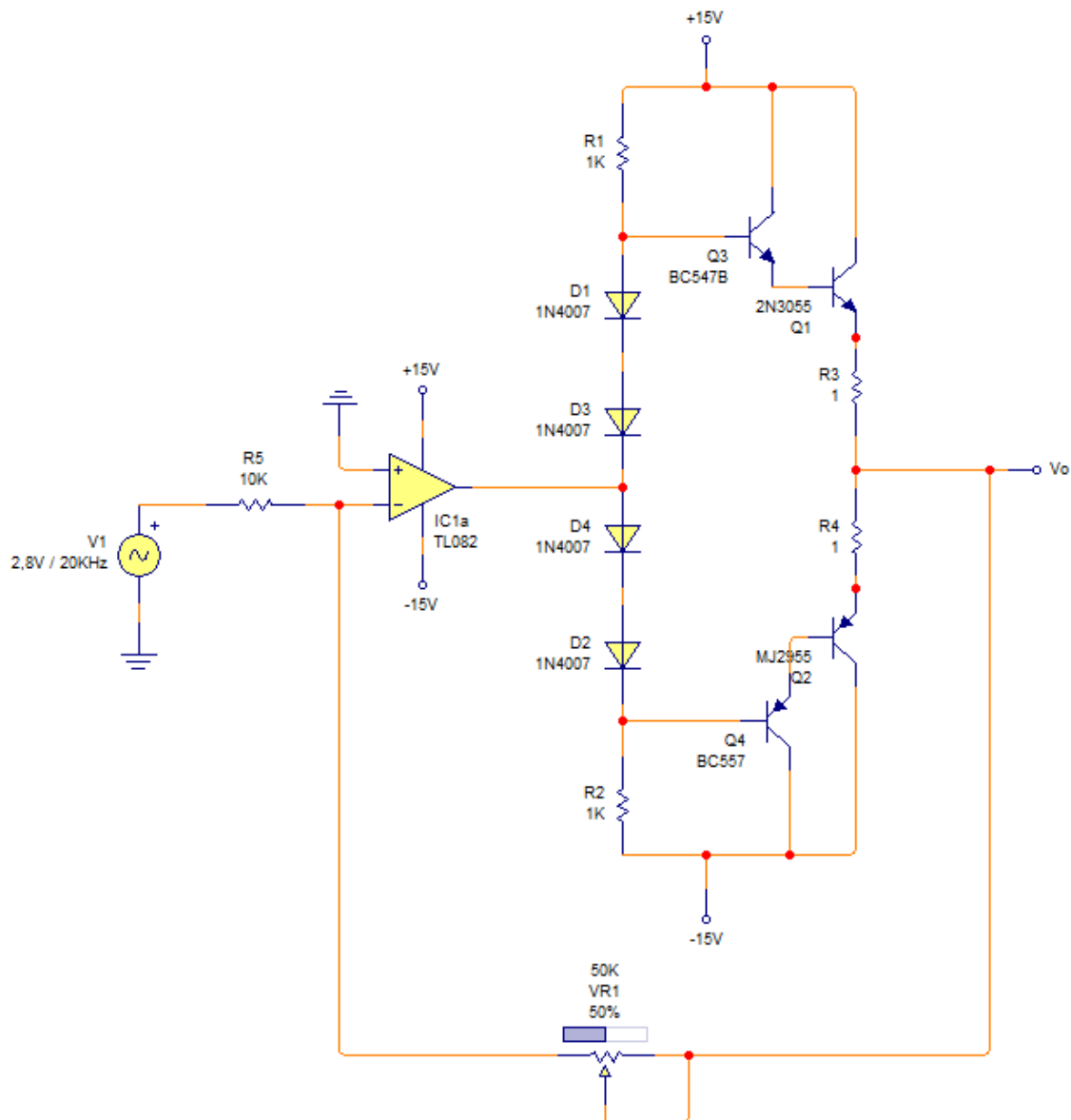


Figura 3.32: Circuito amplificador de potencia completo.

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 $[\mu A]$.

$$\beta_{BC547min} = 125$$

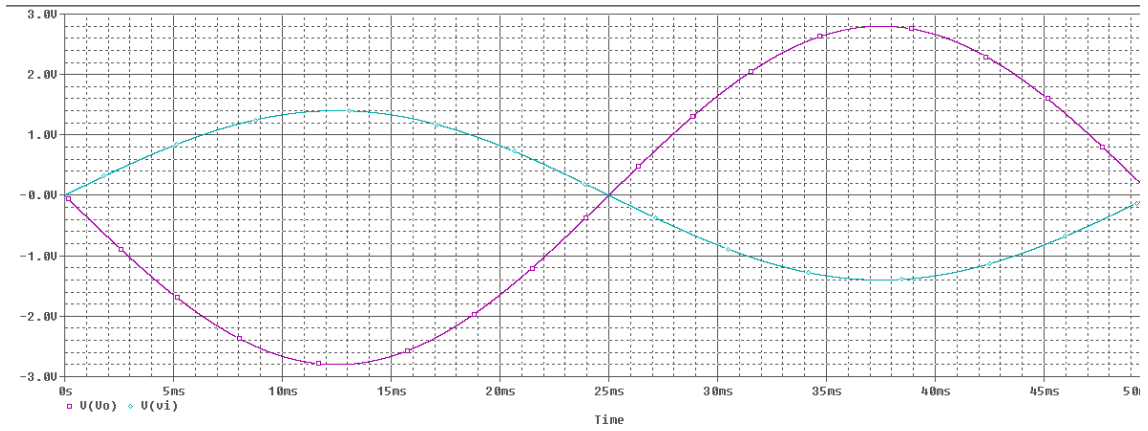
$$\beta_{2N3055min} = 70$$

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

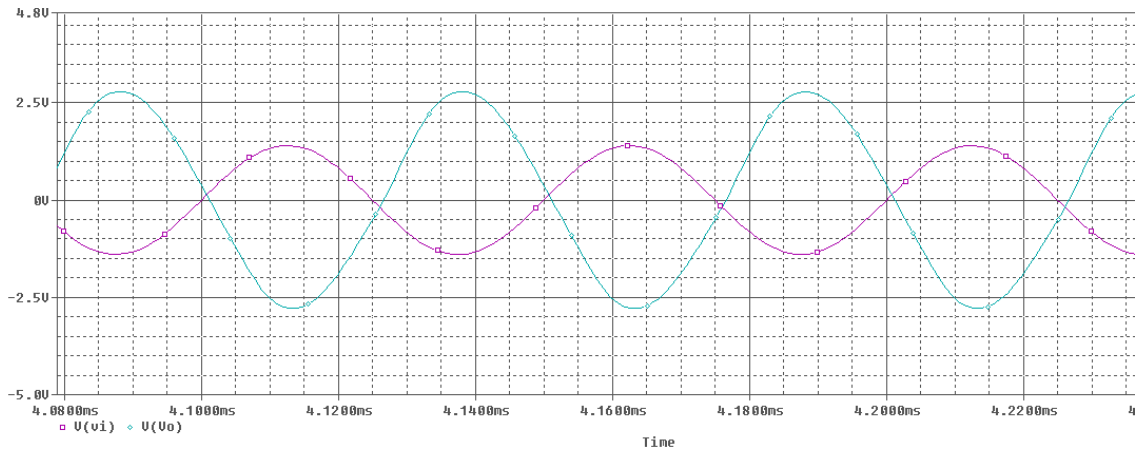
$$I_{bmin} = \frac{500[mA]}{8750} = 57.14[\mu A]$$

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 $1 + A\beta$.



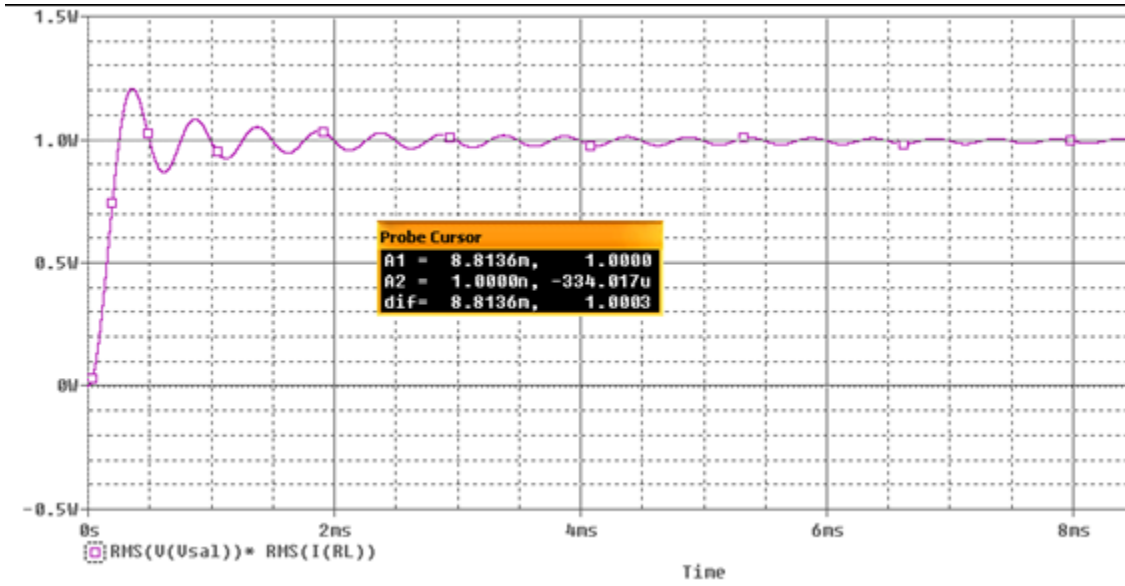
a)



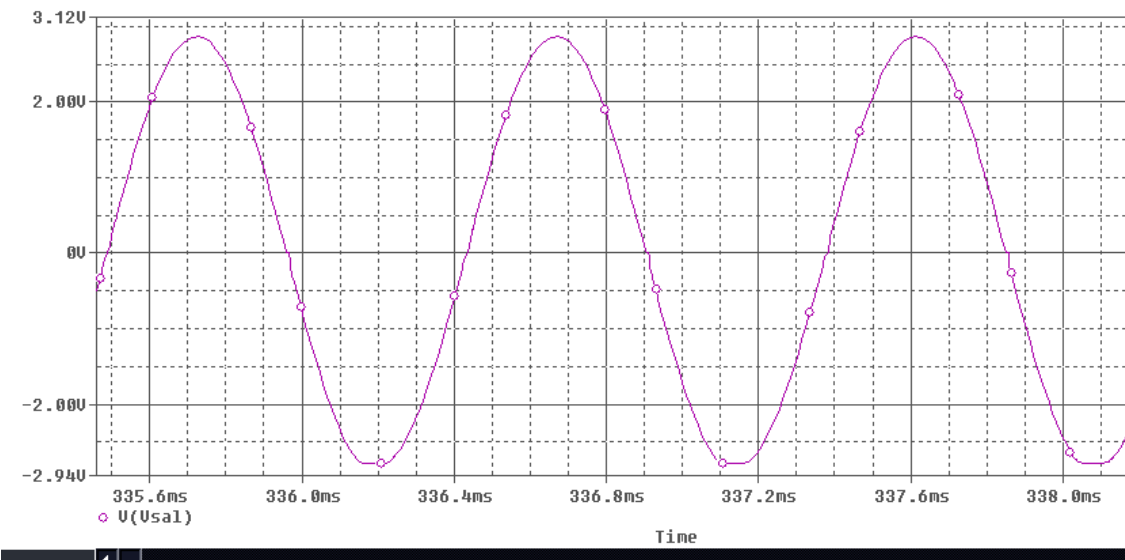
b)

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.

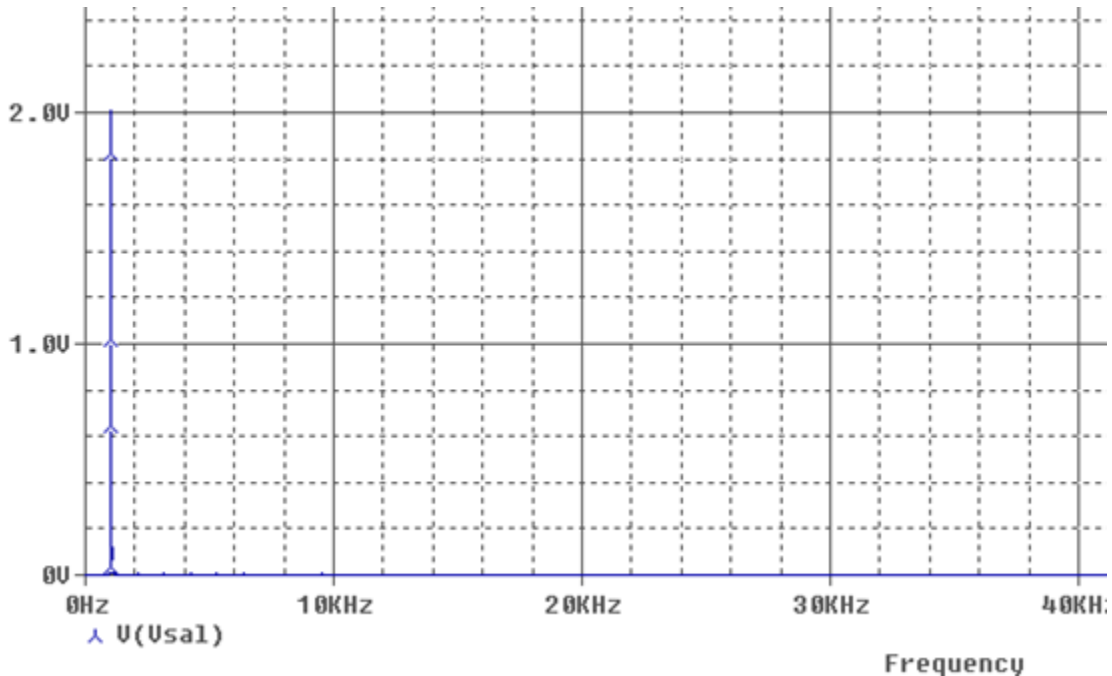


Figura 3.35: Respuesta en frecuencia de la etapa de potencia

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:

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

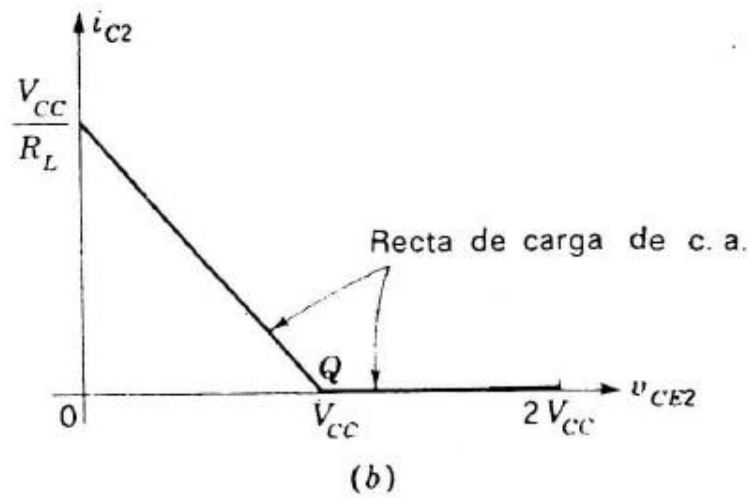


Figura 3.36: Gráfica de i_{C2} VS v_{CE2}

- **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:

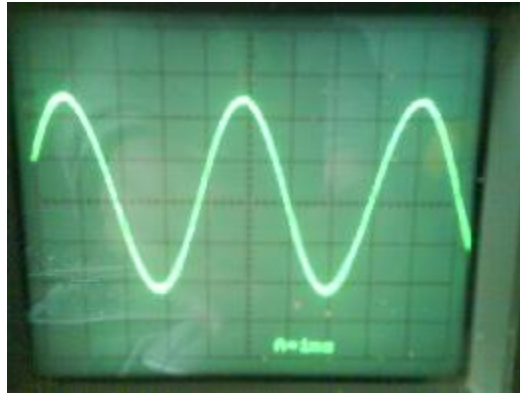


Figura 3.37: Salida de la etapa de potencia a 1kHz

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.

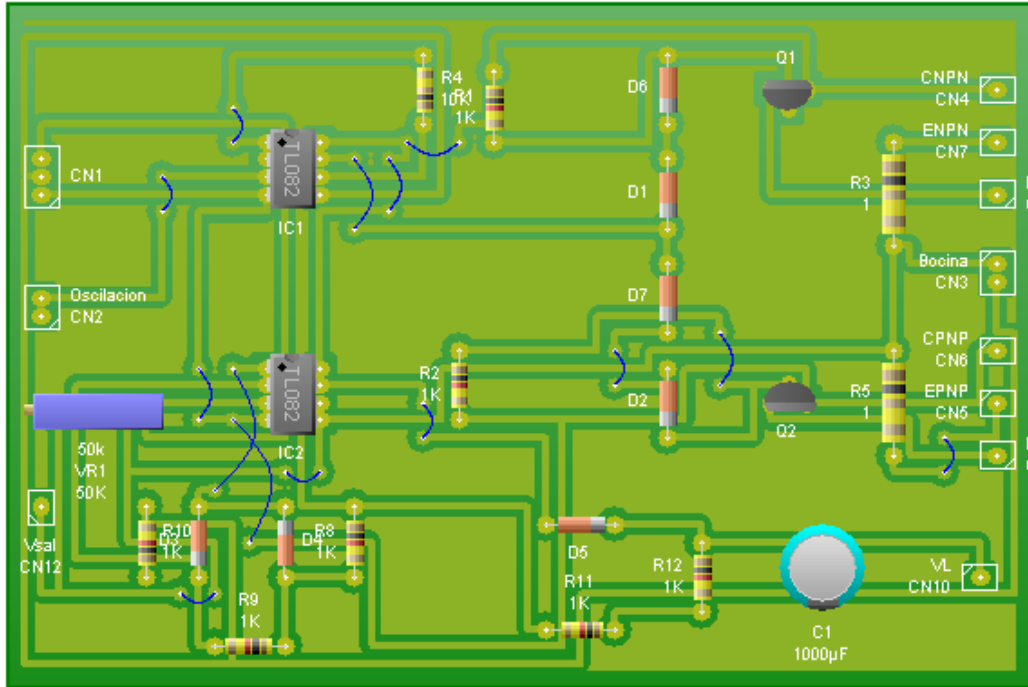


Figura 3.38: Medición del valor RMS de la señal en la etapa de potencia con carga.

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:

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

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

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 [Ω]:

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 [Ω]:

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):

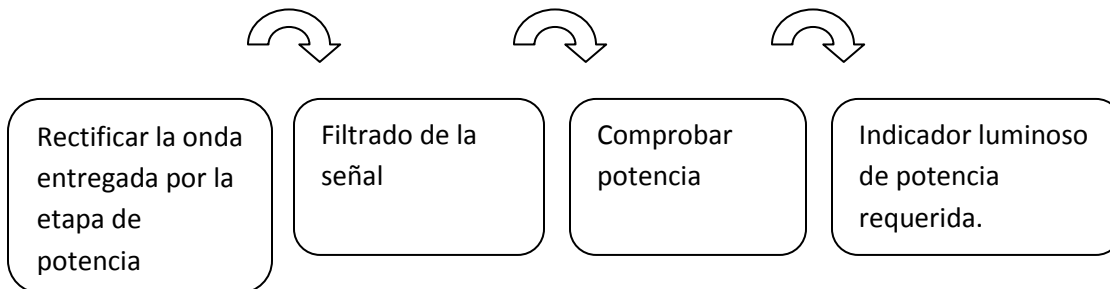


Figura 3.40: Diagrama de bloques del indicador de potencia

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:

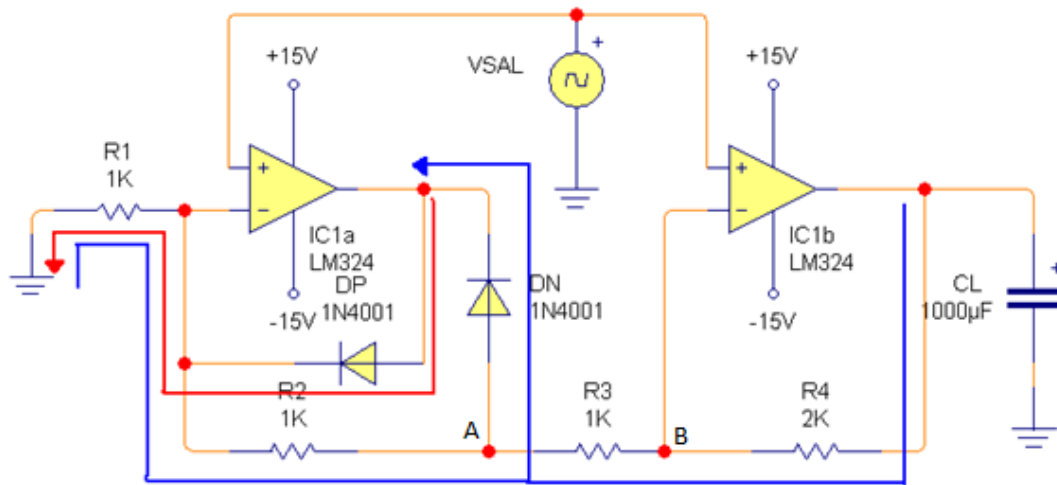


Figura 3.41: Rectificador de onda completa con amplificadores operacionales. Vs_{al}= salida de la etapa de potencia

Respuesta sin capacitor:

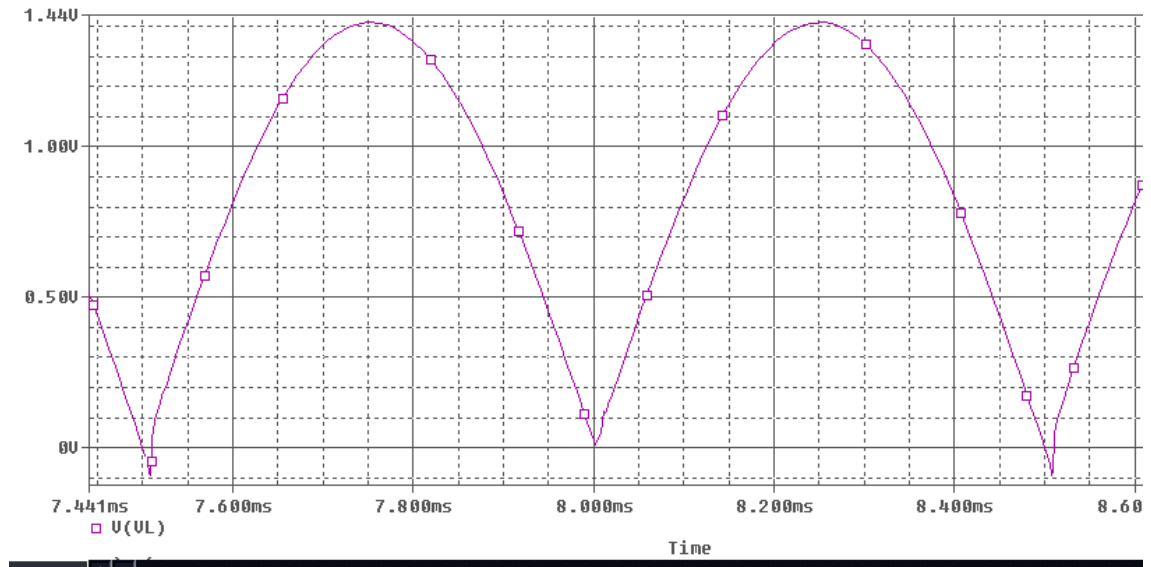


Figura 3.42: Señal rectificada

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

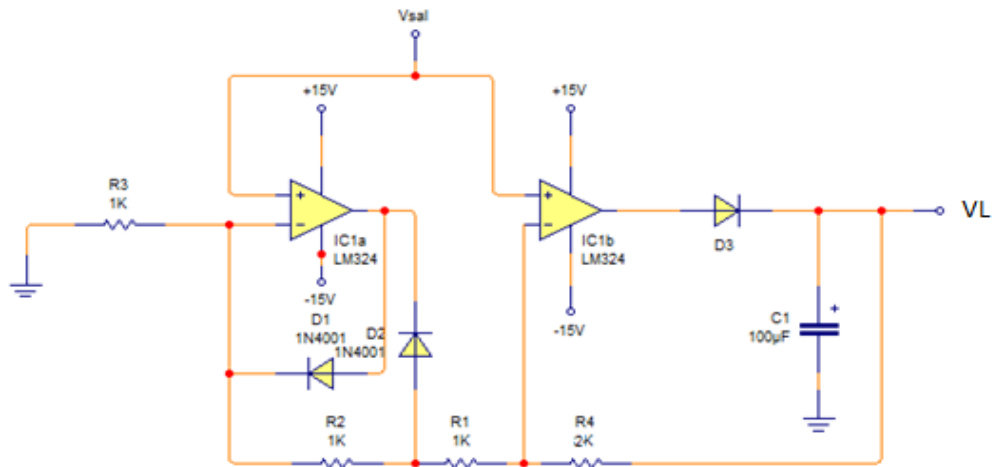


Figura 3.43: Rectificador con diodo a la salida y retroalimentación modificada. Vsal = salida de la etapa de potencia.

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:

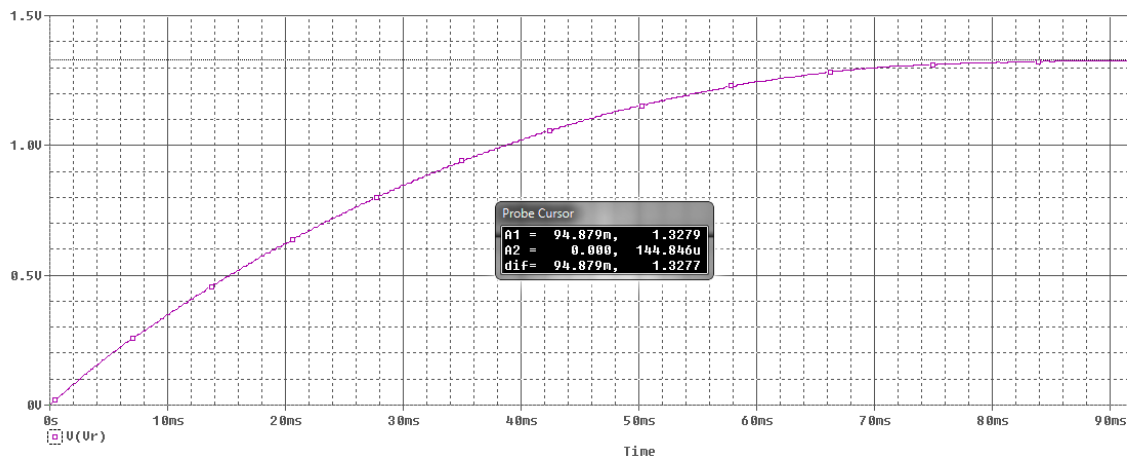


Figura 3.44: Respuesta del rectificador modificado

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.

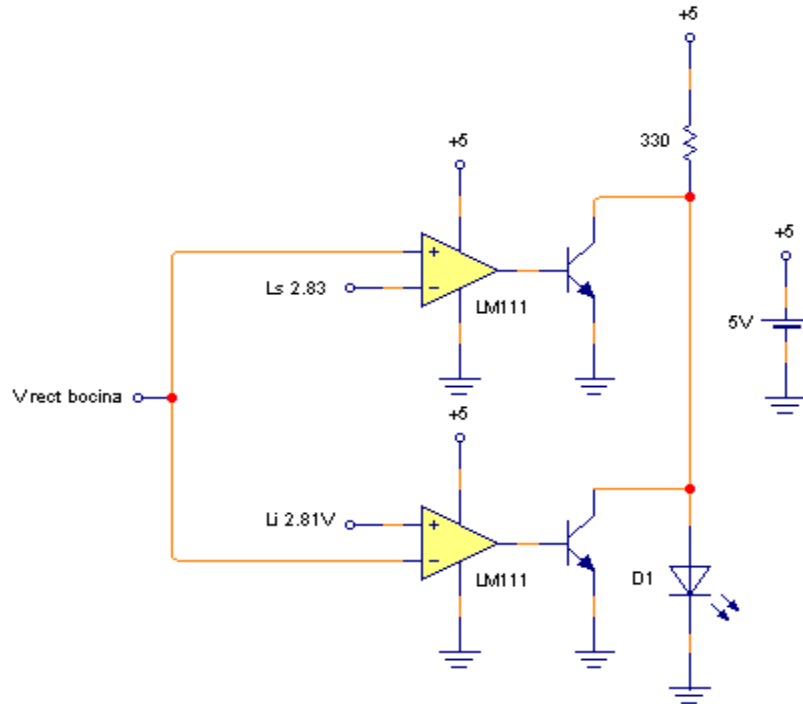


Figura 3.45: Circuito con comparadores, indicador de voltaje

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:

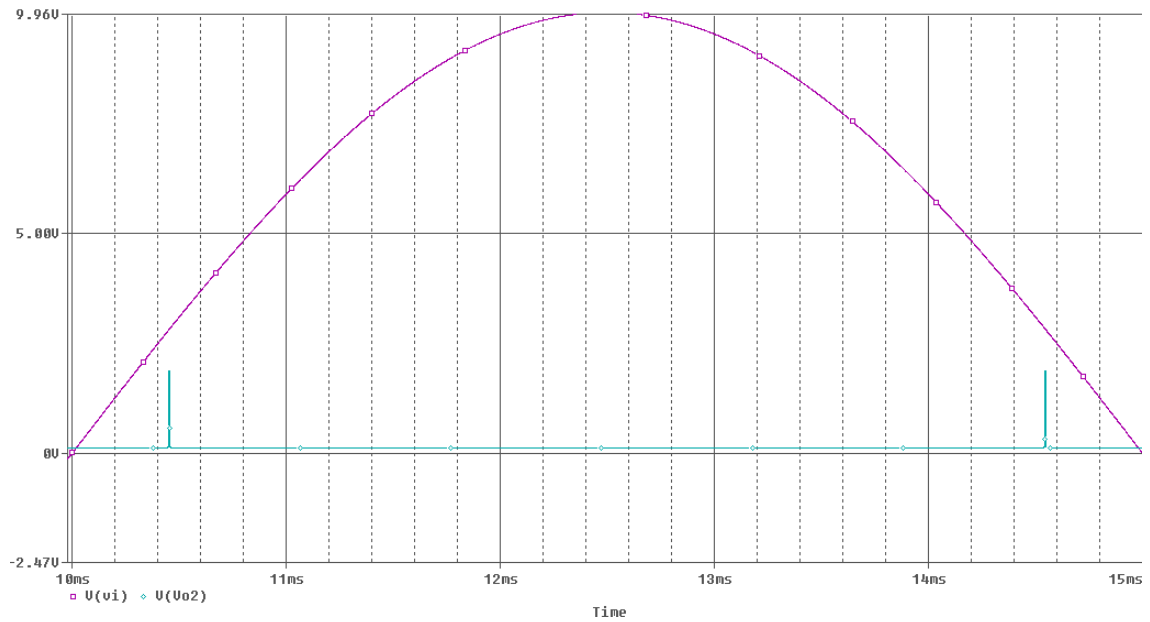


Figura 3.46: Respuesta del circuito con comparadores

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:

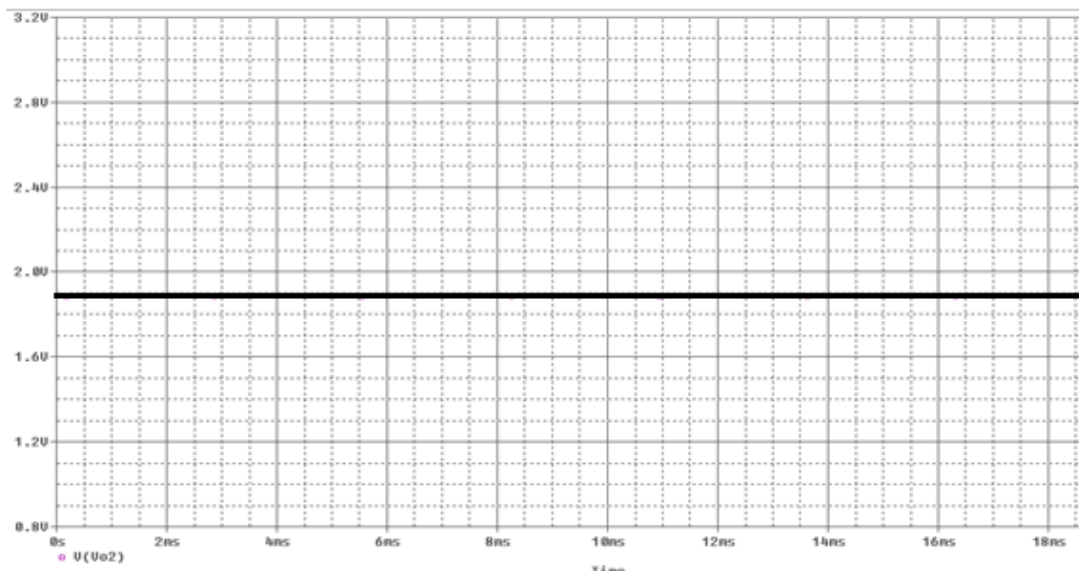


Figura 3.47: Respuesta del comparador lista para usar con LED's

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:

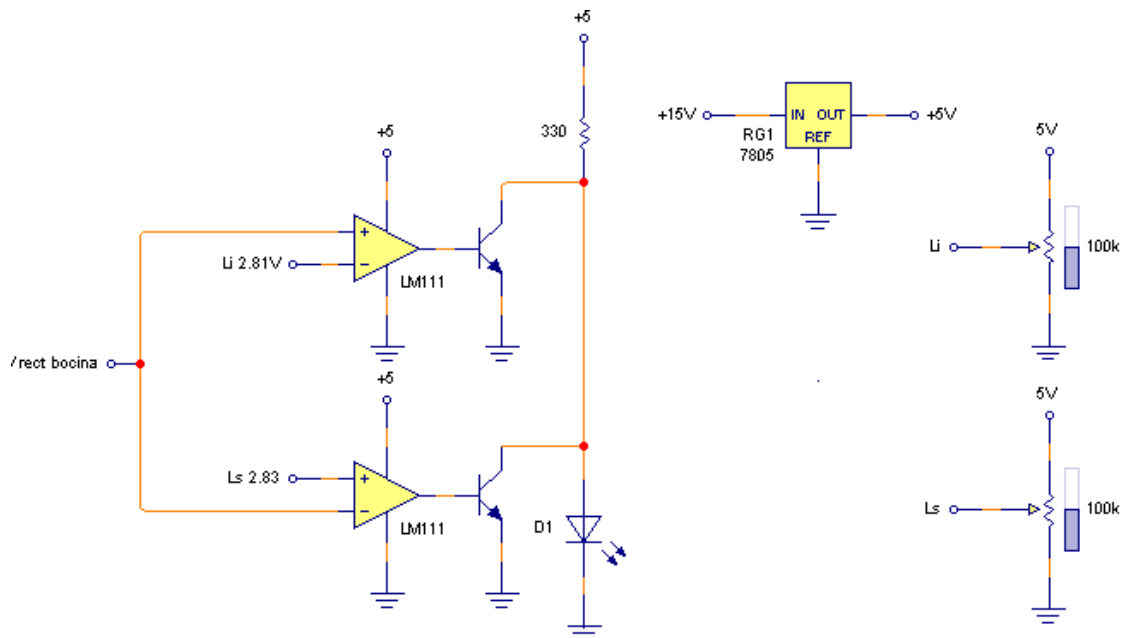


Figura 3.48: Circuito comparador

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:

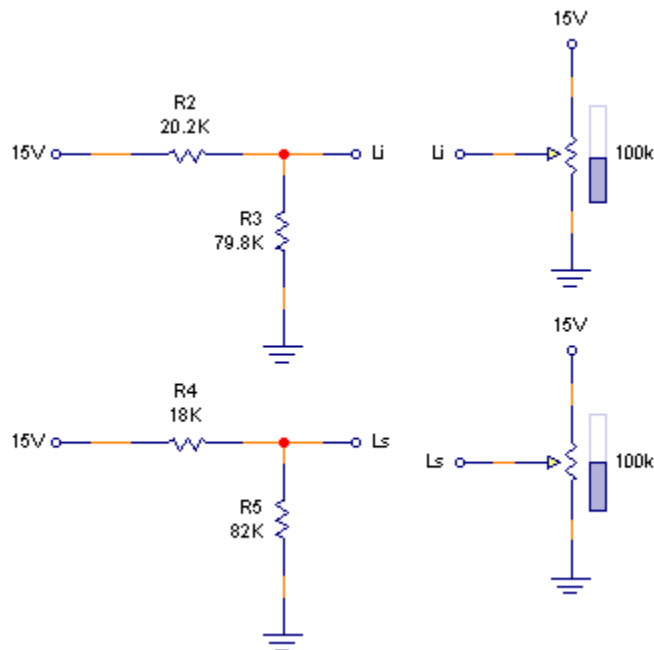


Figura 3.49: Divisores de tensión para carga de 8Ω

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:

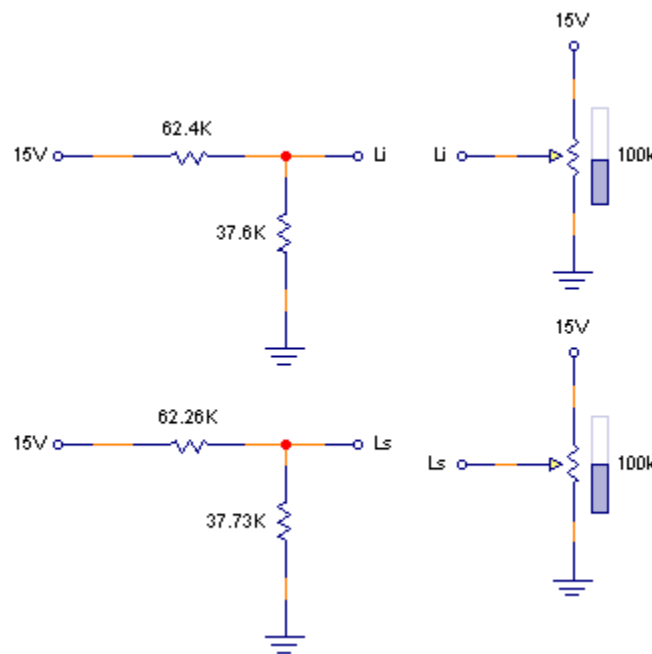


Figura 3.50: Divisores de tensión para una carga igual a 16Ω

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 limites inferior y superior del circuito para trabajar con otras cargas.

El circuito impreso quedó de la siguiente manera:

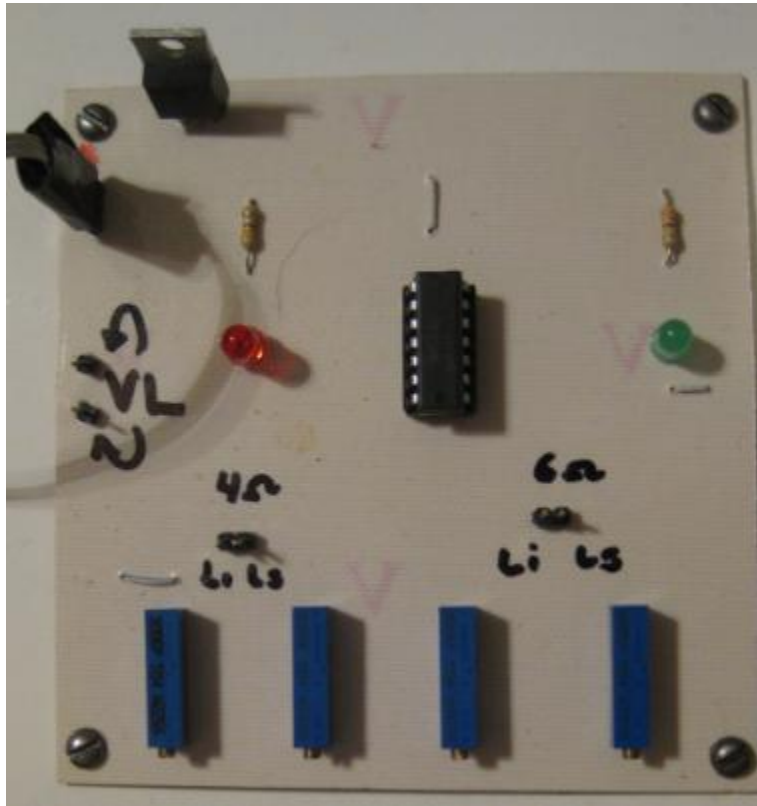


Figura 3.51: Circuito detector de potencia.

- **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:

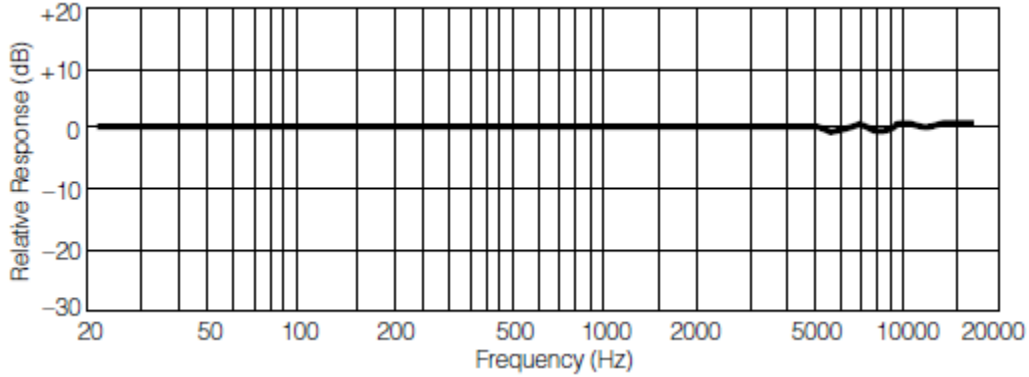


Figura 3.53: Respuesta en frecuencia del micrófono seleccionado

■ 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.

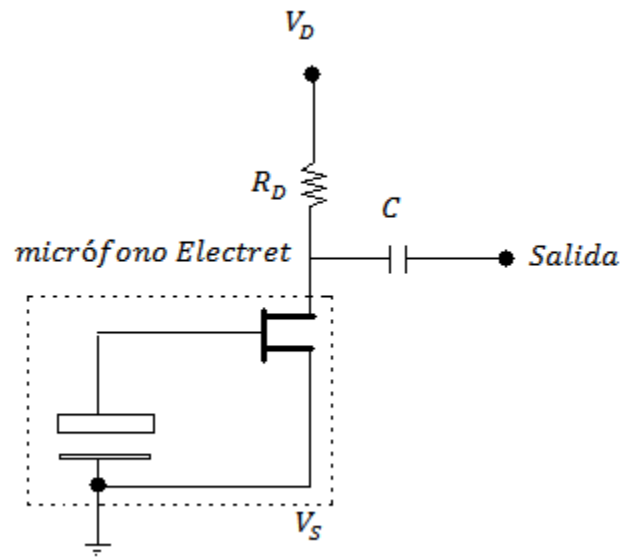


Figura 3.54: Estructura y conexión básica de un micrófono electret

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.

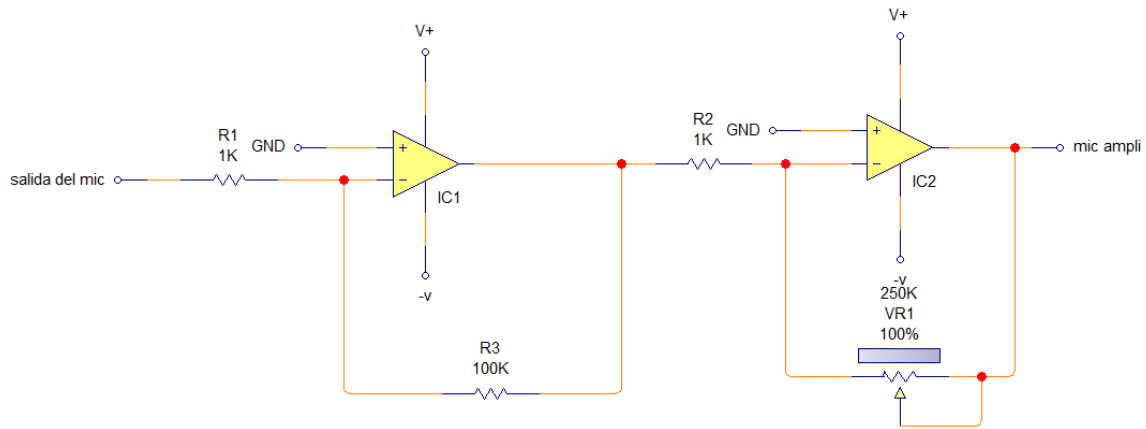


Figura 3.55: Circuito amplificador de prueba.

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

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

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

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

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

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.

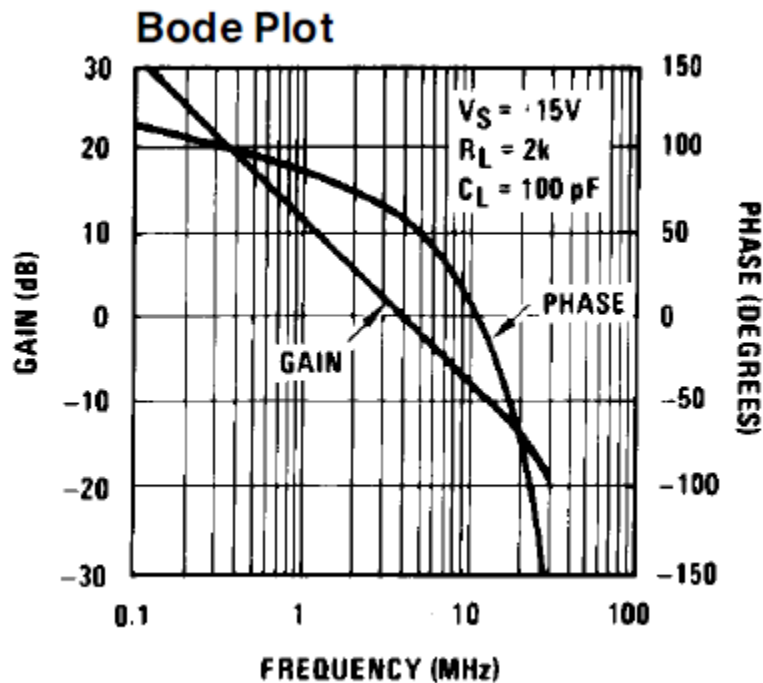


Figura 3.56: Gráfica de bode para el TL082

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

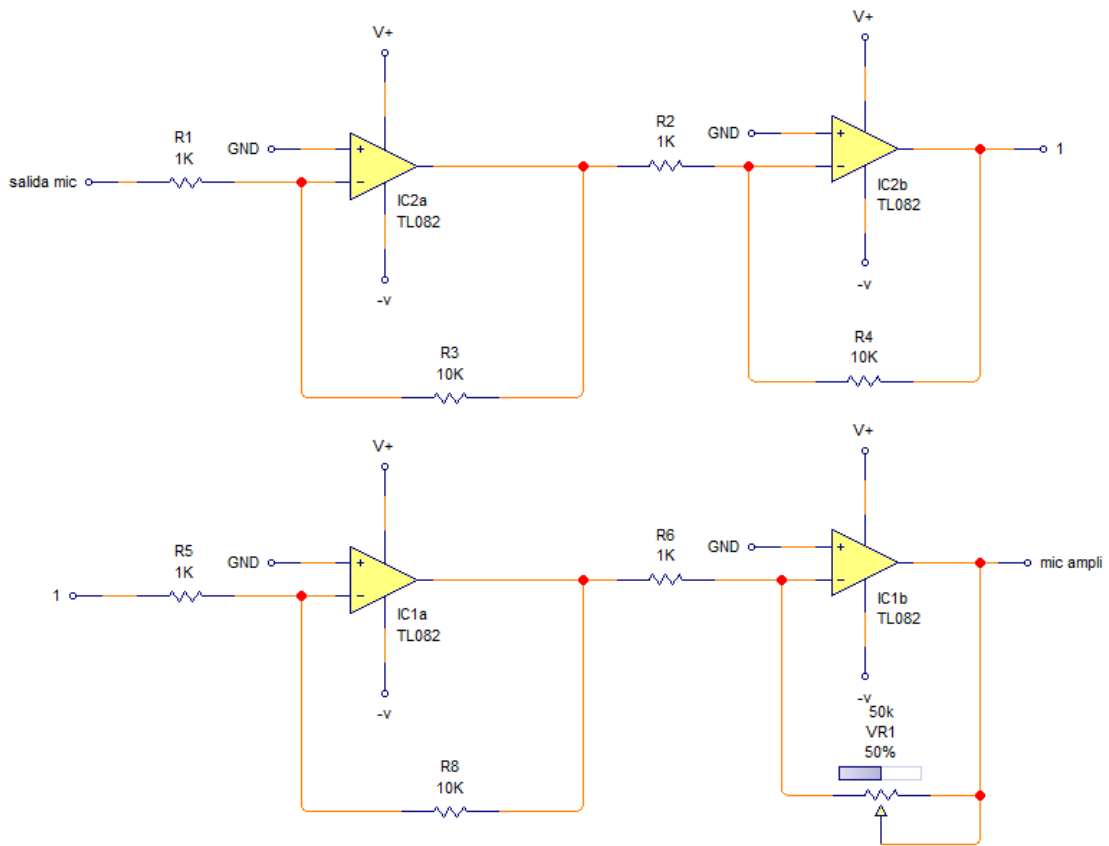


Figura 3.57: Amplificadores del micrófono electret

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:

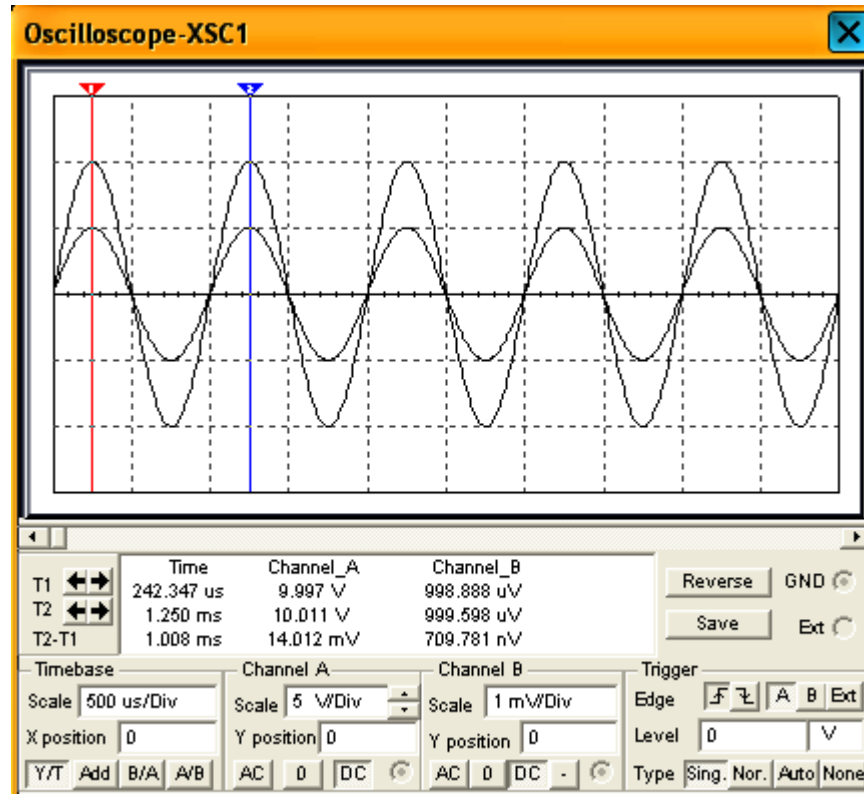


Figura 3.58: Respuesta de las etapas de amplificación del micrófono, 1kHz

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.

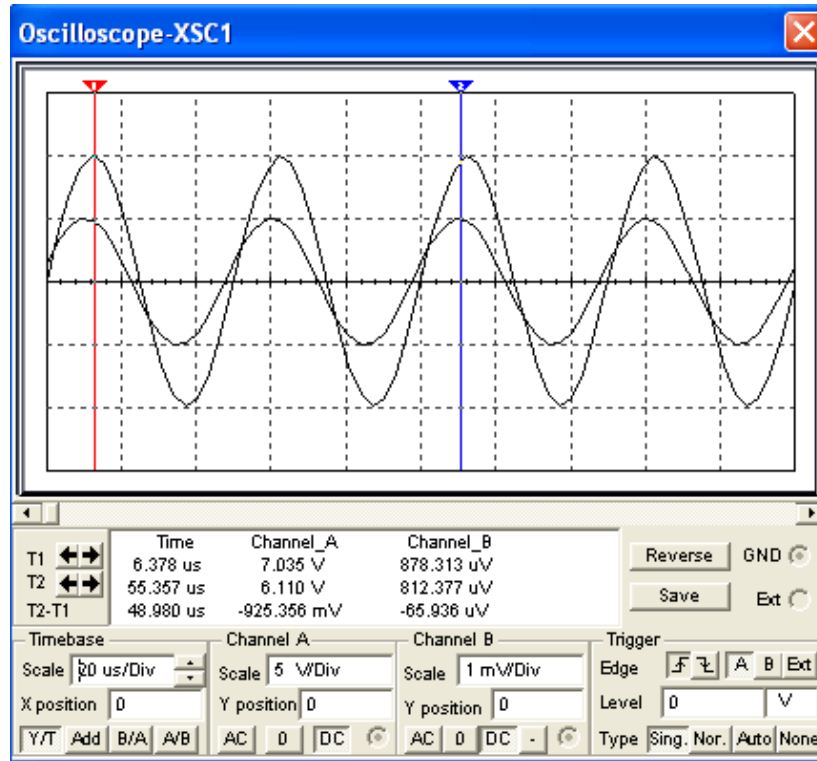


Figura 3.59: Respuesta de las etapas de amplificación del micrófono, 20kHz

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:

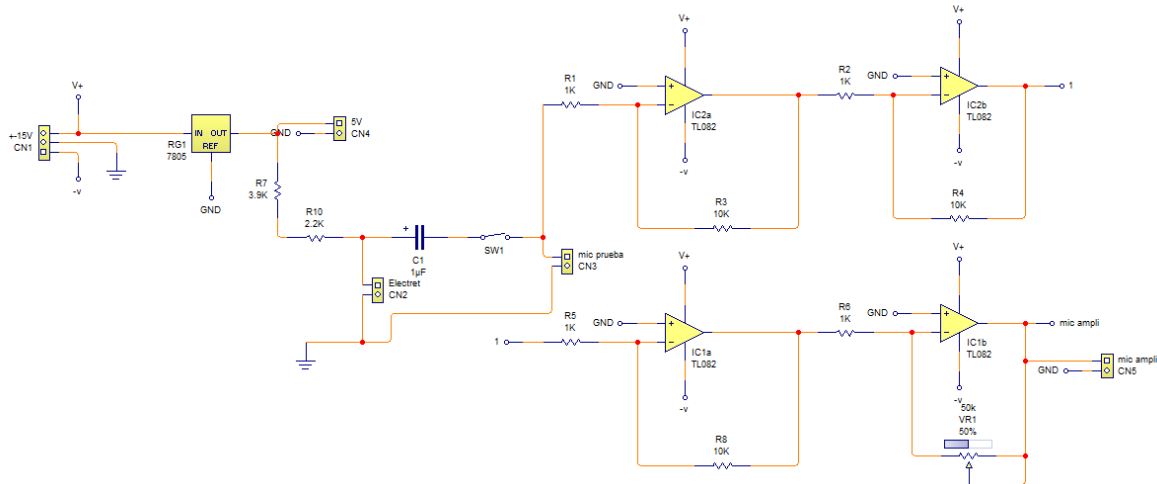


Figura 3.60: Circuito amplificador y seleccionador de micrófono

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:

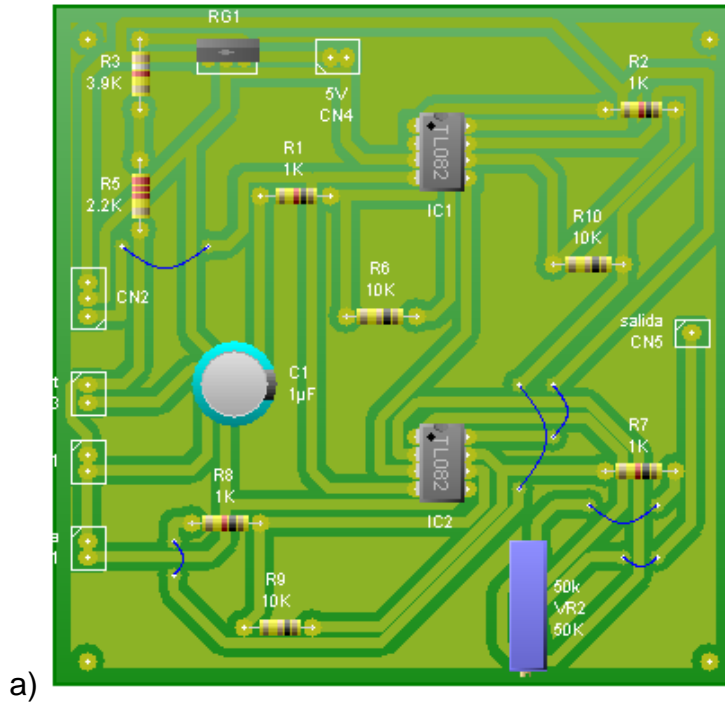


Figura 3.61: Circuito impreso, micrófono electret, a) Diseño en PCB WIZARD, b) Circuito armado.

- **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:

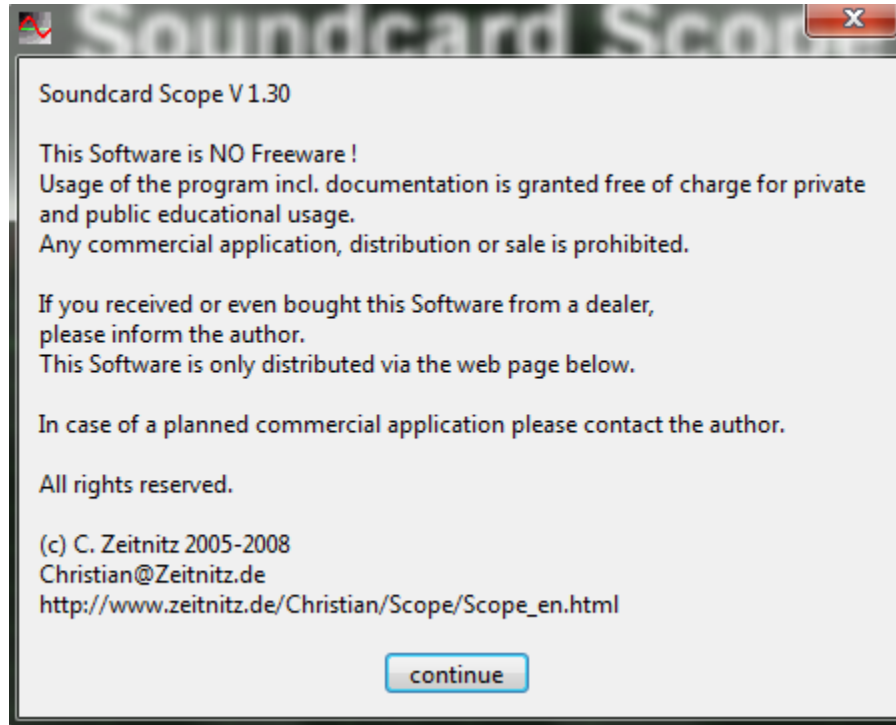


Figura 3.62: Osciloscopio para PC

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.

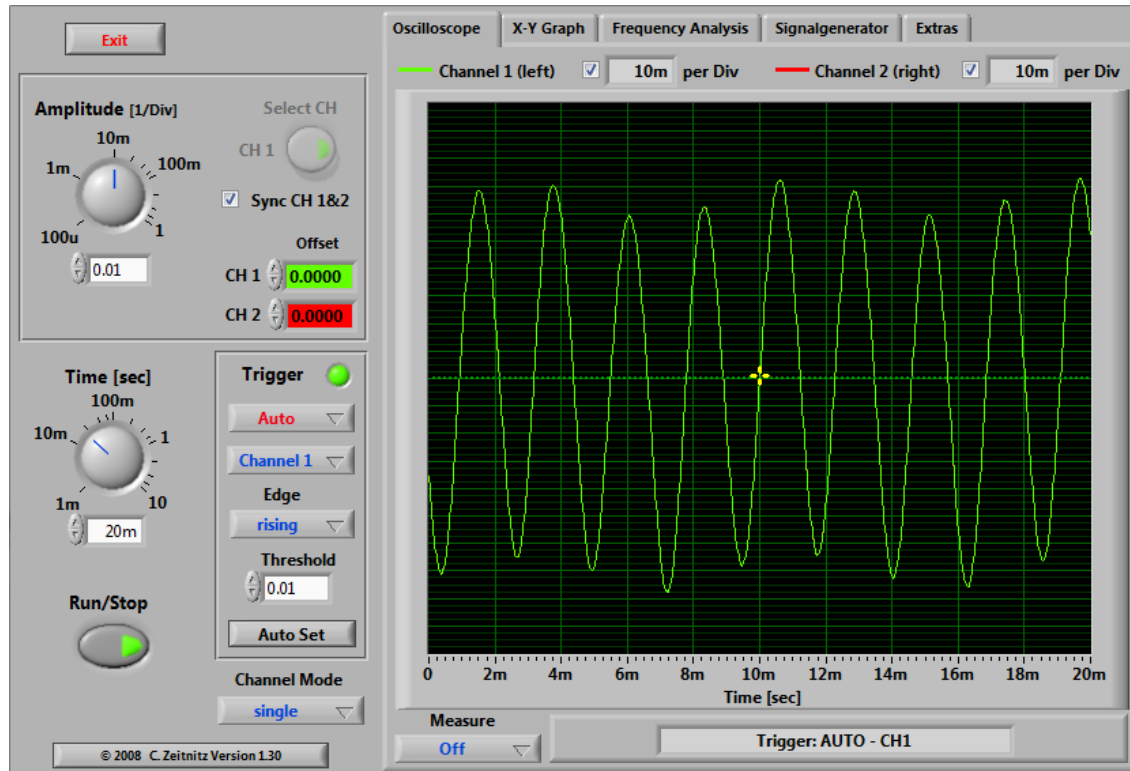


Figura 3.63: Pantalla principal del soundcard scope

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.

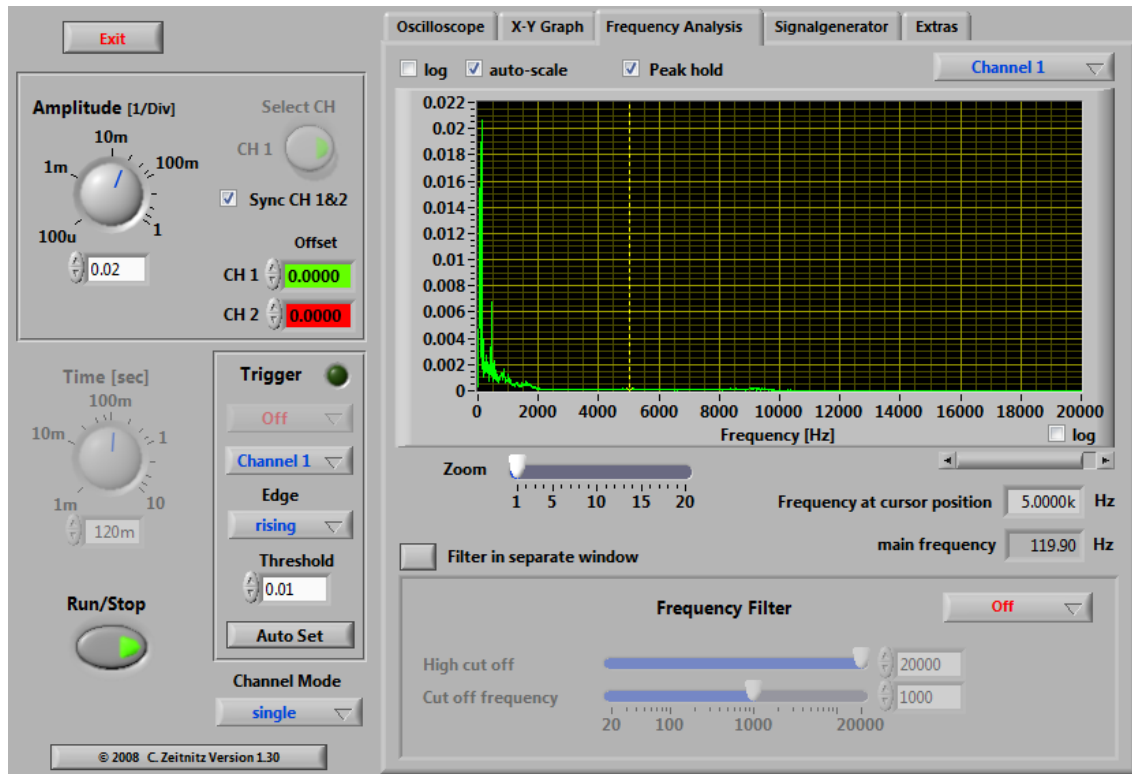


Figura 3.64: Analizador de espectros en Soundcard Scope

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.

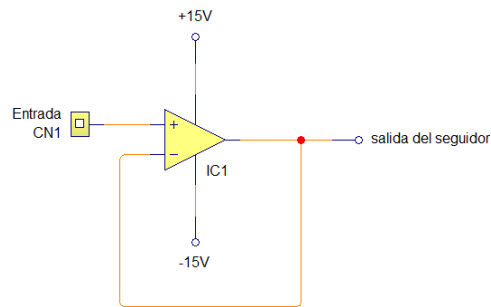


Figura 3.65: Circuito seguidor de tensión.

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:

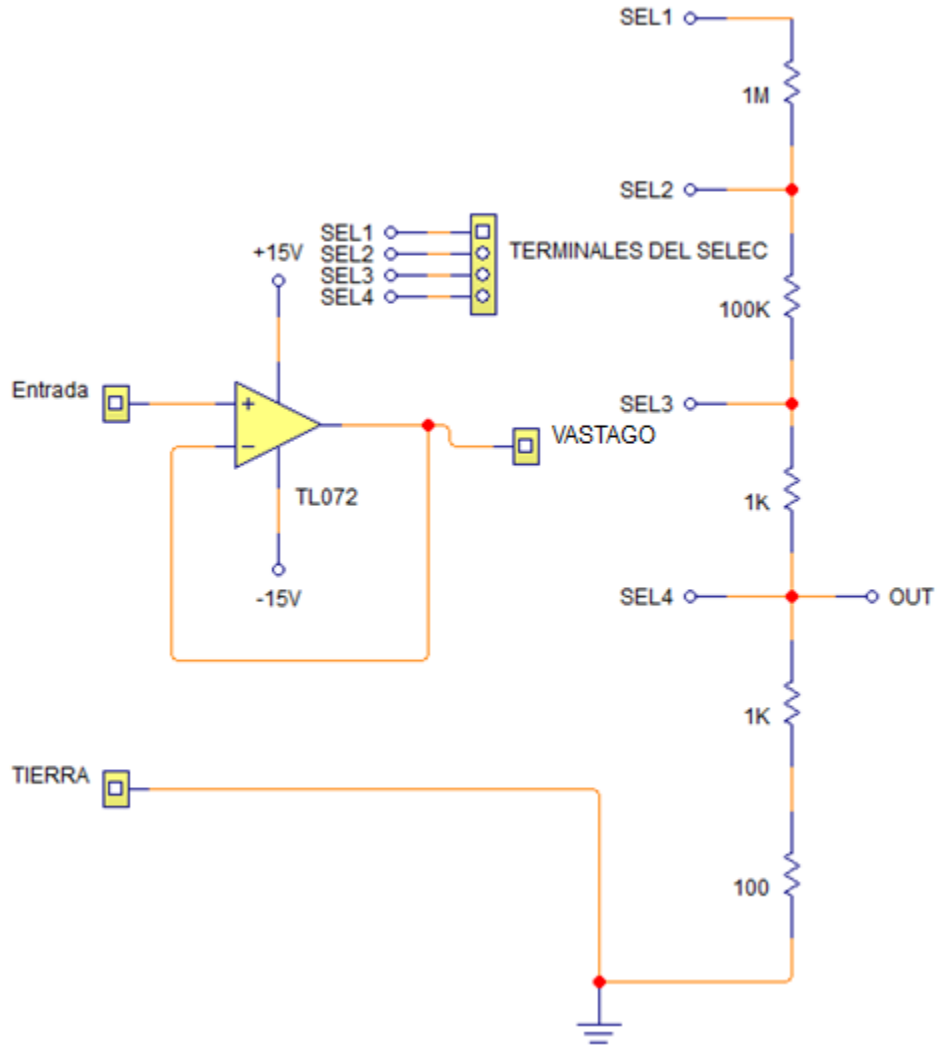


Figura 3.66: Divisores de tensión entre 1000, 10 y 2.

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:

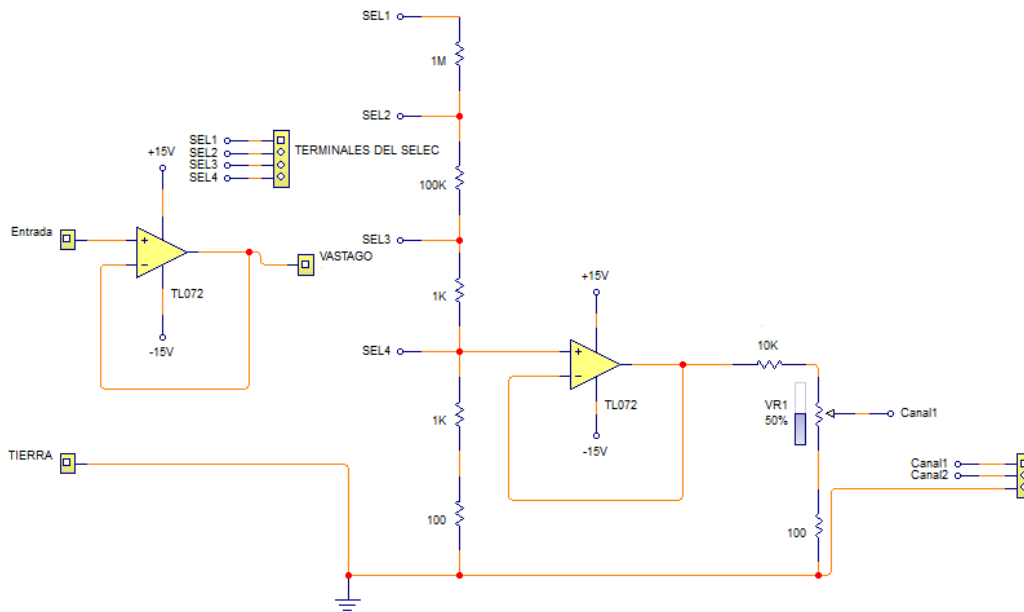


Figura 3.67: Tarjeta interfaz para Osciloscopio PC VR1=1K Ω

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:

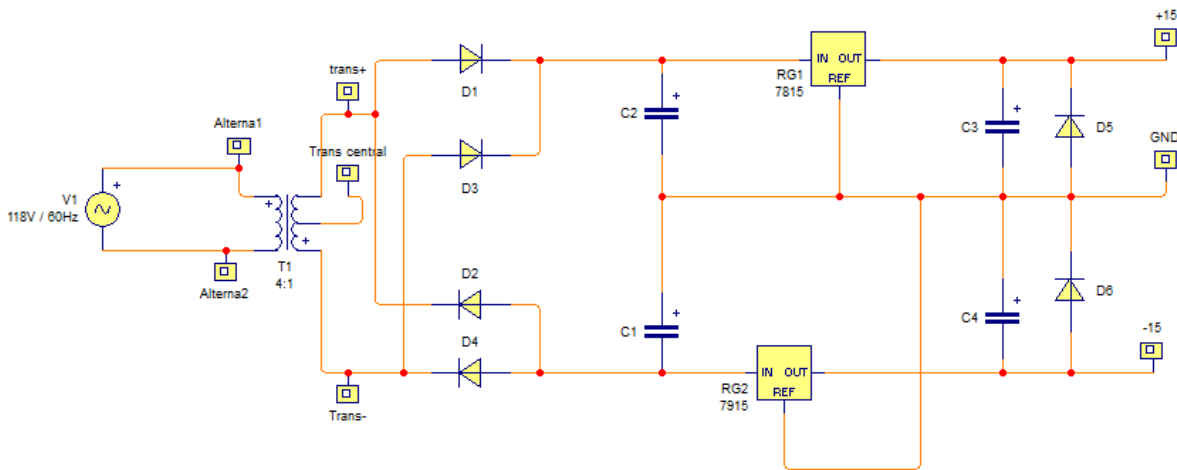


Figura 3.68: Circuito de fuente doble a $\pm 15Vdc$

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.

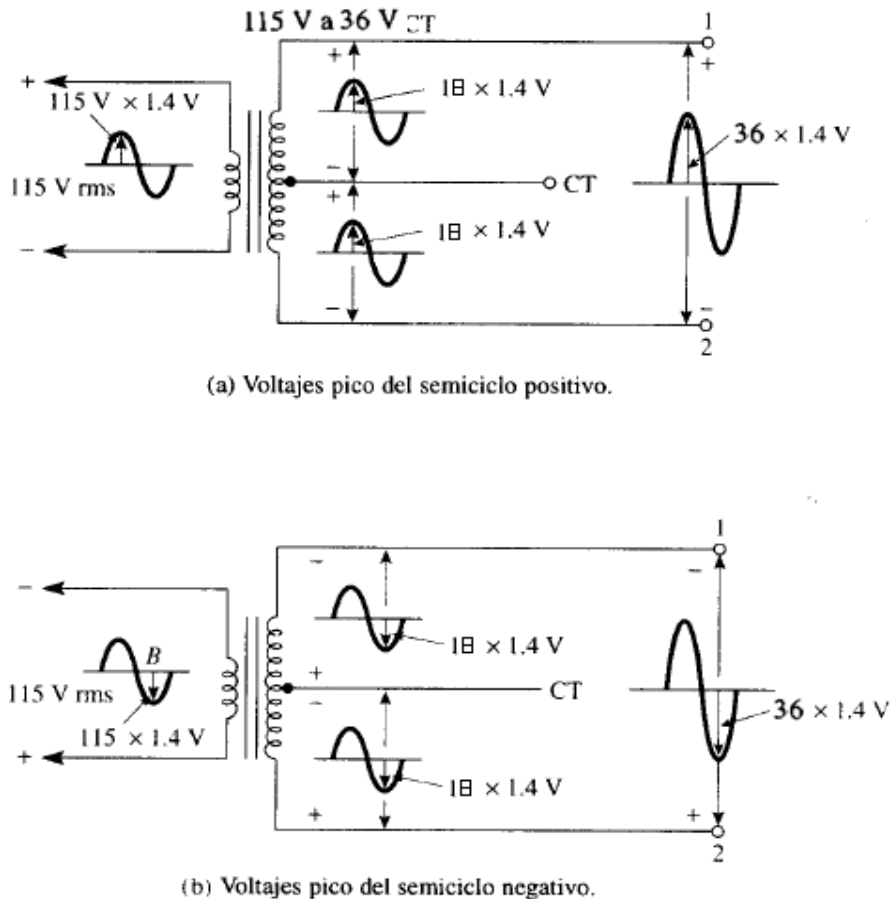
El valor de la línea es aproximadamente de 110 a 120 Vrms, y el valor que se requiere para este proyecto es de $\pm 15[Vdc]$ por lo cual se necesita reducir el valor de la línea por medio de un transformador. Por consiguiente hay que calcular que tipo de transformador se necesita, para eso, y puesto 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 $V_s \geq 30Vpp$

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

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

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

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.

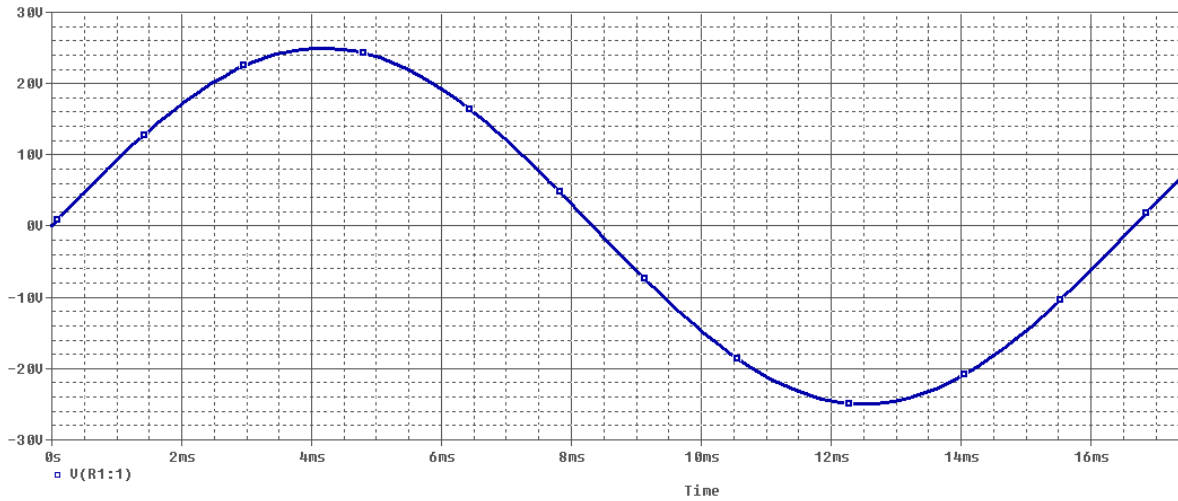


Figura 3.70: Tensión en el secundario de un transformador 115/36V utilizando el Tap central

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.

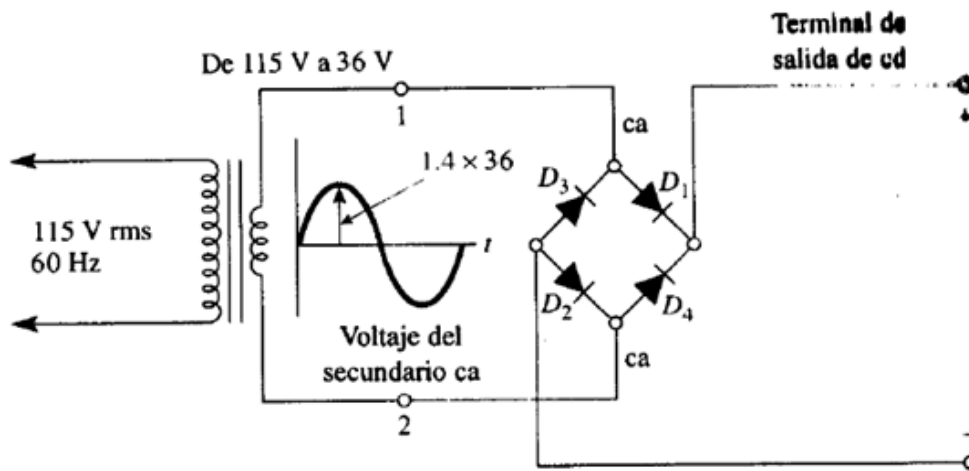


Figura 3.71: Transformador con puente de diodos.

El resultado del rectificador de onda completa es:

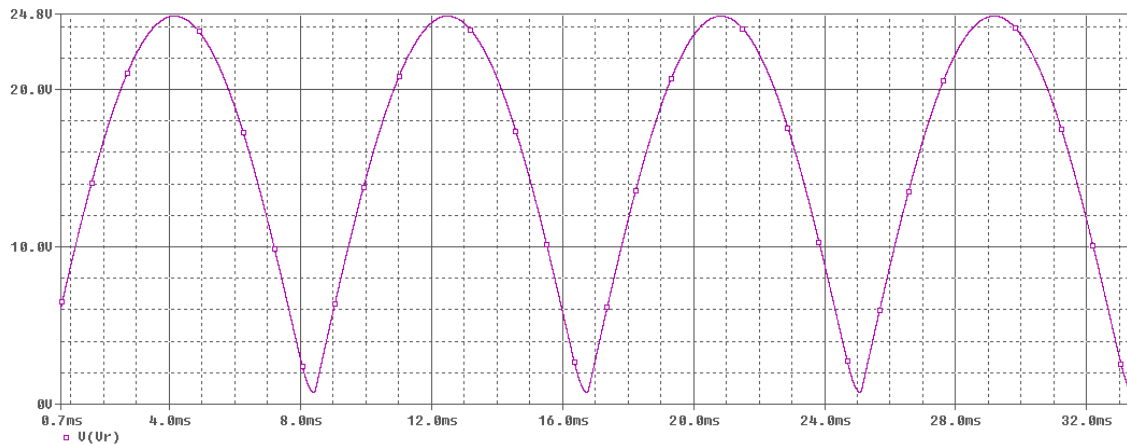


Figura 3.72: Rectificación de onda completa

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

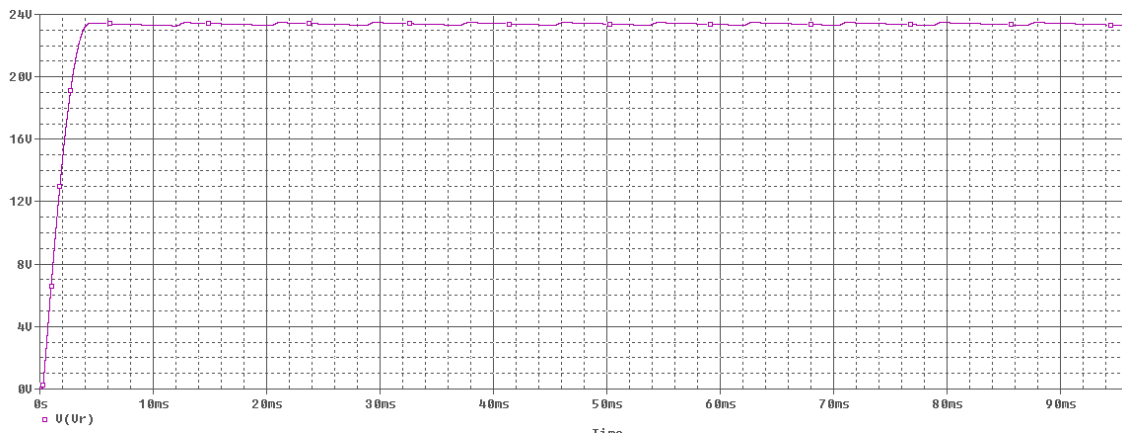
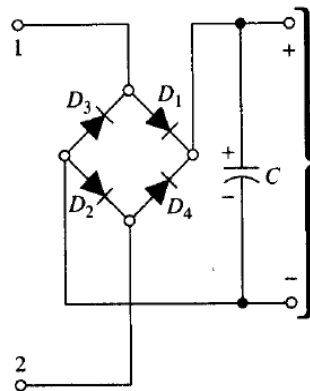


Figura 3.73: Filtrado de un rectificador de onda completa usando un capacitor

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.

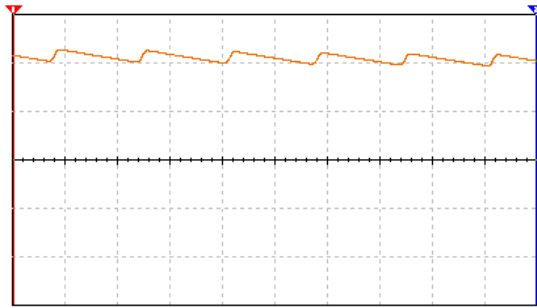


Figura 3.74: Voltaje de rizo

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:

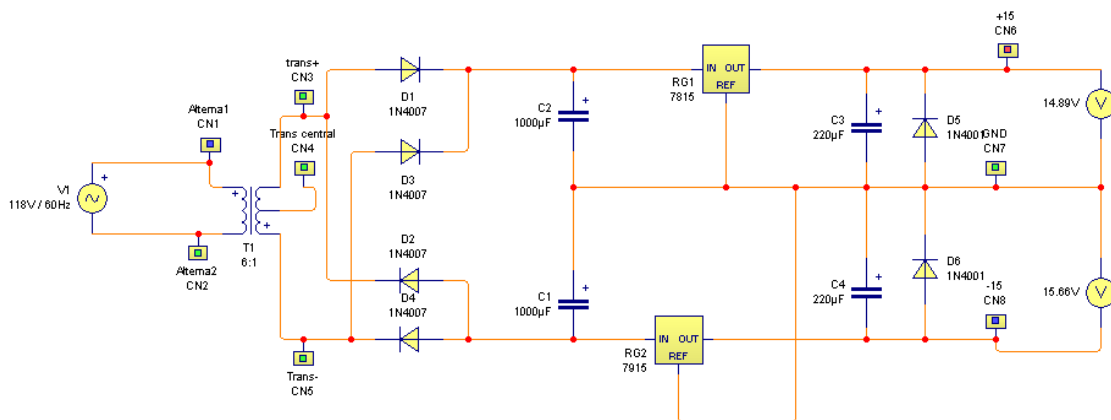


Figura 3.75: Fuente de alimentación

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

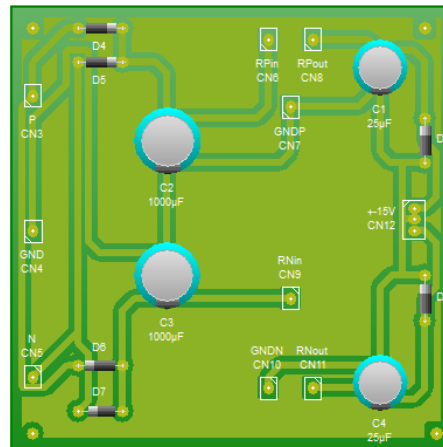


Figura 3.76: Presentación del circuito impreso REAL WORLD PCB Wizard 3

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

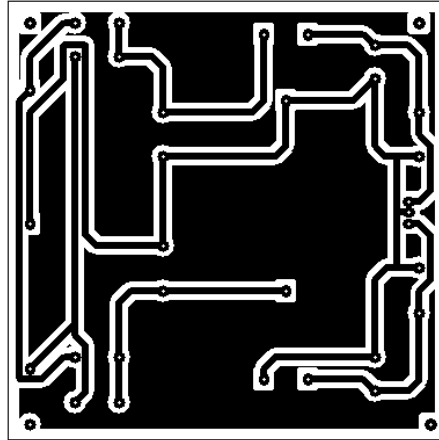


Figura 3.77: Pistas de la fuente $\pm 15V$

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:

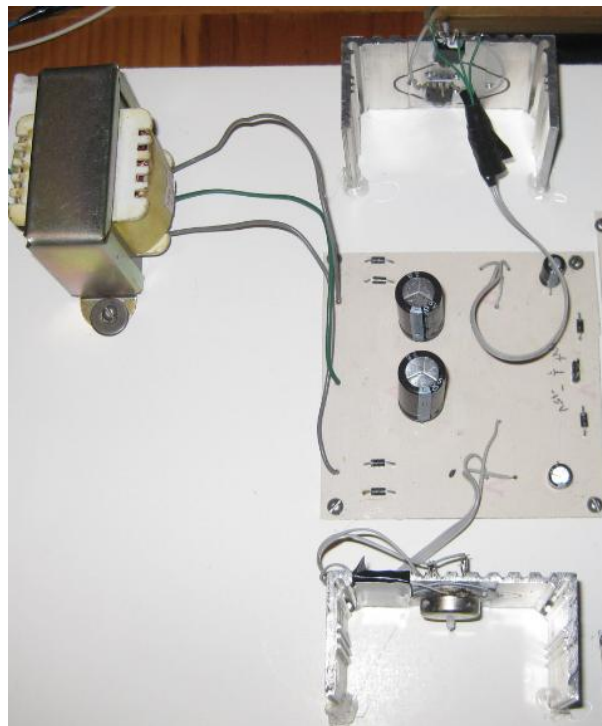


Figura 3.78: Fuente $\pm 15V$ terminada en placa fenólica

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.