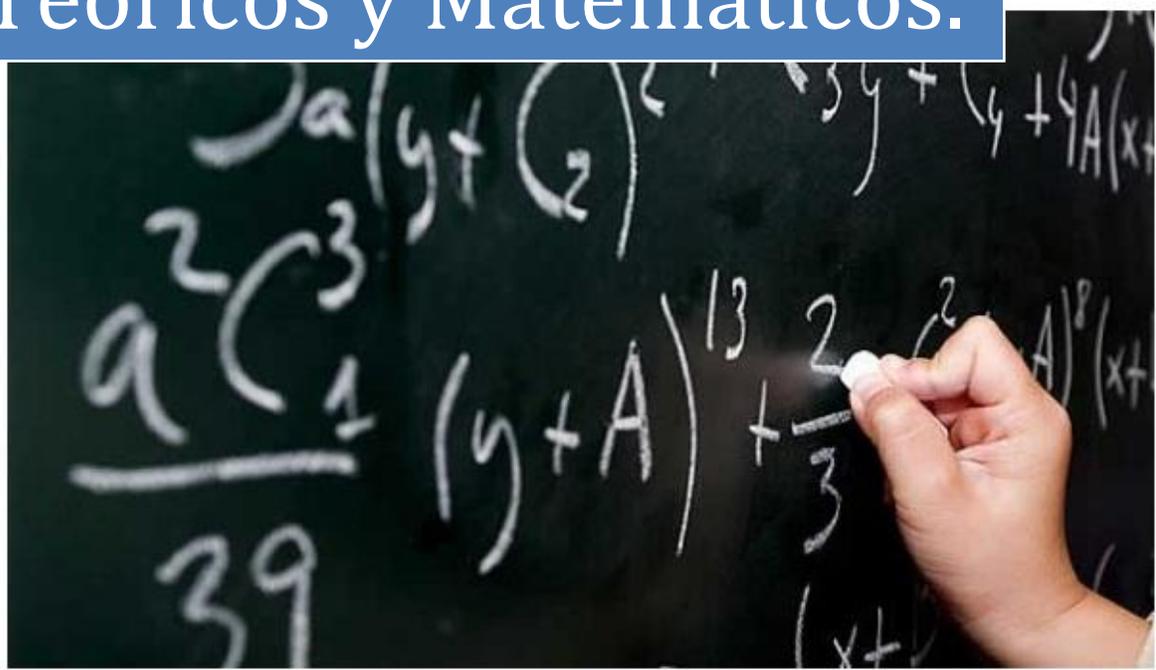


SCEA

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.

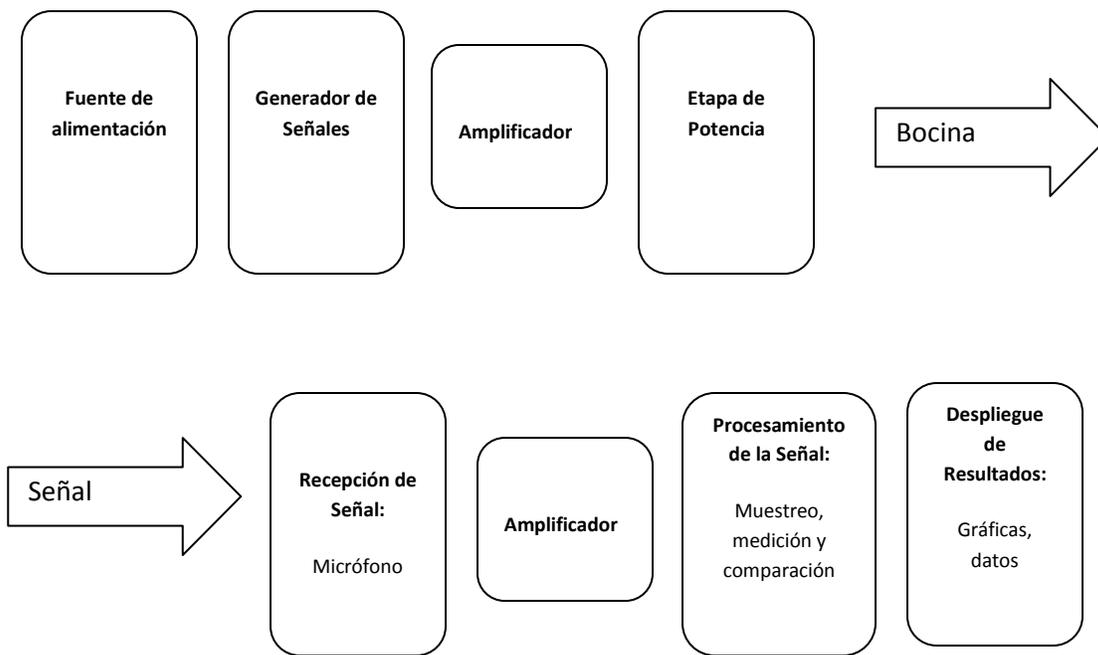


Figura 2.1: Diagrama a bloques del sistema a diseñar

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:

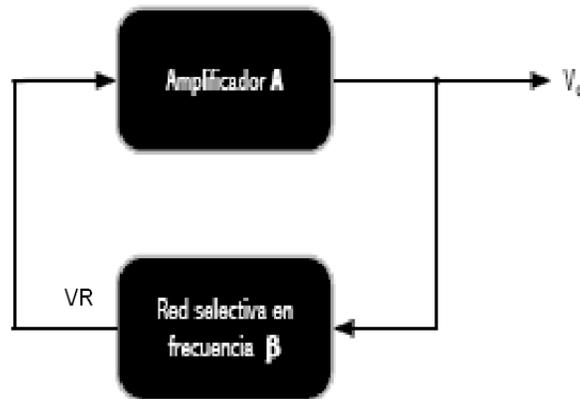


Figura 2.2: Sistema retroalimentado sin entrada.

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.

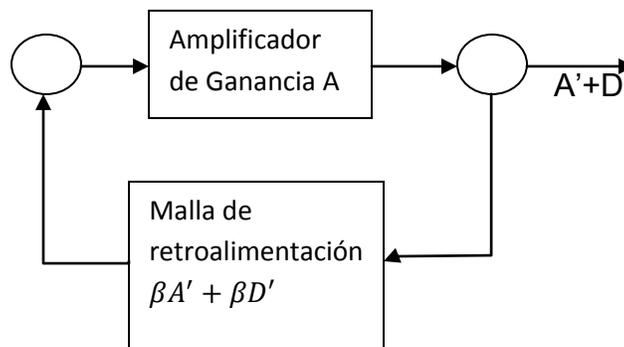


Figura 2.3: Amplificador con ruido

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)

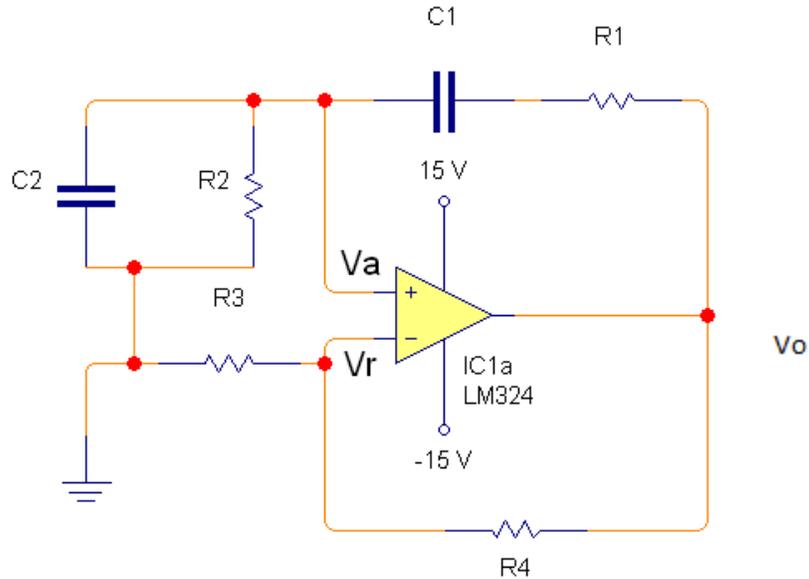


Figura 2.4: Circuito Oscilador Puente de *Wien*

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):

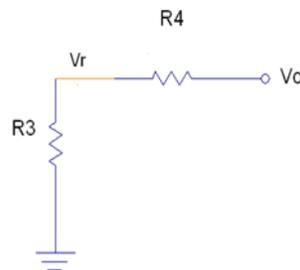


Figura 2.5: Malla de retroalimentación positiva

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:

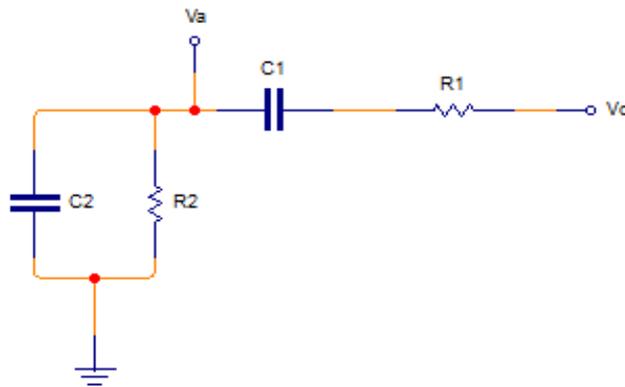


Figura 2.6: Malla de retroalimentación positiva

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

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

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

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

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.

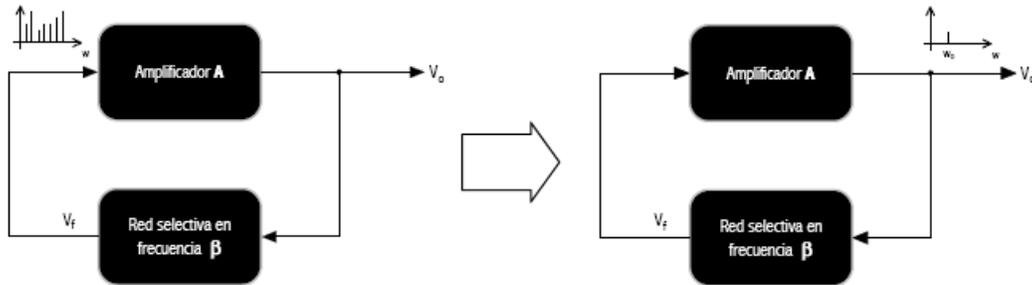


Figura 2.7: Sistema retroalimentado oscilador.

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:

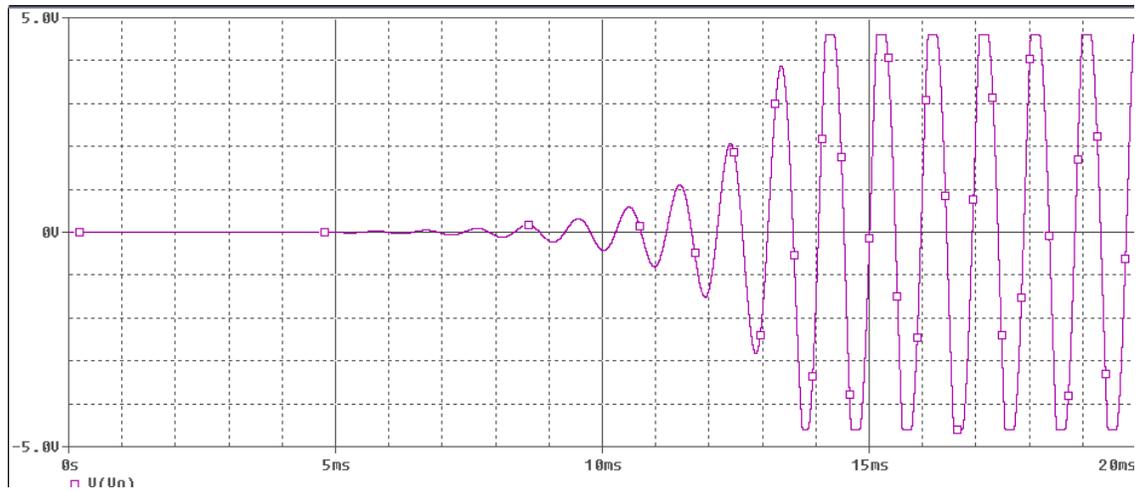


Figura 2.8: Respuesta oscilatoria

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.

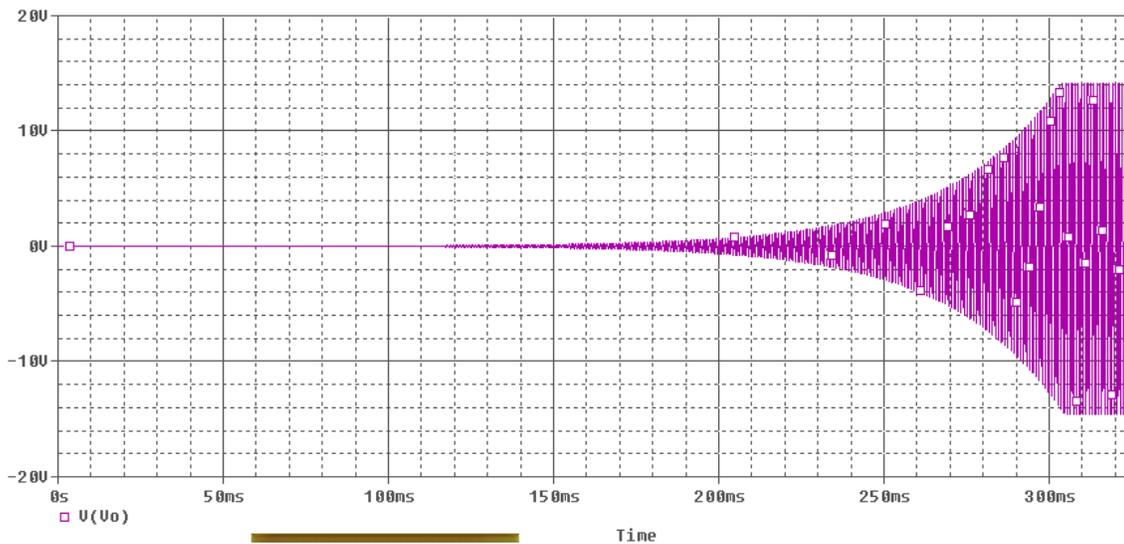


Figura 2.9: Respuesta a una mejor aproximación de la relación R_4 / R_3

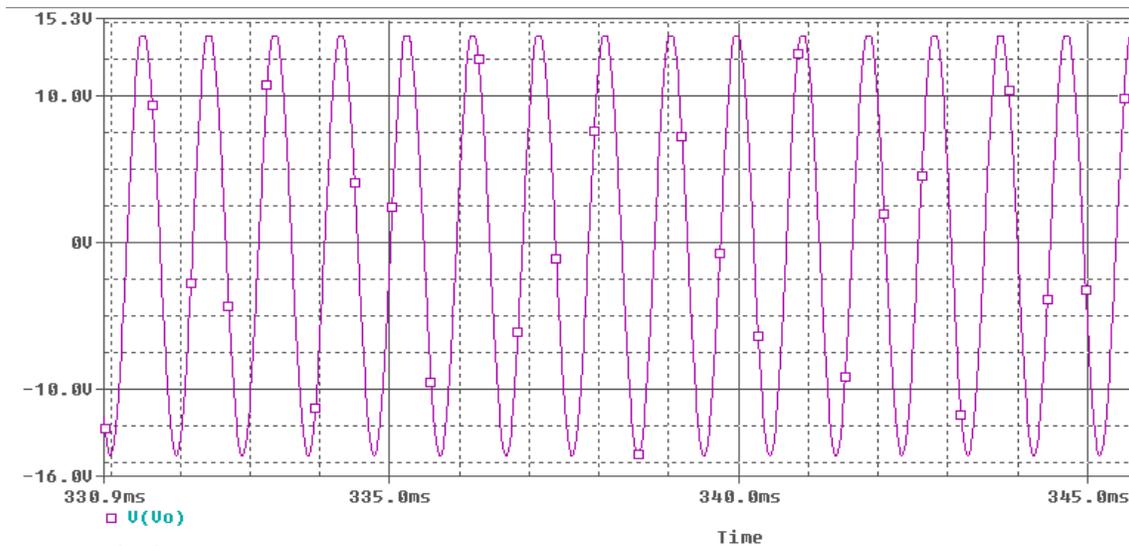


Figura 2.10: Mejora en la respuesta senoidal

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.

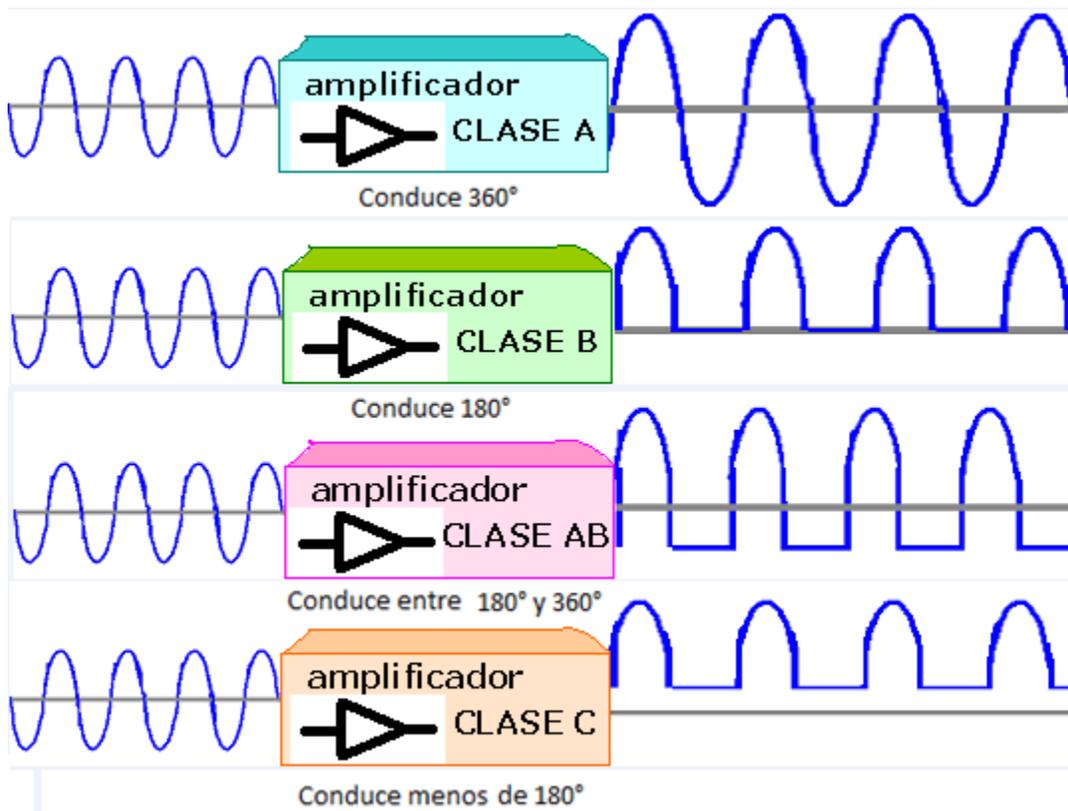


Figura 2.11: Clases de amplificadores de potencia

• 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.

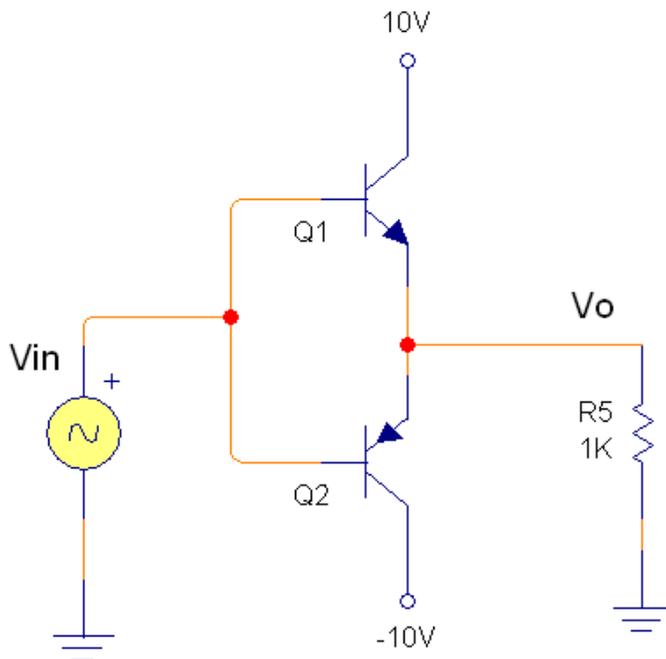


Figura 2.12: Amplificador con simetría complementaria.

Al aplicar una señal senoidal a la entrada del amplificador:

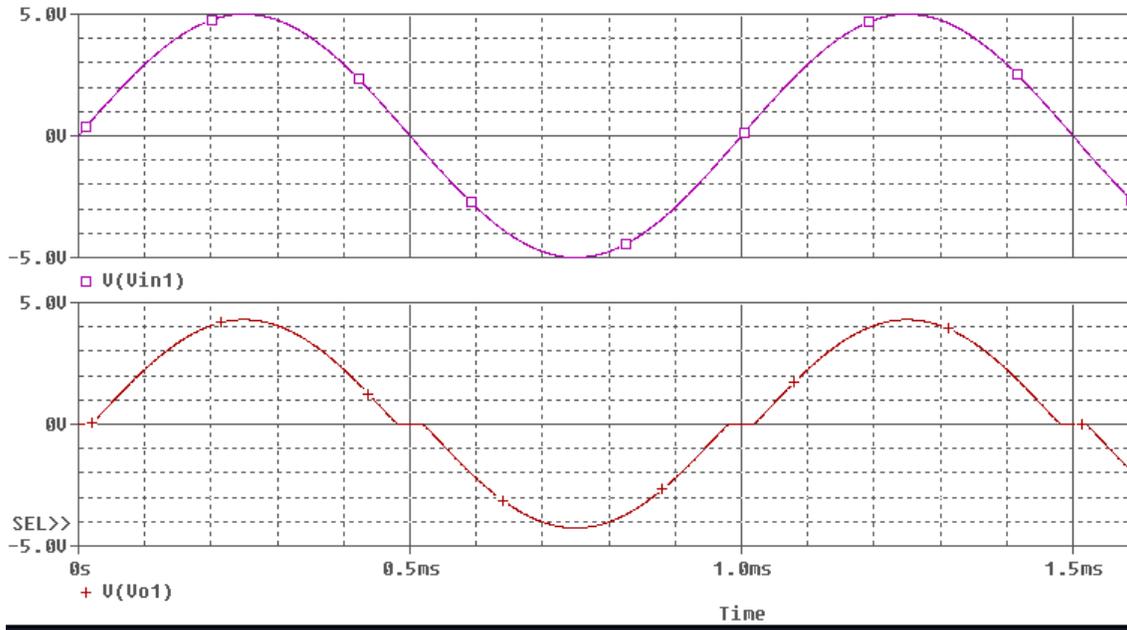


Figura 2.13: Respuesta de circuito complementario

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.

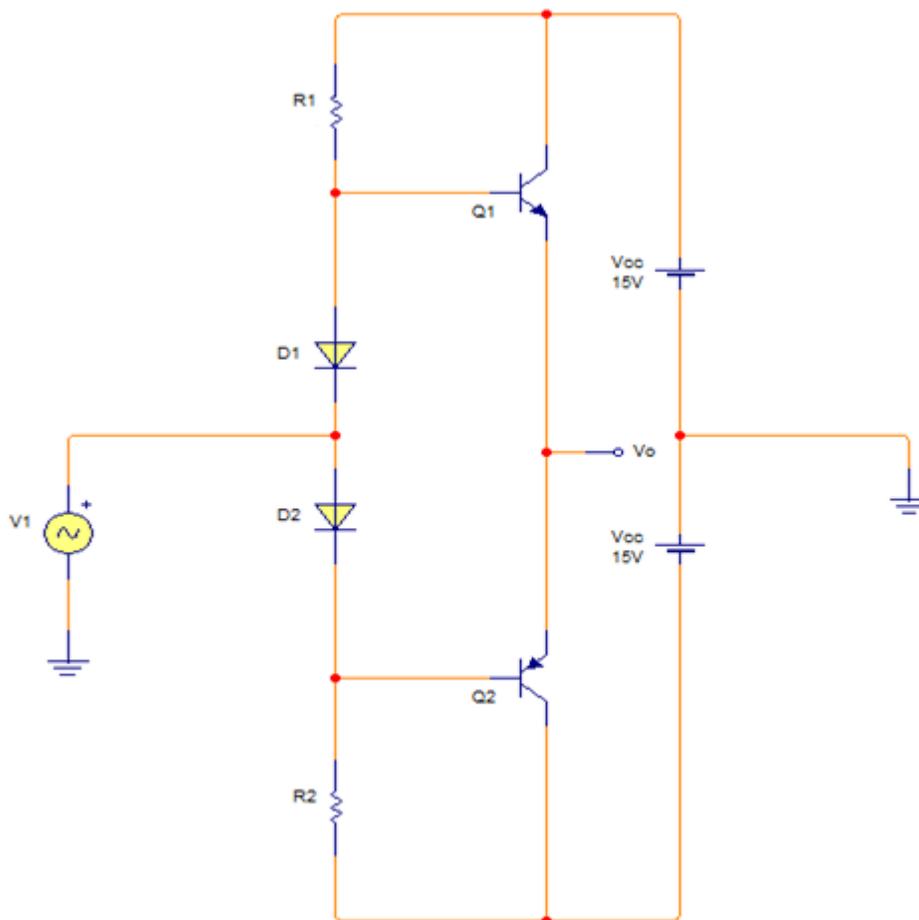


Figura 2.14: Circuito de potencia estabilizado clase AB

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:

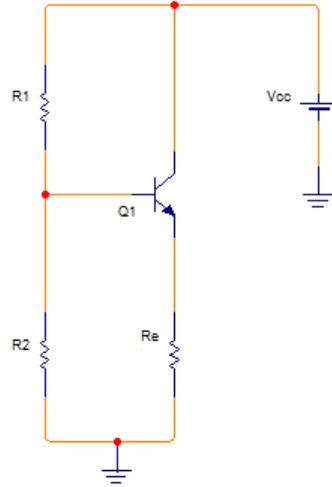


Figura 2.15: Mitad del circuito complementario con resistencia de retroalimentación R_e

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:

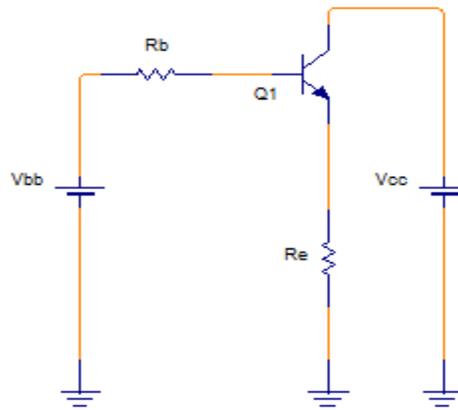


Figura 2.16: Circuito equivalente utilizando resistencia y fuente de Thévenin

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

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

Ahora se analiza la malla de entrada:

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

Conociendo que:

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

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

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

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.

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

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

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

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 muestrea corriente y se compara voltaje.

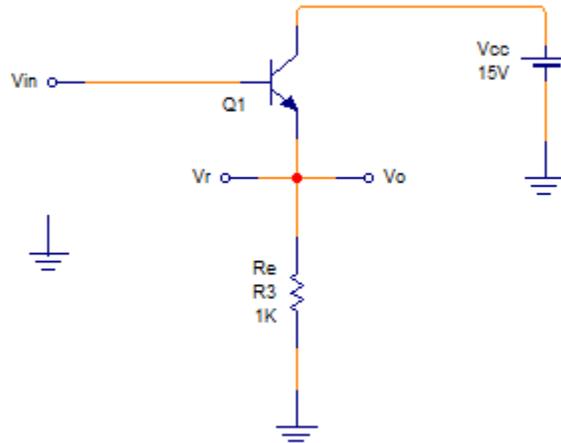


Figura 2.17: Circuito con retroalimentación Serie-serie

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

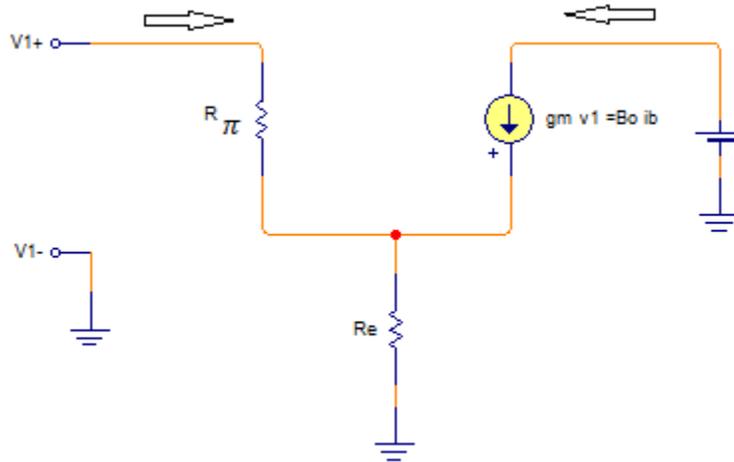


Figura 2.18: Circuito híbrido transistor TBJ con retroalimentación Serie-Serie

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

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:

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

Esto se reduce a

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

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

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

El cambio fraccional en A es

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

Esto se puede expresar como

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

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:

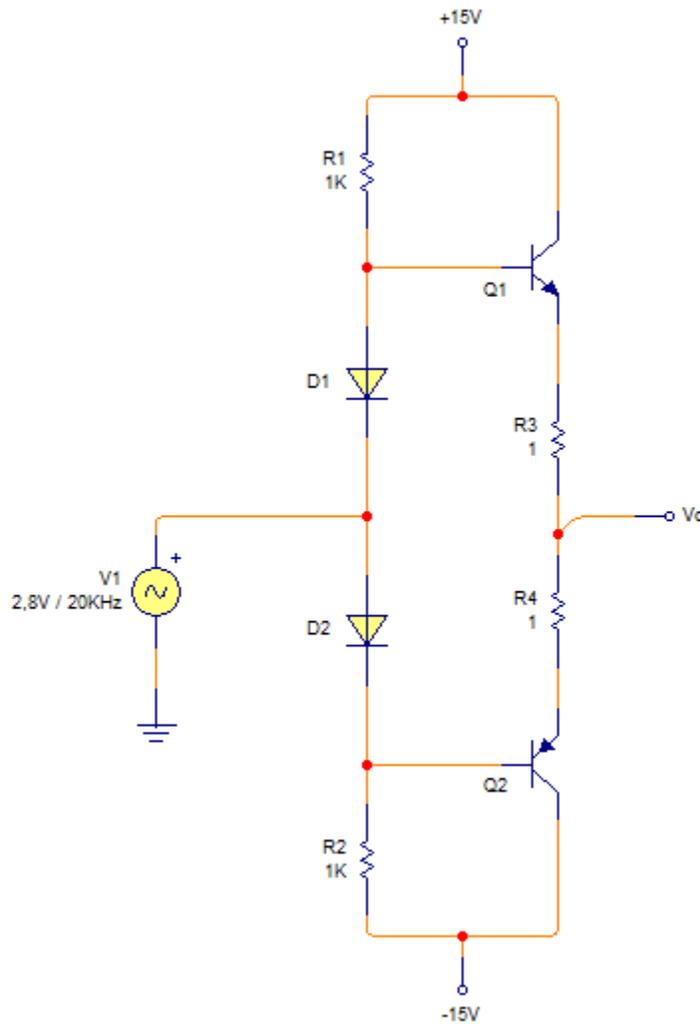


Figura 2.19: Circuito amplificador de potencia, con retroalimentación Serie-Serie

- **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

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

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

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

• **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.

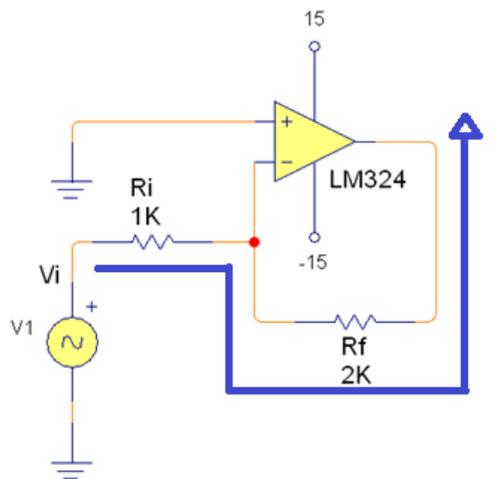


Figura 2.20: Amplificador Inversor

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:

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

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

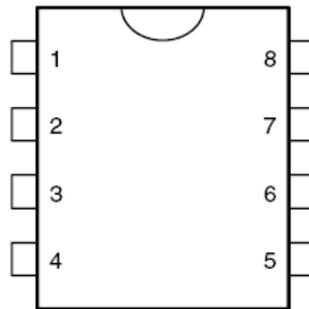
Con lo cual se deduce que la ganancia está dada por:

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

- **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

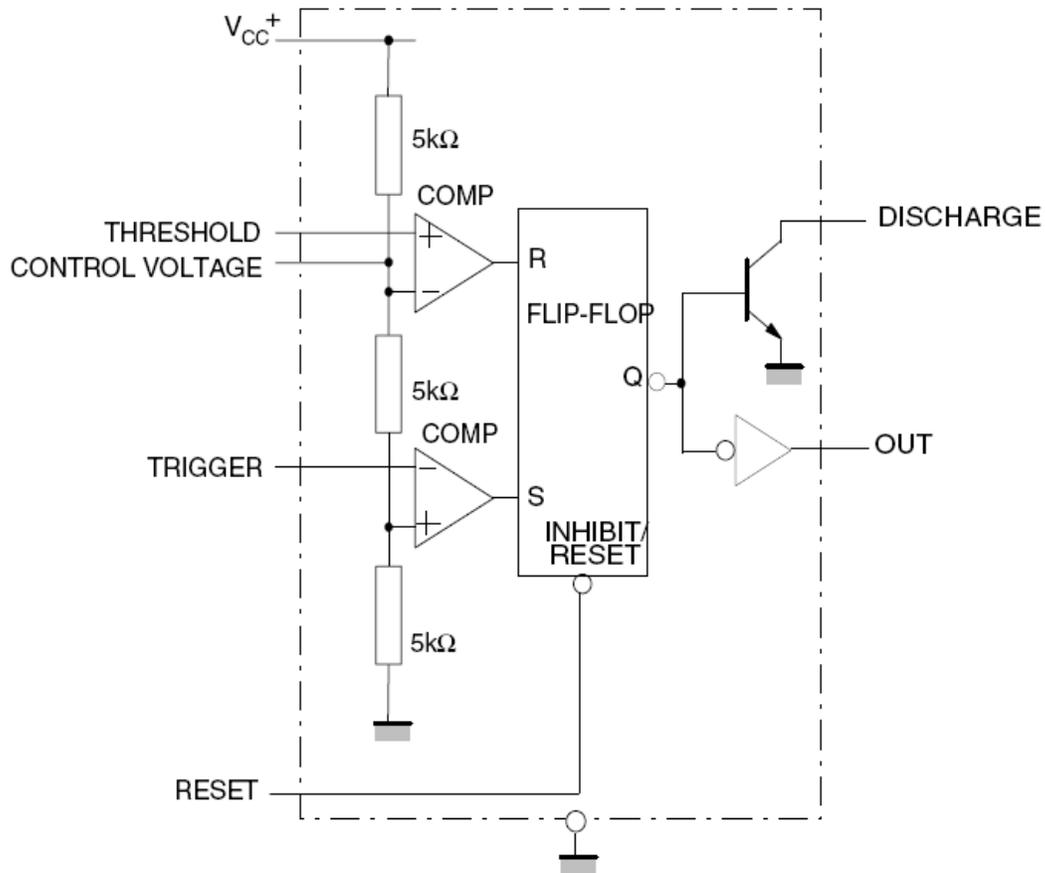


Figura 2.22: Esquema interno del un CI555

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

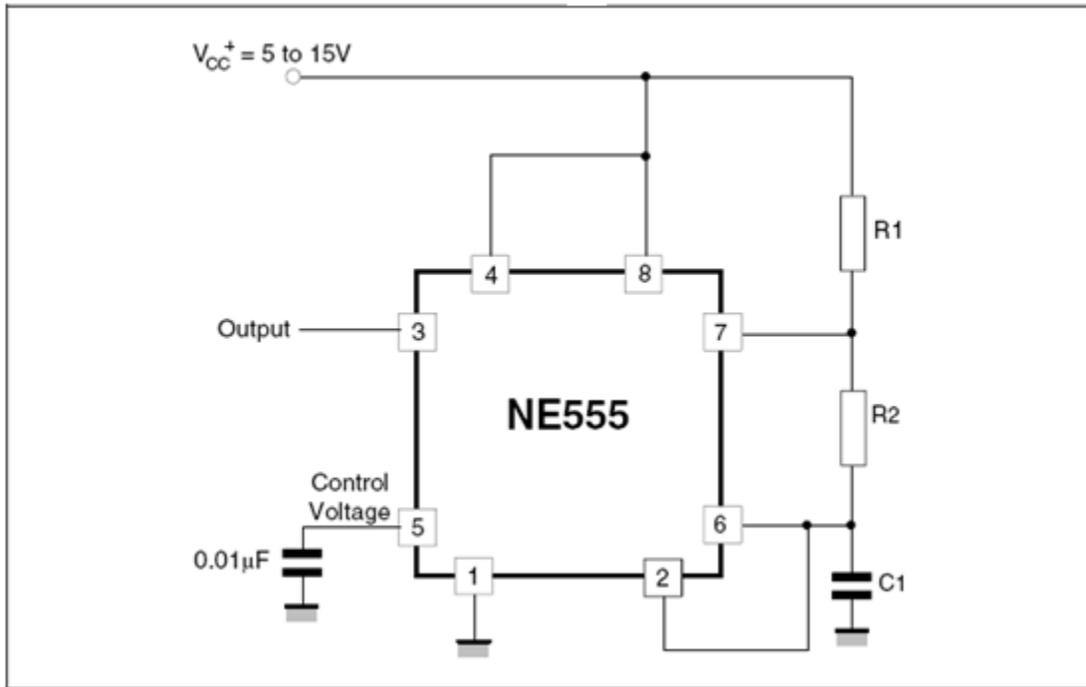


Figura 2.24: Conexiones para generar un oscilador astable con un CI555

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 astable.

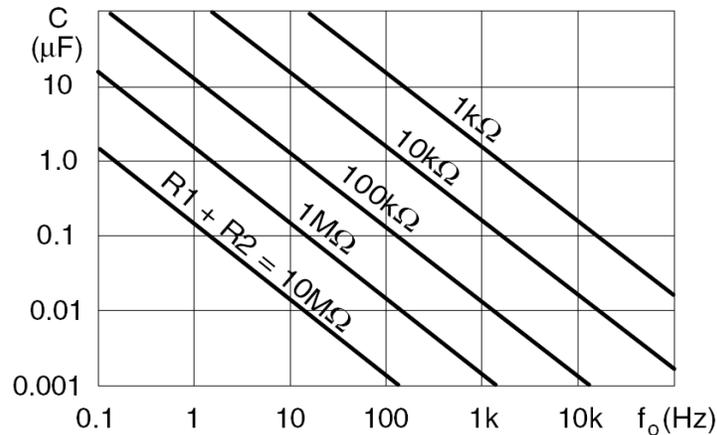


Figura 2.26: Gráfica de apoyo para el cálculo de elementos de un oscilador astable con CI555

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.

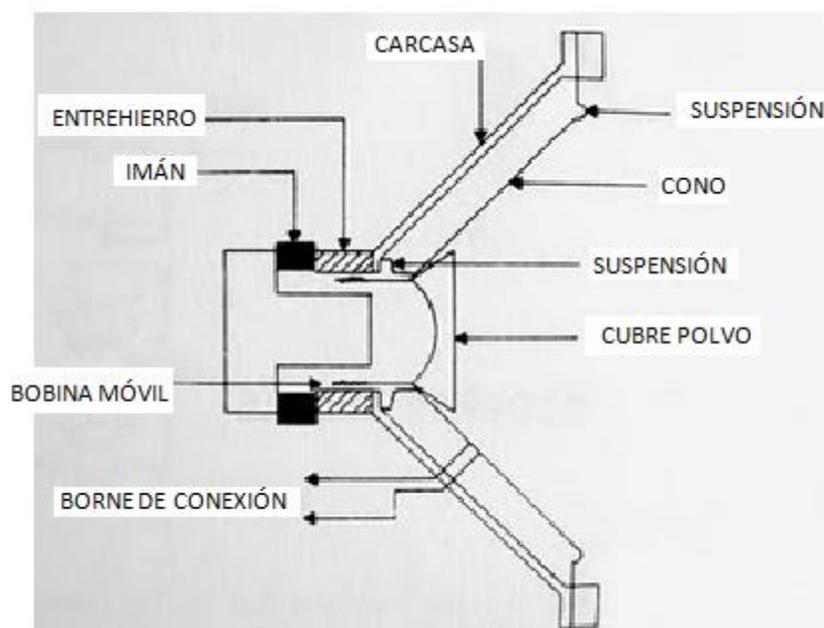


Figura 2.27: Elementos de una bocina

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.

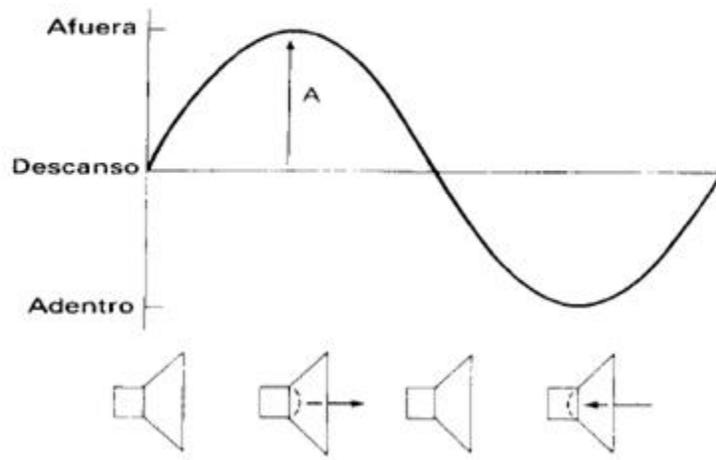


Figura 2.33: Vibración del diafragma de una bocina

- **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.

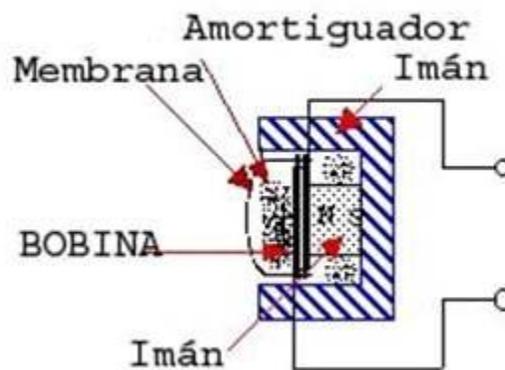


Figura 2.34: Elementos de un micrófono

- **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.

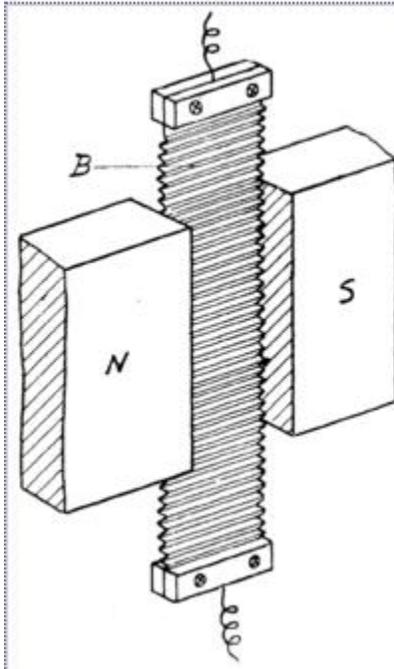


Figura 2.35: Micrófono de cinta.

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.

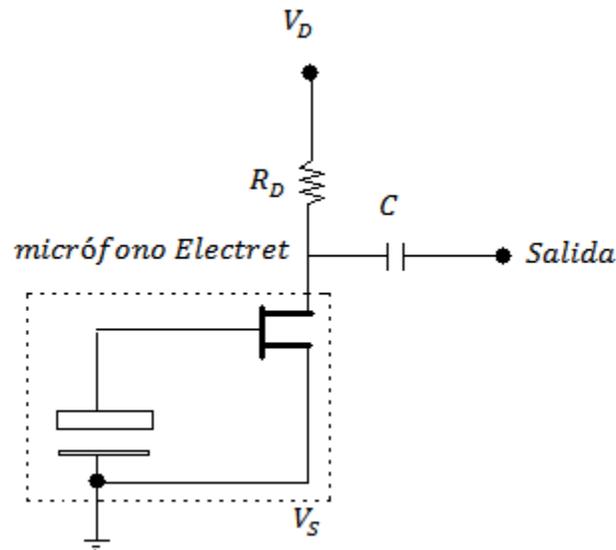


Figura 2.36: Estructura y conexión básica de un micrófono electret

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.

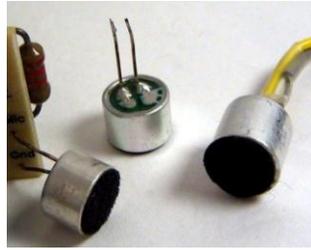


Figura 2.37: Encapsulado del Micrófono electret

- **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

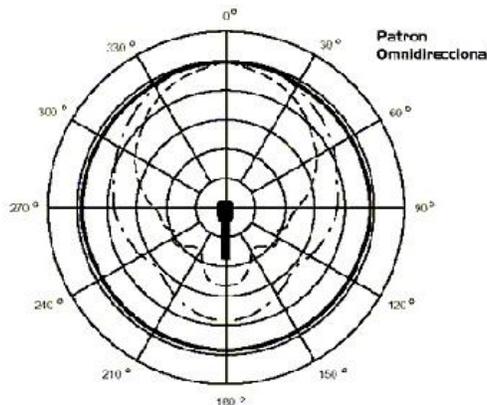


Figura 2.38: Patrón de captación omnidireccional

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

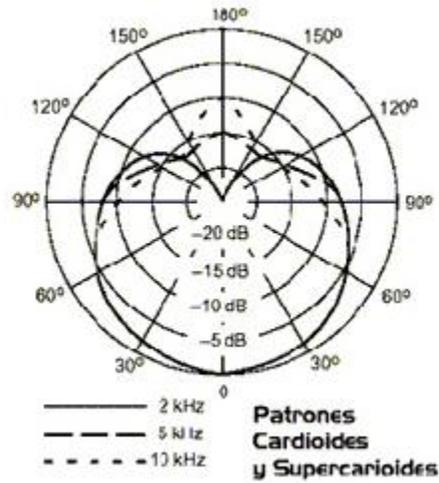


Figura 2.39: Patrón de captación cardiode

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

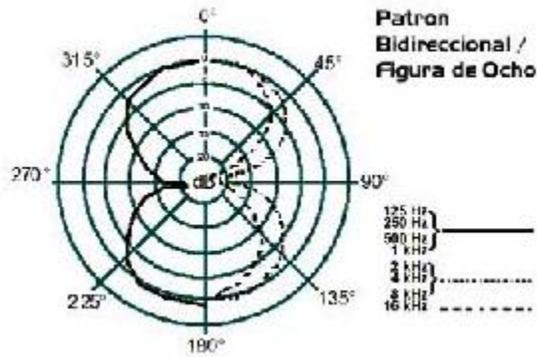


Figura 2.40: Patrón de captación bidireccional.

- **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.

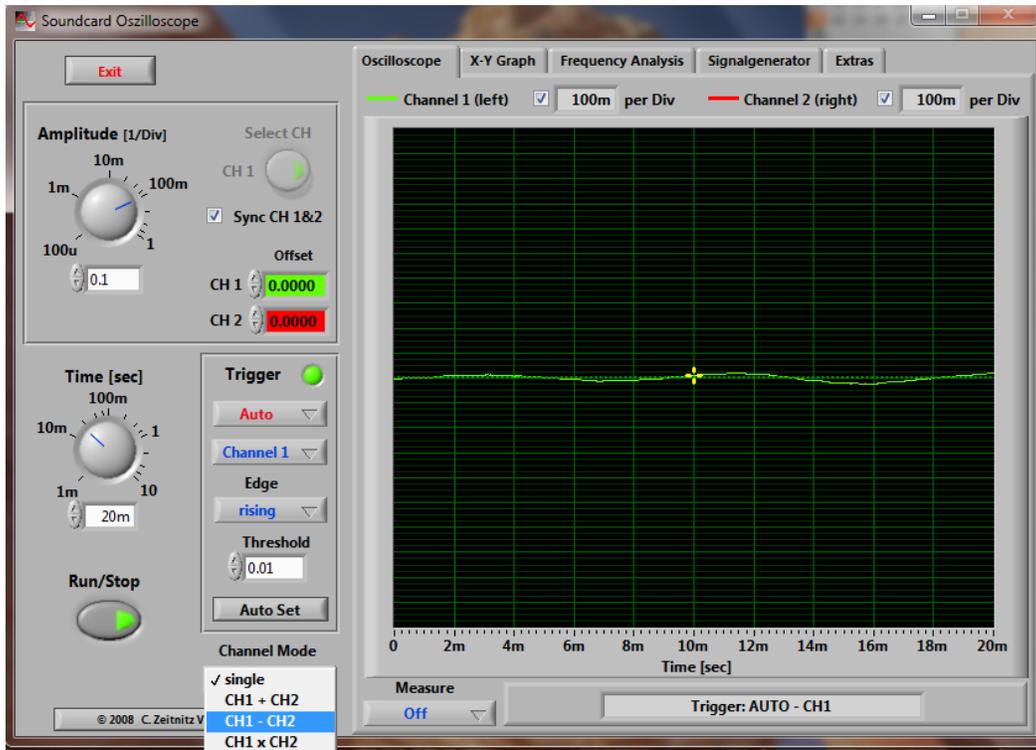


Figura 2.41: Programa SCOPE, resta de señales.

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

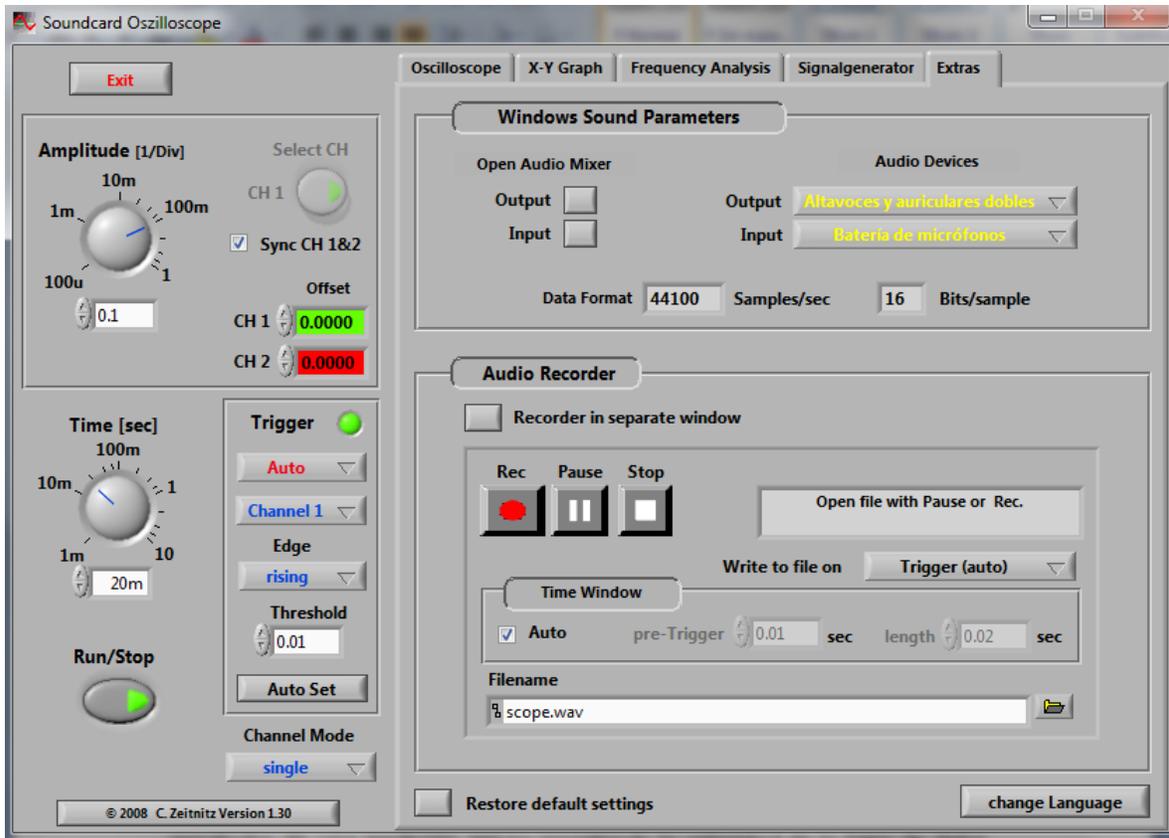


Figura 2.42: Grabadora de señales del programa SCOPE.

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.

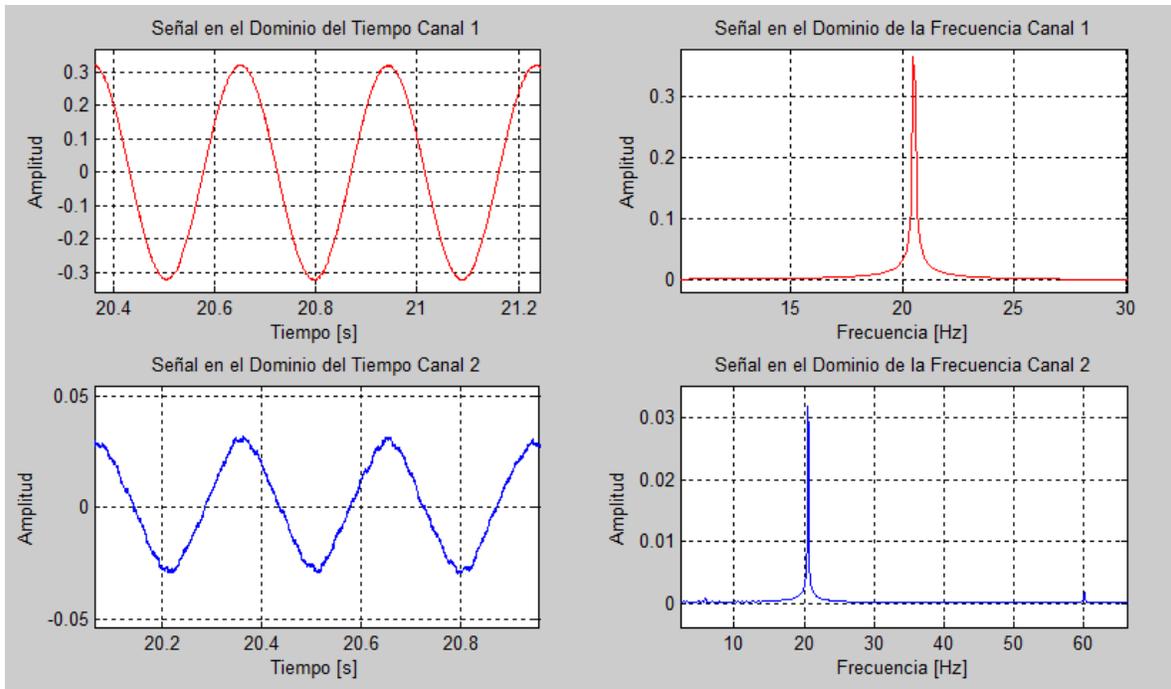


Figura2.43: Respuesta de los dos canales en MATLAB.

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.

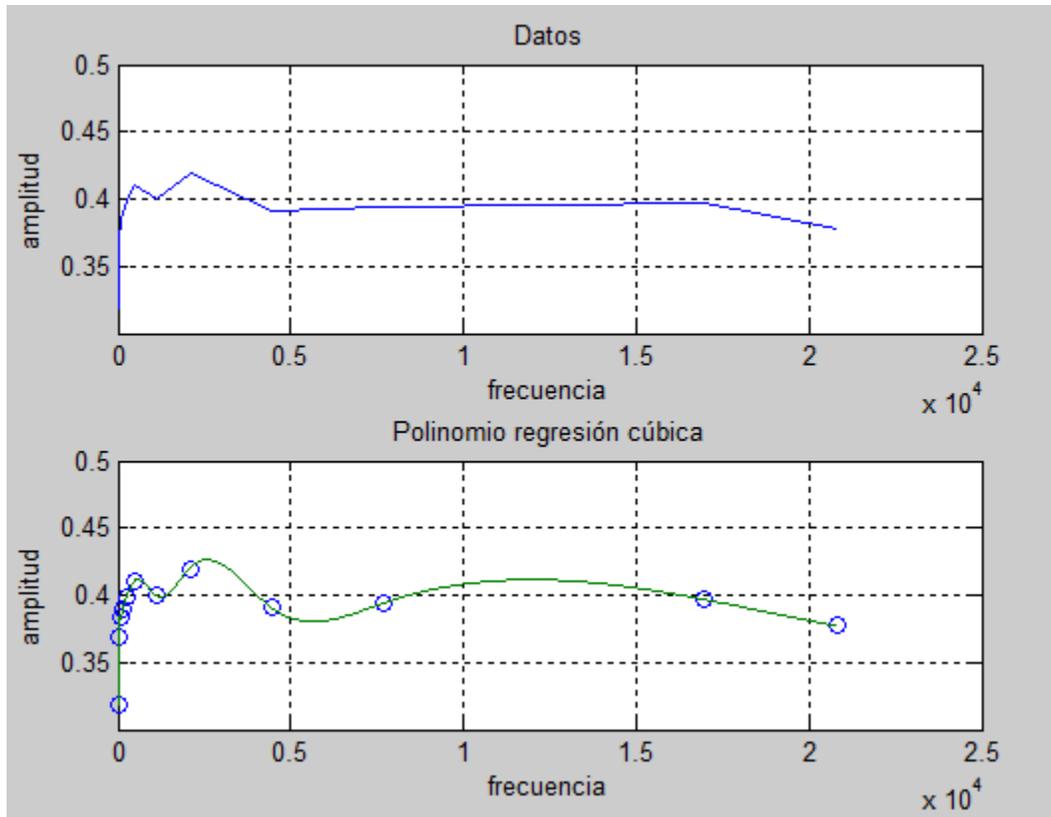


Figura 2.44: Respuesta en frecuencia del sistema caracterizado, datos y regresión cúbica.