



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA  
Y ELÉCTRICA**

**“MEDIDOR DE DISTORSIÓN LINEAL EN LabVIEW”**



**TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:**

**INGENIERO EN COMUNICACIONES Y  
ELECTRÓNICA**

**PRESENTAN:**

**LÓPEZ CARBAJAL ELANI LIZBETH  
RODRIGUEZ VEGA BEATRIZ ALEJANDRA**

**ASESORES:**

**Ing. Sergio García Beristáin**

**Ing. Pablo Roberto Lizana Paulín**



**MÉXICO, D.F.**

**DICIEMBRE 2012**

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

**TEMA DE TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN  
DEBERA(N) DESARROLLAR**

**INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA  
TESIS COLECTIVA Y EXAMEN ORAL INDIVIDUAL  
C. ELANI LIZBETH LÓPEZ CARBAJAL  
C. BEATRIZ ALEJANDRA RODRIGUEZ VEGA**

**“MEDIDOR DE DISTORSIÓN LINEAL EN LABVIEW”**

**DISEÑAR UN MEDIDOR DE DISTORSIÓN LINEAL UTILIZANDO LA TECNOLOGÍA DE  
LABVIEW.**

- INTRODUCCIÓN
- OBJETIVO
- JUSTIFICACIÓN
- HIPÓTESIS
- PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA
- FUNDAMENTOS TEÓRICOS
- LABVIEW
- DISEÑO
- PRUEBAS Y RESULTADOS
- CONCLUSIONES
- BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

**MÉXICO D.F. A 28 DE AGOSTO DE 2013**

**ASESORES**

  
**ING. SERGIO GARCÍA BERISTAIN**

  
**ING. PABLO ROBERTO LIZANA PAULÍN**

  
  
**ING. PATRICIA LORENA RAMÍREZ RANGEL**  
**JEFE DEL DEPARTAMENTO ACADÉMICO DE**  
**INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA**

A mi hija y a mis padres

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento a mi pequeña Haly, porque ella tuvo que soportar largas horas sin la compañía de su mamá, sin poder entender, a su corta edad, por qué prefería estar frente a la pantalla de una computadora o incluso cuando se la pasaba horas leyendo libros que no tenían alguna historia de hadas que pudiera contarle. A pesar de todo eso, cada vez que había tiempo para estar juntas se aprovechaban al máximo aquellos hermosos momentos, en los que su sola sonrisa era capaz de llenarme de múltiples fortalezas y ganas de seguir adelante. Te Amo mi muñequita porque simplemente cambiaste mi vida por completo.

Quiero agradecer también a mis padres quienes participaron, directa e indirectamente, en mi formación académica. Sin ustedes esto tampoco habría sido posible. No puedo dejar pasar esta oportunidad sin decirles que les amo y que gracias a ustedes estoy donde estoy.

Elani Lizbeth López Carbajal

Quiero dar infinitas gracias a quien me ha dado fuerza para llegar aquí, gracias Daniel.

Han sido 3 años en los que no he estado junto a ti tanto tiempo por estar con los libros y cuadernos. Porque en lugar de leerte un cuento o cantarte una canción, estaba frente a la computadora haciendo un reporte o un programa. Porque cuando me necesitabas para armar una torre o jugar al tren, yo estaba armando un circuito.

Porque cuando estabas dormido, yo seguía frente a la pantalla sin terminar la tarea. Porque cuando el día no había sido del todo agradable, tu sola sonrisa me hacía cambiar de parecer.

Gracias porque cuando quería dejar todo, tú me dabas un ejemplo de que "querer es poder" y de que mi única barrera soy yo. Infinitas gracias mi amor por entenderme y por amarme con todo tu corazón. Porque aun cuando ha sido poco, sé que han sido momentos inolvidables a tu lado. Agradezco que seas mi hijo y tu maravillosa existencia. Sabes que este logro es por ti y para ti.

A mis padres, porque sin su apoyo y estímulo no pudiese haber logrado dar este gran paso en mi vida. Es lo menos que puedo regresarles por todo lo que han hecho por mí.

A mi abuela Consuelo Sandoval, por cuidarme y guiarme desde pequeña, mientras mis padres trabajaban. Haré mención especial mi abuelo Rafael Vega Roa, quien ya no está con nosotros pero este triunfo va por él y sé que desde donde está se siente orgulloso de mi, infinitas gracias Abuelo.

Finalmente quiero dar las gracias a una persona que fue pieza clave para que esto se concretara, M. en C. Juan Carlos Iglesias Rojas. Gracias por su apoyo incondicional y su dedicación a este proyecto. Por el tiempo que invirtió en el mismo.

Beatriz Alejandra Rodríguez Vega

## ÍNDICE

|   |           |
|---|-----------|
| OBJETIVO.....   | 5         |
| JUSTIFICACIÓN .....   | 5         |
| INTRODUCCIÓN.....   | 5         |
| HIPÓTESIS.....  | 7         |
| PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA .....                                    | 7         |
| <b>CAPITULO I. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....</b>                        | <b>8</b>  |
| 1.1 GENERACIÓN DE ONDAS SINUSOIDALES.....                           | 8         |
| 1.2 OSCILADORES RC.....   | 9         |
| 1.3 GENERADOR DE FRECUENCIAS.....                                   | 10        |
| 1.4 AMPLITUD .....  | 10        |
| 1.4.1 CALIBRACIÓN DE AMPLITUD .....                                 | 11        |
| 1.4.2 MEDIDAS DE AMPLITUD .....                                     | 12        |
| 1.4.3 UNIDADES DE MEDIDA DE AMPLITUD.....                           | 13        |
| 1.4.4 SALIDAS VS ENTRADAS DE AMPLITUD.....                          | 13        |
| 1.5 FRECUENCIA .....  | 17        |
| 1.6 DECIBEL .....   | 17        |
| 1.6.1 UNIDADES ABSOLUTAS DEL DECIBEL.....                           | 18        |
| 1.6.2 dBm .....   | 19        |
| 1.6.3 dBu.....  | 21        |
| 1.6.4 dBV .....   | 21        |
| 1.7 FILTROS .....   | 22        |
| 1.7.1 FILTRO IIR ( <i>Infinite Impulse Response</i> ).....          | 22        |
| 1.7.2 DISEÑO DE FILTROS IIR .....                                   | 24        |
| 1.7.3 CARACTERÍSTICAS.....  | 24        |
| 1.7.4 VENTAJAS DE USAR FILTROS DIGITALES SOBRE LOS ANALÓGICOS. .... | 24        |
| 1.8 AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....                                   | 25        |
| 1.8.1 CLASIFICACIÓN DE POTENCIA.....                                | 27        |
| 1.8.2 ANÁLISIS CON SEÑAL SINUSOIDAL .....                           | 28        |
| <b>CAPÍTULO II. LabVIEW .....</b>                                   | <b>31</b> |
| 2.1 INTRODUCCIÓN A LabVIEW .....                                    | 31        |
| 2.2 TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS .....                           | 34        |

|  |           |
|--|-----------|
| 2.2.1 DISPOSITIVO DAQ.....                                     | 34        |
| 2.2.1 SENSOR.....  | 34        |
| 2.3 COMPONENTES CLAVE DE MEDIDAS PARA UN DISPOSITIVO DAQ ..... | 35        |
| 2.3.1 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES.....                        | 35        |
| 2.3.2 CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL (ADC).....                 | 35        |
| 2.3.3 BUS DE LA PC .....                                       | 36        |
| 2.3.4 FUNCIÓN DE LA PC EN UN SISTEMA DAQ .....                 | 36        |
| 2.4 COMPONENTES DE SOFTWARE EN UN SISTEMA DAQ.....             | 36        |
| 2.4.1 SOFTWARE CONTROLADOR.....                                | 36        |
| 2.4.2 SOFTWARE DE APLICACIÓN.....                              | 36        |
| <b>CAPÍTULO III. DISEÑO. ....</b>                              | <b>38</b> |
| 3.1 DISEÑO DEL INSTRUMENTO VIRTUAL .....                       | 38        |
| 3.1.2 MÓDULO DE FILTRADO DIGITAL.....                          | 40        |
| 3.1.3 RESPUESTA EN FRECUENCIA.....                             | 42        |
| 3.1.4 ENTRADAS VS SALIDAS .....                                | 43        |
| 3.2 EQUIPO DE PRUEBA.....                                      | 45        |
| 3.2.1 TBA820M.....   | 45        |
| 3.2.2 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO .....                               | 46        |
| 3.3 GRÁFICO VIRTUAL .....                                      | 47        |
| <b>CAPÍTULO IV. PRUEBAS Y RESULTADOS .....</b>                 | <b>48</b> |
| 4.1 PRUEBAS FÍSICAS.....                                       | 49        |
| 4.1.1PRUEBAS CON DIODO ZENER.....                              | 51        |
| 4.1.2PRUEBAS CON TBA820M .....                                 | 55        |
| <b>CAPÍTULO V. CONCLUSIONES .....</b>                          | <b>59</b> |
| <b>BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS .....</b>                        | <b>60</b> |
| <b>ÍNDICE DE FIGURAS .....</b>                                 | <b>61</b> |
| <b>ÍNDICE DE TABLAS .....</b>                                  | <b>62</b> |
| <b>ÍNDICE DE ANEXOS .....</b>                                  | <b>62</b> |
| <b>ANEXOS.....</b>   | <b>63</b> |

## **OBJETIVO**

Diseñar un Medidor de Distorsión Lineal utilizando la tecnología de LabVIEW.

## **JUSTIFICACIÓN**

Como estudiantes de Ingeniería en Comunicaciones y Electrónica se tienen que llevar a cabo un proyecto final con el fin de obtener un título profesional, por ello se decidió elaborar un Medidor de Distorsión Lineal utilizando software de LabVIEW.

Este instrumento se desarrollará en un entorno de programación gráfica, ya que se busca que se pueda adquirir a un costo menor, en comparación a uno físico, con la finalidad de poder realizar las mediciones en cualquier equipo de audio que presente o genere distorsión lineal.

Además este dispositivo contiene una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments con la cual se maneja la programación del sistema a través de la plataforma de diseño gráfico de sistemas NI LabVIEW, permitiendo al usuario interpretar los datos registrados por la misma.

## **INTRODUCCIÓN**

La presente tiene como objetivo abordar conceptos, fórmulas y métodos de medición relacionados con la Distorsión Lineal. Además de las investigaciones realizadas en medios electrónicos y en libros que contienen información del tema, así como el diseño del prototipo que se realizó con el lenguaje gráfico de programación LabVIEW.

Las investigaciones realizadas determinan que la Distorsión Lineal no es muy estudiada, ya que la distorsión que siempre se evalúa en los equipos de audio es la Distorsión Armónica Total (THD – Total Harmonic Distortion).

Cabe mencionar que los dos estudios que se realizaron de manera exhaustiva fueron, la medición en amplitud y la medición en frecuencia. Ambas hechas por tercias de octava.

Se realizó el diseño del instrumento de medición con ayuda de una tarjeta de adquisición de datos, la cual actúa como la interfaz entre una PC y señales del mundo exterior (en este caso, las señales de los equipos de audio a evaluar).

Funciona principalmente como un dispositivo que digitaliza señales analógicas entrantes para que una PC pueda interpretarlas. Los tres componentes clave de un dispositivo de Adquisición de Datos (DAQ- Data Acquisition) usado para medir una señal son el circuito de acondicionamiento de señales, convertidor analógico-digital (ADC) y un bus de PC.

Un ADC es un chip que proporciona una representación digital de una señal analógica en un instante de tiempo. En la práctica, las señales analógicas varían continuamente con el tiempo y un ADC realiza "muestras" periódicas de la señal a una razón predefinida. Estas muestras son transferidas a una PC a través de un bus, donde la señal original es reconstruida desde las muestras en software.

Los dispositivos DAQ se conectan a una PC a través de una ranura o puerto. El bus de la PC sirve como la interfaz de comunicación entre el dispositivo DAQ y la PC para pasar instrucciones y datos medidos. Los dispositivos DAQ se ofrecen en los buses de PC más comunes, incluyendo USB, PCI, PCI Express y Ethernet. Recientemente, los dispositivos DAQ han llegado a estar disponibles para 802.11 Wi-Fi para comunicación inalámbrica. Hay varios tipos de buses y cada uno de ellos ofrece diferentes ventajas para diferentes tipos de aplicaciones.

Las señales de los sensores o del mundo exterior pueden ser ruidosas o demasiado peligrosas para medirse directamente. El circuito de acondicionamiento



de señales manipula una señal de tal forma que es apropiado para entrada a un ADC. Este circuito puede incluir amplificación, atenuación, filtrado y aislamiento. Algunos dispositivos DAQ incluyen acondicionamiento de señales integrado diseñado para medir tipos específicos de sensores.

Las señales analógicas de los sensores deben ser convertidas en digitales antes de ser manipuladas por el equipo digital como una PC.

## **HIPÓTESIS**

Con un medidor de distorsión lineal diseñado en LabVIEW, se pueden tener resultados un tanto más certeros que con uno físico. Ya que un instrumento virtual se puede considerar más preciso que uno físico, puesto que no se tendría que interactuar con errores de hardware.

## **PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

El problema que se presenta en el ámbito escolar es tener un medidor de distorsión lineal de calidad a un bajo costo. Se sabe que los medidores físicos de distorsión son costosos, y que uno virtual también pudiera ser costoso por parte del diseñador. Por esto se ha decidido elaborar uno en el ambiente de LabVIEW, cuya función básica será el medir la distorsión lineal de amplitud y de frecuencia. Estas últimas son las más relevantes en equipos de audio.

Con ayuda de los conocimientos en el área de programación, electrónica y mecánica, adquiridos previamente, se desarrollara dicho dispositivo, de modo tal, que sea lo más fidedigno y confiable.

# CAPITULO I. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.

## 1.1 GENERACIÓN DE ONDAS SINUSOIDALES

La generación de señales sinusoidales para pruebas de audio se puede lograr por una amplia gama de técnicas. Los más antiguos, y aún métodos de baja distorsión utilizan circuitos osciladores RC (resistor-capacitor) como variable de estado, puente Wien, doble T, o configuración de puente de T. Los generadores de frecuencias también pueden ser usados para generar ondas sinusoidales. Para frecuencias de audio hay dos categorías generales de técnicas para sintetizar dichas ondas: Síntesis de frecuencias y síntesis digital directa. En la síntesis de frecuencia se utilizan osciladores a base de cuarzo, divisores digitales de frecuencia, y ciclos cerrados en fase para generar señales. La síntesis digital directa genera una versión digital de una señal muestreada enviando palabras binarias (ya sea desde una tabla en memoria, o generada al momento desde un algoritmo) a un convertidor digital-analógico en una frecuencia de muestreo ordinaria.

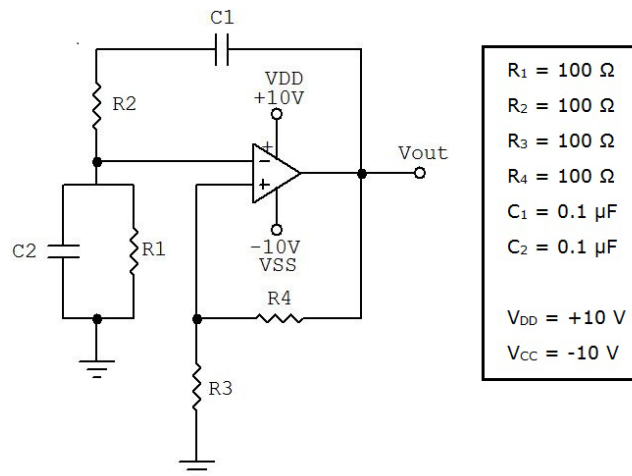


Figura 1-1 Generador de Ondas Sinusoidales

## 1.2 OSCILADORES RC

Se pueden hacer con distorsión casi arbitrariamente baja (0.0001% o mejor es alcanzable), y no tiene frecuencias inherentes no esenciales de salida.

Su amplitud no es absolutamente constante con la frecuencia y por lo tanto debe ser nivelada por otro circuito para más aplicaciones de pruebas en instrumentos. También están sujetos a un rebote significativo de amplitud y a una necesidad de estabilizar el tiempo cuando el valor de  $R$  o  $C$  se activan para cambiar la frecuencia de salida. La precisión en frecuencia depende de la tolerancia en los valores de  $R$  o  $C$ , con valores típicos de varios porcentajes y mejores al uno por ciento alcanzable.

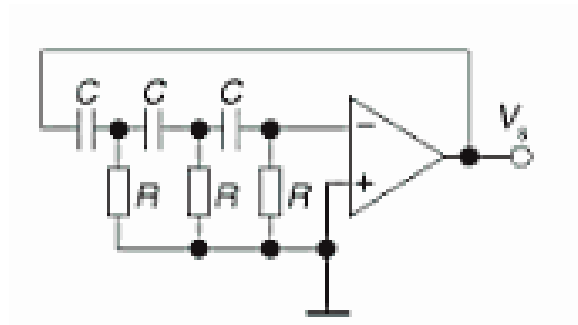


Figura 1-2Oscilador RC

### 1.3 GENERADOR DE FRECUENCIAS

Los generadores de frecuencia tienen amplitud intrínseca constante contra frecuencia y se instalan en la amplitud casi inmediatamente cuando la frecuencia cambia. Sin embargo, la forma básica de onda producida por un generador de funciones es triangular y no una onda sinusoidal. Los generadores de funciones utilizan redes resistor-diodo u otra técnica no lineal para formar la onda triangular en aproximación a la onda sinusoidal, pero la distorsión restante es aún demasiado elevada (1% a 2% típicamente) para muchas aplicaciones de audio. La precisión de frecuencia depende de los valores de R y C.



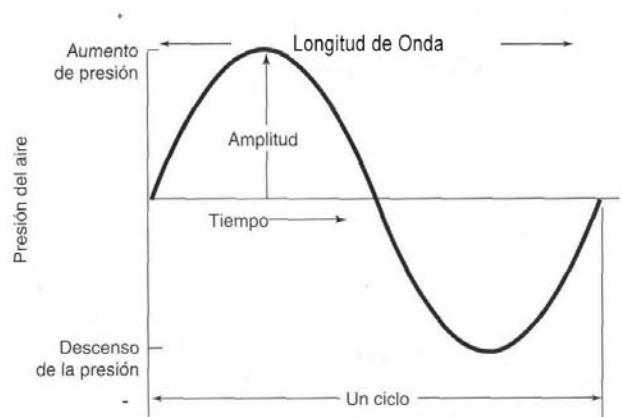
Figura 1-3 Generador de Frecuencias

### 1.4 AMPLITUD

Las vibraciones estimulan las moléculas de aire para que se muevan generando una onda de presión a ciertos intervalos, y estos intervalos determinan la frecuencia sonora. Las vibraciones de la fuente no solo afectan el intervalo de movimiento de las moléculas, sino que también determinan el número de moléculas que son puestas en movimiento. Este número depende del tamaño de la vibración, mientras mayor sea esta, más moléculas serán puestas en movimiento, lo que hace también que sea mayor a la onda sonora.

El número de moléculas en movimiento y por lo tanto el tamaño de la onda sonora se denomina **amplitud**. La impresión subjetiva de la amplitud es la sonoridad. La amplitud se mide en decibeles (dB), una unidad logarítmica que se emplea para

determinar el valor relativo de la intensidad, la presión acústica, la potencia eléctrica, el voltaje, etc. La presión acústica, representada en Pascales, se suele medir a través del Nivel de Presión Acústica en dB (NPA – dB), y el ser humano tiene la capacidad de oír en el rango de 0 a 120 dB – NPA, denominados Umbral de Audición y Umbral de Dolor respectivamente. La habilidad del oído para detectar variaciones de amplitud en un enorme rango es extraordinaria, este rango, 120 dB, también se conoce como *relación señal a ruido S/R* del oído, y como este rango es logarítmico, significa que el oído percibe variaciones de sonoridad dentro de un rango de 1000000 a 1. Si la amplitud de la energía de un sonido de 100 dB se duplica, se obtiene un nivel de 103 dB, aunque el ser humano no percibe que el sonido se ha duplicado en amplitud hasta llegar al nivel 106 dB, esto es porque el oído es sensible a la presión sonora que se duplica cada 6 dB y no directamente a la energía.



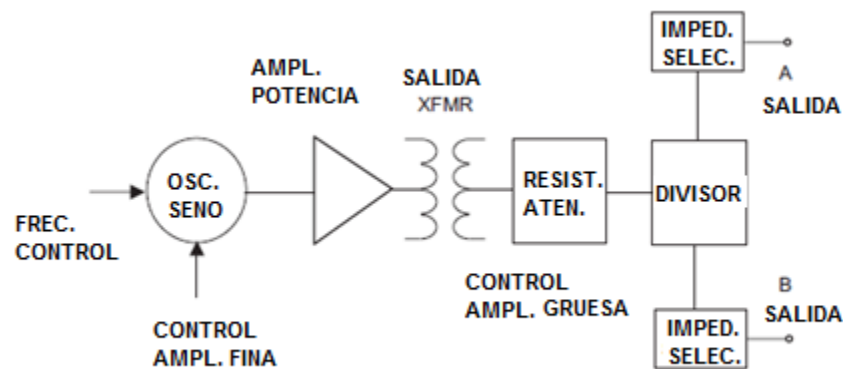
**Figura 1-4 Amplitud**

#### 1.4.1 CALIBRACIÓN DE AMPLITUD

Desde que la onda sinusoidal es la forma de onda más básica y la técnica RMS<sup>1</sup> es normalmente la forma más utilizada de indicar la amplitud, la calibración de amplitud de un generador de onda sinusoidal de audio es invariable en términos del valor RMS de la forma de onda. Para formas de onda más complejas, es más común calibrar la amplitud de salida de<sup>1</sup>l generador en términos de RMS de una onda sinusoidal que pueda tener el mismo valor pico. Por ejemplo, suponga que

<sup>1</sup>Raíz Cuadrática Media (Root Mean Square)

un generador de ondas sinusoidal se establece como indicador de nivel de salida de 1V (rms). Como es bien sabido, el valor pico de una onda sinusoidal es entonces 1.414 V (2.828 V pico a pico). La ventaja de esta filosofía de calibración es que si la amplitud de la onda fuera ajustada para estar por debajo del nivel de corte del Dispositivo Bajo Prueba, el dispositivo no cortaría cuando otra forma de onda fuese seleccionada. Pero, puede ser recordado que el indicado valor de 1V no es el valor RMS de ninguna forma de onda distinta a la sinusoidal. Si una onda cuadrada fuese seleccionada, su valor RMS puede ser mayor que el valor indicado desde una onda cuadrada que tiene un factor de cresta (pico a razón RMS) de 1. Muchas otras ondas complejas tendrán valores RMS considerablemente menores que 1, desde que el factor de cresta de muchas ondas es mayor al de una onda sinusoidal que es de 1.414.



**Figura 1-5 Diagrama a bloques de un generador de audio**

#### 1.4.2 MEDIDAS DE AMPLITUD

Las medidas de amplitud de audio o de nivel se hacen normalmente con un vúmetro, que es un tipo de voltímetro de CA. En esta forma básica, un voltímetro de CA consiste en un detector y un indicador. La función del detector es convertir la señal continuamente variable de CA en una señal de estado estable (CD) proporcional a algún parámetro de la señal de CA como su RMS, su valor medio o su valor pico. El indicador muestra el valor CD en una forma calibrada.

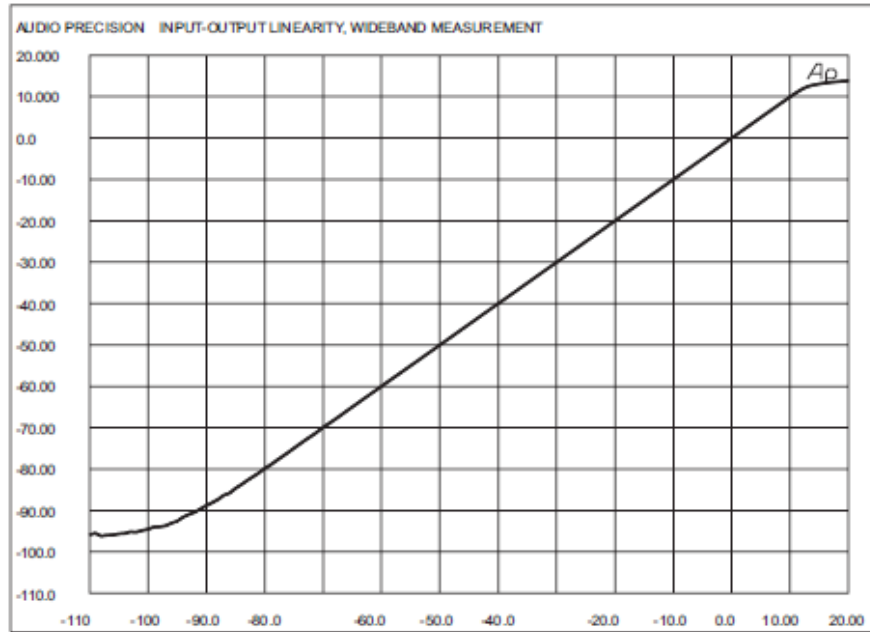
Instrumentos más antiguos utilizan medidores mecánicos. Los más modernos utilizan tecnología de un voltímetro digital, las lecturas numéricas se aprecian en una pantalla LED o LCD, o en una pantalla de computadora.

#### **1.4.3 UNIDADES DE MEDIDA DE AMPLITUD**

La unidad fundamental para mediciones de amplitud eléctrica es el volt (V). Volts, con milivolts (mV) y microvolts ( $\mu$ V) son los valores prácticos de varios niveles típicos de audio, se utilizan comúnmente unidades en ciertas partes del campo de audio. Los consumidores de equipo de alta fidelidad y estéreo generalmente especifican la sensibilidad de entrada del dispositivo y los niveles de salida de los controles del amplificador (donde la potencia significativa no es transferida) en volts.

#### **1.4.4 SALIDAS VS ENTRADAS DE AMPLITUD**

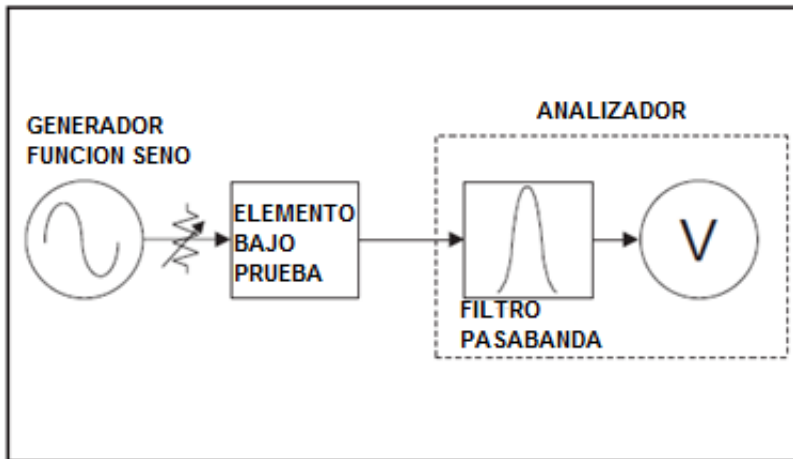
Un método sencillo de medir la linealidad del Elemento Puesto a Prueba (Device Under Test) es por variación de una señal estimulada de forma sinusoidal a través de una amplia gama de amplitudes mientras se mide la amplitud de salida del DUT. Idealmente, el estímulo de entrada puede variar desde un valor máximo o por encima del punto de sobrecarga del DUT bajando hasta un valor mínimo que produce la salida del DUT aproximadamente igual al nivel de ruido del mismo. La **Figura 1-6** muestra la gráfica de la amplitud de salida en el eje vertical contra la amplitud de entrada en el eje horizontal. En un dispositivo nominalmente lineal, la gráfica muestra que la mayor parte del rango será una línea recta diagonal con un incremento de salida de un dB por cada dB de incremento en la entrada. En la parte superior de la gráfica, se convierte de asintótica a una línea recta horizontal, mostrando la capacidad finita de salida que alcanza el DUT (punto de saturación) y la salida no puede seguir aumentando los niveles de entrada. En la parte inferior de la gráfica, el nivel de salida de ruido del DUT viene a ser la limitación y la gráfica volverá a dirigirse a una línea recta horizontal en el nivel de ruido.



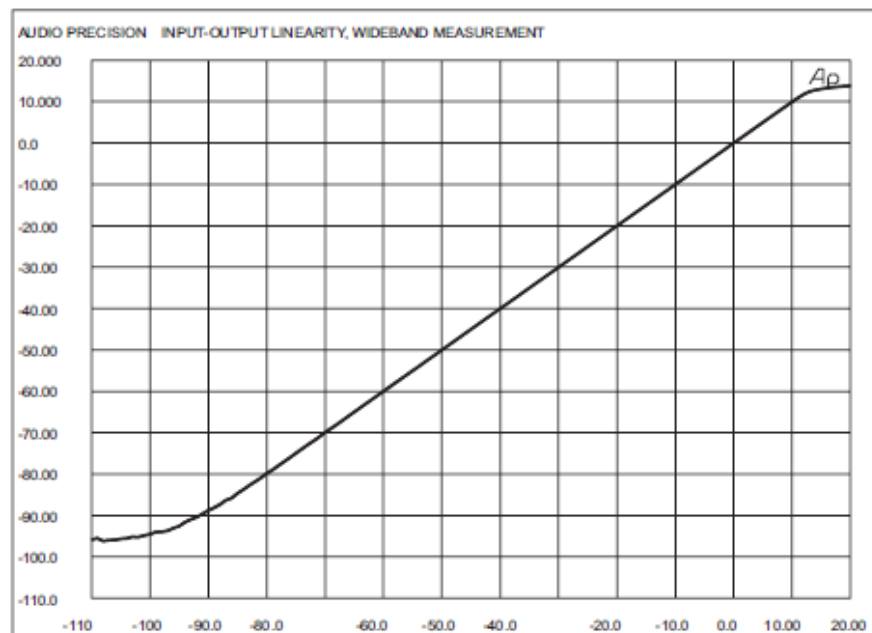
**Figura 1-6 Gráfica de linealidad Entrada-Salida**

La capacidad de medición de la linealidad salida-entrada de un instrumento de prueba de audio puede estar incrementando en la dirección hacia abajo por el uso de la selectividad de frecuencia en el analizador. Un filtro pasa-banda estrecho sintonizado a una frecuencia de estímulo, en una señal sinusoidal, rechazará la mayor parte del ruido de banda ancha generado en el DUT mientras la onda sinusoidal pasa sin atenuación. La **Figura 1-7** muestra el diagrama a bloques con un medidor de selectividad. La **Figura 1-8**, muestra la curva de linealidad del mismo dispositivo que la **Figura 1-6**, con la curva extendida en dirección hacia abajo por la capacidad del filtro de rechazar el ruido. Cuando el ruido es aproximadamente blanco en distribución, el filtro pasa-banda disponible es cambiado y la variación de la constante Q (porcentaje de ancho de banda constante), es recomendable hacer la medición de linealidad de entrada-salida a frecuencias relativamente bajas.





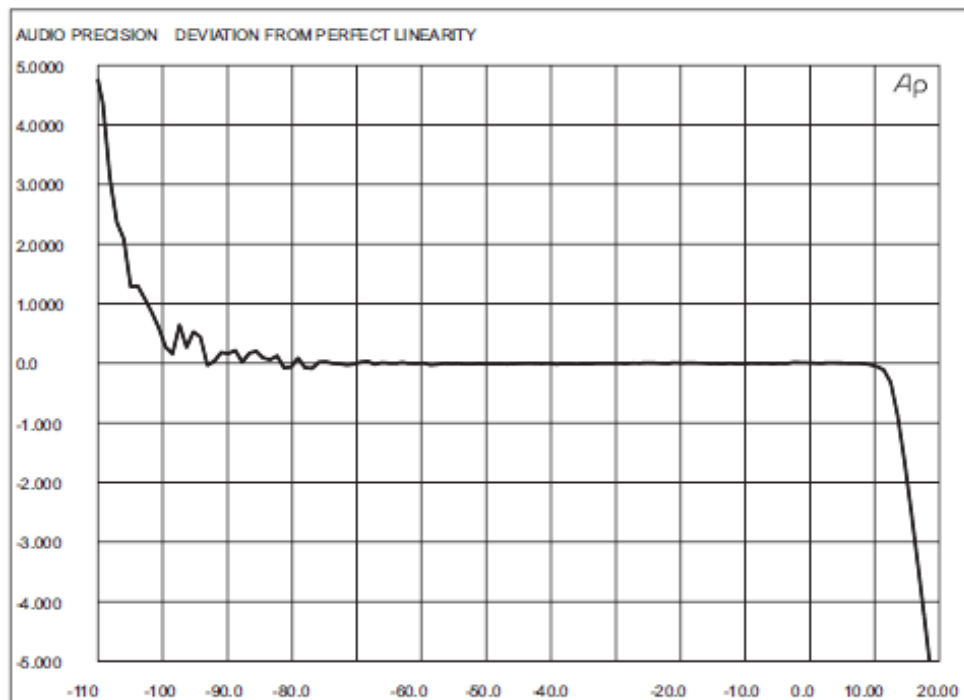
**Figura 1-7 Diagrama a bloques de un medidor de linealidad con selectividad**



**Figura 1-8 Medidor de linealidad Entrada-Salida con selectividad**

El porcentaje de ancho de banda constante representa un menor ancho de banda en Hertz a frecuencias centrales bajas y por lo tanto acepta menor ruido. Un gráfico que abarca un rango de 100 o 120 dB, como se muestra en la **Figura1-6** y la**Figura 1-8**, es difícil de leer con alta resolución. Las desviaciones de la linealidad de unas pocas décimas de decibel o quizá 1 o 2 dB no se puede leer precisamente. Algunos post-procesos matemáticos seguidos de la medición

pueden mejorar la capacidad de detectar pequeñas cantidades de no-linealidad. Una técnica muy práctica implica la selección de una porción central de la curva de medición que no está cercana al área de recorte en el área superior o el área limitada por el ruido en la parte inferior. Técnicas de ajuste lineal como el método de mínimos cuadrados pueden ser usadas para derivar la línea recta que mejor se adapte a los valores medidos en la región central. Si cada punto de medición es sustraído de esta línea recta, el resultado es una curva de derivación de linealidad perfecta. Este procesamiento de datos puede graficarse con una escala de mayor sensibilidad vertical, típicamente con cero en su centro, de manera que las desviaciones positivas y negativas de la linealidad se pueden trazar. La **Figura 1-8** muestra los datos de la **Figura 1-7** que siguen este procesamiento; ahora con una escala vertical de  $\pm 5\text{dB}$  permite pequeñas variaciones de linealidad perfecta para ser visto fácilmente



**Figura 1-9 Desviación de la linealidad perfecta**

El método de medición de la linealidad en entrada-salida es muy utilizado para examinar las características del estado de equilibrio de los dispositivos de procesamiento de audio, tales como compresores y limitadores.

## 1.5 FRECUENCIA

La **frecuencia** es la medida del número de repeticiones de un fenómeno por unidad de tiempo.

La frecuencia de **patrones ondulatorios** como el sonido, las ondas electromagnéticas (como la radio o la luz), las señales eléctricas, u otras ondas, indica el número de ciclos de la onda repetitiva por segundo.

La unidad de frecuencia del Sistema Internacional es el **Hertz (Hz)**, llamado así en honor al físico alemán Heinrich Rudolf Hertz. 1 Hz representa un ciclo (u onda) por segundo.

La frecuencia es inversamente proporcional a la **longitud de onda** (la distancia entre dos crestas). La frecuencia es igual a la velocidad dividida por la longitud de onda.

En base a los conceptos de frecuencia y sonoridad, se podría pensar que el tono sube solo cuando la frecuencia se incrementa y que la sonoridad solo aumenta con un aumento de amplitud. Pero como el tono y la sonoridad no son independientes, la aseveración anterior no es válida. Al variar la frecuencia de un sonido, también se afecta la sonoridad percibida y al variar la amplitud de un sonido, también se afecta el tono percibido.

## 1.6 DECIBEL

El oído es muy sensible a las variaciones de presión atmosférica (que constituyen el sonido), y se ha encontrado que los límites de presión sonora audibles son, por un lado 20 uPa, y por el otro, más de 20 Pa, lo que quiere decir que es una escala difícil de manejar, además el oído no responde linealmente a las fluctuaciones de

amplitud sino casi logarítmicamente, por lo que se puede emplear una escala logarítmica.

El decibel se define como diez veces el logaritmo de base diez de la relación de dos potencias, siendo la del denominador la de referencia

$$dB = 10 \log \frac{P}{P_o}$$

Debido a la relación cuadrática que existe entre la presión sonora y la potencia acústica, la definición se convierte en:

$$dB = 10 \log \frac{(p)^2}{(p_o)^2} = 20 \log \frac{p}{p_o}$$

En donde la presión de referencia de 20 uPa, con lo que se establece que el nivel mínimo de audición corresponde a 0 dB y se denomina NPS o NPA (Nivel de Presión Sonora o Nivel de Presión Acústica), mientras que 20 Pa equivalen a 120 dB – NPS (0 a 120 dB), es mucho más fácil de manejar. Esta última ecuación solo es válida si la impedancia relacionada con ambas presiones es la misma, y en los sistemas acústicos normalmente así es.

En los circuitos eléctricos también se usan los decibeles y la referencia más comúnmente empleada es 1 **miliWatt**, por lo que se les denomina **dBm**. Esta unidad es de uso casi universal, pero a causa de que normalmente se trabaja con mediciones de voltaje y no de potencia, el voltaje de referencia varía para cada aplicación específica, y el factor que lo determina es la impedancia normalizada para cada sistema. Por ejemplo, para audio profesional la impedancia normalizada es de 600 Ohms. Un miliWatt disipado en una resistencia de 600 Ohms, produce en sus extremos un voltaje de 0.775 Volts, lo que indica que éste valor es la referencia para expresar dBm en un sistema de audio.

### 1.6.1 UNIDADES ABSOLUTAS DEL DECIBEL

El valor de la referencia de los decibeles puede ser asumido en vez de ser explicado. Por ejemplo, cuando una especificación dice “Respuesta en frecuencia

de 20 Hz a 20 KHz es  $\pm 2\text{dB}$ ” esto significa que la amplitud de salida a cualquier frecuencia entre 20 Hz a 20 KHz es dentro de 2dB de la salida a 1KHz; por lo tanto, la salida a 1 KHz es la referencia. Similarmente “Relación Señal a Ruido es 95 dB” significa que el ruido de salida del dispositivo es 95 dB más bajo que la salida bajo ciertas condiciones de la señal de referencia.

Si los decibeles se utilizan para describir nivel absoluto, el valor de la referencia puede estar definido específicamente.

Las unidades más comunes de decibeles absolutos utilizadas en mediciones de audio son:

- dBm
- dB
- dBV.

### **1.6.2 dBm**

Las unidades dBm han sido utilizadas por muchos años, principalmente en las secciones de radiodifusión y audio profesional del campo del audio. Estas unidades son sinónimo de decibeles con referencia de un miliwatt. Desde que los watts son unidades de potencia, dBm es una unidad de potencia. Porque los medidores de audio son básicamente voltímetros, no wattmetros, la resistencia a través la cual se mide el voltaje debe ser conocida antes de que la unidad dBm pueda usarse de manera significativa. El valor de resistencia más común (impedancia) en audio profesional y radiodifusión es  $60\Omega$ , aunque  $150\Omega$  también es común. A veces la unidad dBm es escrita con la resistencia de referencia como un subíndice; por ejemplo,  $\text{dBm}_{600}$ . El instrumento de medición conoce o asume la resistencia antes de que se pueda dar una medición en dBm. Muchos medidores de audio simples asumen un valor de  $60\Omega$  como la impedancia del circuito. Estos miden después el voltaje y registran decibeles de la proporción de las mediciones de voltaje hasta 0.7746 V, que es el voltaje entre la resistencia de  $60\Omega$  cuando 1 miliwatt se comienza a disipar en este resistor. Los medidores de audio más sofisticados, especialmente si están basados en computadoras, puede dar al

operador la capacidad de seleccionar entre varias referencias comunes de impedancia o incluso introducir cualquier valor de resistencia para ser usada como referencia.

El uso de los dBm es impropia si la impedancia del circuito no es conocido, incluso si el nivel de potencia es desconocido. Muchas décadas atrás, cuando la tecnología de audio profesional estaba basada en tubos de vacío y transformadores de adaptación, la mayoría de los elementos del equipo de audio eran operados en una base de máxima transferencia de energía. Esto significó que la impedancia de salida de este dispositivo fue diseñada para ser exactamente igual que la impedancia de entrada del siguiente dispositivo, para una conexión relacionada y resultando una máxima transferencia de energía. Por lo tanto, una consola de mezcla tiene una impedancia de salida de  $600\Omega$  y el siguiente amplificador lineal tiene una impedancia de entrada de  $600\Omega$ . Un medidor de audio puenteado a través de la conexión entre ellos era lo correcto al asumir la transferencia de energía con una referencia de  $600\Omega$ .

Los equipos de audio modernos en estado sólido rara vez operaban en una relación de impedancia basada en una transferencia de energía. Las impedancias de salida son generalmente muy bajas, por debajo de  $50\Omega$  y muchas veces cercanas a cero. Las impedancias de entrada son relativamente altas, muchas veces de  $10K\Omega$  para equipo profesional y  $100K\Omega$  para equipo de consumo. Por lo tanto, prácticamente no hay transferencia de energía, pero todo el voltaje del circuito abierto del dispositivo anterior se aplica a la entrada del dispositivo siguiente.

Hay una ficción que se mantiene al decir que los  $600\Omega$  son de alguna manera significativos. El dispositivo de acción puede estar especificado para trabajar dentro de una carga de  $600\Omega$ , y el dispositivo siguiente puede ser utilizado en una fuente de  $600\Omega$ . Pero, usualmente no hay impedancias de  $600\Omega$  presentes en el dispositivo o interface, y por lo tanto los dBm no suelen ser apropiados para un equipo moderno.

### 1.6.3 dBu

Es un voltaje basado en decibeles, referidos a 0.7746 V. Como anteriormente se señaló, 0.7746 V es el voltaje que cruza al resistor de 600Ω cuando se disipa un miliwatt. Por lo tanto, dBu, y dBm son numéricamente iguales en un circuito de 600Ω. Pero la unidad de dBu no asume nada sobre la impedancia. dBu es la unidad adecuada para utilizar en la mayoría de las aplicaciones de audio profesional y de la radiodifusión a menos que se conozca una relación, y el valor específico de la resistencia de salida se conozca. Los voltímetros de audio que han sido fabricados por muchas décadas son realmente medidores de dBu, aunque la escala del medidor o panel pueden ser etiquetados como “dBm”. Son voltímetros, no pueden medir corriente, resistencia o potencia, y por lo tanto no pueden indicar correctamente potencia. Están calibrados con la referencia de un circuito de 600Ω (0 dB = 0.7746 V) y pueden ser marcados como medidores de dBu.

### 1.6.4 dBV

Los dBV son también voltaje basado en una unidad, referida a 1V. Son utilizados en el consumo de equipos de audio y con menor frecuencia en el campo del audio profesional y la radiodifusión.

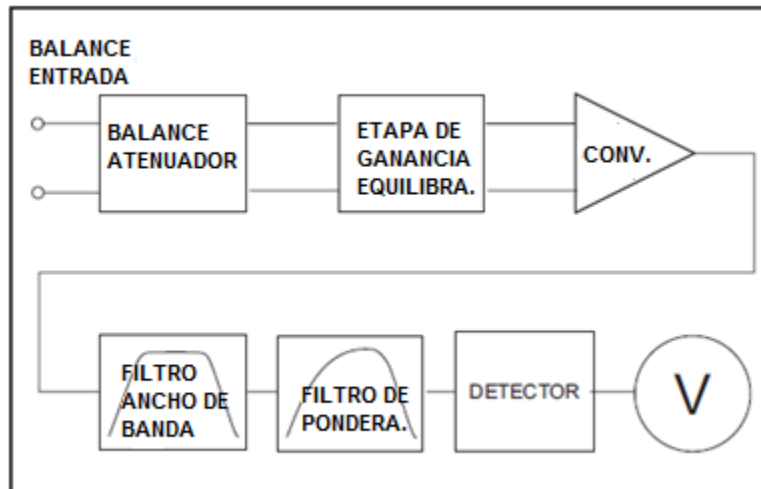


Figura 1-10 Diagrama a bloques de un medidor de nivel de audio

## 1.7 FILTROS

La finalidad de un filtro es procesar una señal presente a su entrada, de forma que la señal de salida presente unas características frecuenciales distintas conforme a ciertas especificaciones. Este objetivo es independiente de su realización, sea ésta digital o analógica, y su comportamiento selectivo en frecuencias puede manifestarse en el módulo de la señal de salida, en la fase, o en ambos.

Las principales diferencias respecto a los filtros FIR es que los IIR pueden cumplir las mismas exigencias que los anteriores pero con menos orden de filtro. Esto es importante a la hora de implementar el filtro, pues presenta una menor carga computacional.

Este tipo de filtros pueden ser inestables, aun cuando se diseñen para ser estables.

En principio no pueden diseñarse para tener fase lineal pero se pueden aplicar algunas técnicas como el filtrado bidireccional para lograrlo.

### 1.7.1 FILTRO IIR (*Infinite Impulse Response*)

El filtro de Respuesta infinita al impulso es un tipo de filtros digitales en el que, como su nombre indica, si la entrada es una señal impulso, la salida tendrá un número infinito de términos no nulos, es decir, nunca vuelve al reposo.

#### *Expresión matemática*

La salida de los filtros IIR depende de las entradas actuales y pasadas, además de las salidas en instantes anteriores. Esto se consigue mediante el uso de realimentación de la salida.

$$y_n = b_0x_n + b_1x_{n-1} + \dots + b_Nx_{n-N} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2} - \dots - a_My_{n-M}$$

Donde  $a$  y  $b$  son los coeficientes del filtro. El orden es el máximo entre los valores de  $M$  y  $N$ , que son los 22 términos que determinan la cantidad de polos y ceros en



la función de transferencia.

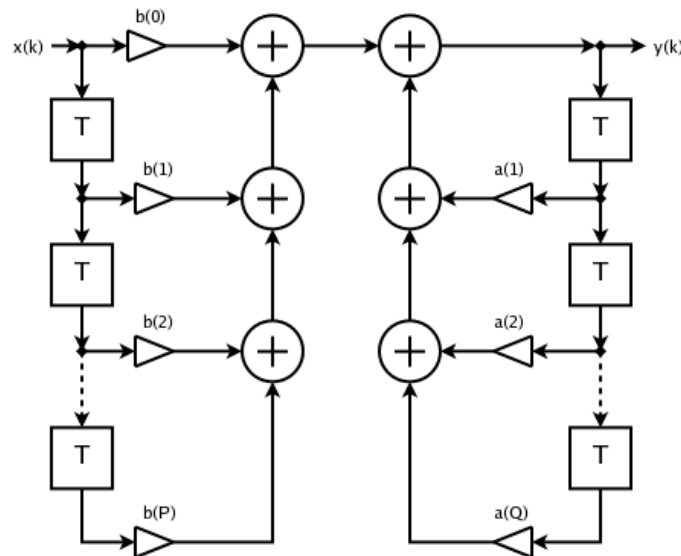
Aplicando la transformada Z a la expresión anterior:

$$H(Z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=0}^M a_k z^{-k}}$$

La diferencia de los filtros IIR y FIR es que los filtros FIR son de respuesta impulsiva finita y los IIR de respuesta impulsiva infinita.

### *Estructura*

Hay numerosas formas de implementar los filtros IIR. La estructura afecta a las características finales que presentará el filtro como la estabilidad. Otros parámetros a tener en cuenta a la hora de elegir una estructura es el gasto computacional que presenta.



**Figura 1-11 Diagrama de filtros IIR.**

Este tipo de filtros presenta polos y ceros que determinan la estabilidad y la causalidad del sistema.

Cuando todos los ceros y polos están en el interior de la circunferencia unidad se dice que es fase mínima y el sistema es estable y causal. Si todos los ceros están en el exterior es fase máxima.

Si algún polo está fuera de la circunferencia unidad el sistema es inestable.

### **1.7.2 DISEÑO DE FILTROS IIR**

Las formas habituales de diseñar este tipo de filtros son:

- Indirecta
  - Impulso invariante
  - Aproximación de derivadas
  - Transformación bilineal
- Directa
  - Aproximación de Padé
  - Aproximación de mínimos cuadrados

### **1.7.3 CARACTERÍSTICAS**

Las principales diferencias respecto a los filtros FIR es que los IIR pueden cumplir las mismas exigencias que los anteriores pero con menos orden de filtro. Esto es importante a la hora de implementar el filtro, pues presenta una menor carga computacional.

Este tipo de filtros puede ser inestable, aun cuando se diseñen para ser estables.

En principio no pueden diseñarse para tener fase lineal pero se pueden aplicar algunas técnicas como el filtrado bidireccional para lograrlo.

### **1.7.4 VENTAJAS DE USAR FILTROS DIGITALES SOBRE LOS ANALÓGICOS.**

Un filtro digital es programable, es decir, su funcionamiento está terminado por un programa almacenado en la memoria contigua al procesador. Esto significa que

puede ser variado fácilmente sin afectar al hardware, mientras que la única manera de variar un filtro analógico es alterando el circuito.

Los filtros digitales pueden ser fácilmente diseñados, probados e implementados en una computadora.

Los analógicos pueden ser simulados, pero siempre hay que implementarlos a través de componentes discretos para ver su funcionamiento real.

Las características de los filtros analógicos, particularmente los que contienen componentes activos, están sujetos a alteraciones y dependen de la temperatura.

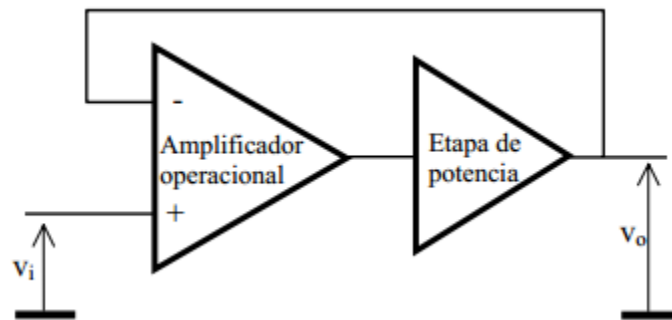
Los filtros digitales no sufren estos problemas y son extremadamente estables ante factores externos.

A diferencia de los filtros analógicos, los digitales pueden manejar con mucha precisión las bajas frecuencias. Como la tecnología de los DSP va mejorando, el aumento de su velocidad permite que también sean aplicados en el campo de la radio frecuencia (muy altas frecuencias), la cual en el pasado era exclusivamente dominio de la tecnología analógica.

## **1.8 AMPLIFICADOR DE POTENCIA**

Un amplificador de potencia es aquel cuya etapa de salida se ha diseñado para que sea capaz de generar rangos de tensión e intensidad más amplios de forma que tenga capacidad de transferir a la carga la potencia que se requiere. Un amplificador de potencia consiste en una etapa de baja potencia basada en un amplificador operacional, a la que se dota de una etapa (interna o externa) de potencia, con ganancia reducida, (habitualmente 1) pero con capacidad de suministrar las intensidades que se necesitan. Para seguir manteniendo los beneficios de la realimentación, la etapa de potencia debe estar incluida dentro del

bucle de realimentación.



**Figura 1-12 Amplificador de Potencia**

El amplificador operacional proporciona la alta ganancia que se necesita en el bucle de realimentación para reducir la no linealidad y distorsión que introduce la etapa de potencia.

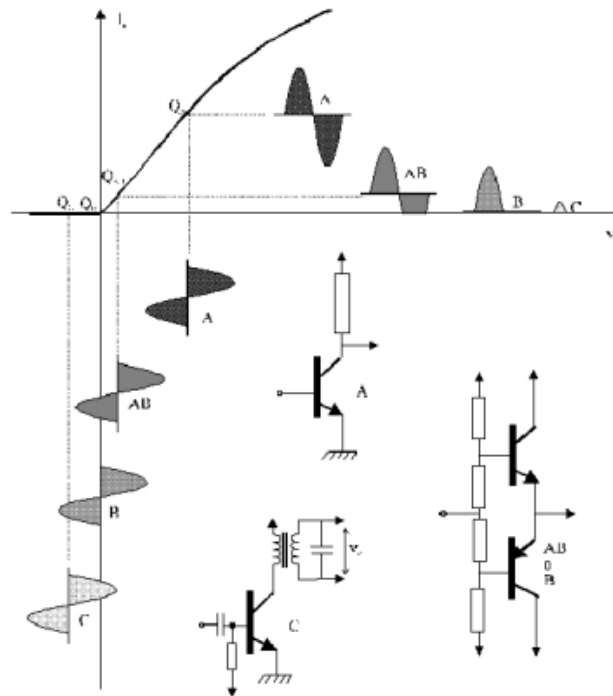
Sin embargo, en estas configuraciones, la posible ganancia extra de la etapa de potencia, y las cargas reactivas, introducen nuevos problemas de estabilidad.

Dentro de los amplificadores de potencia, existen los llamados amplificadores monolíticos de potencia de audio, monofónicos o estereofónicos, y se pueden dividir en tres grupos:

- Amplificadores para equipos portátiles alimentados por batería, cuya salida de audio está en el orden de la fracción de volt. Por ejemplo, LM386, un minúsculo amplificador con salida de 325mW con 6V/8W.
- Amplificadores monofónicos o estereofónicos para uso en equipos HI-FI automotrices, que normalmente operan directamente desde los 12 V de la batería del vehículo, con una salida máxima de 15~20W en altavoces con 4W de impedancia(por ejemplo se pueden obtener 18+18 W con sistemas de altavoces de 4 W, utilizando dos pares de TDA 2003 en configuraciones de puentes o BTL y alimentación sencilla de 12 V)
- Amplificadores monofónicos o estereofónicos con alimentación dual ( $\pm$ ), con potencias de salida hasta 50 ~ 60W o más, utilizados en equipos domésticos, y también en instalaciones automotrices donde esté presente un inversor/elevador de voltaje dual (Ejemplo: TDA2050)

### 1.8.1 CLASIFICACIÓN DE POTENCIA

Las etapas de potencias se clasifican en función del punto de trabajo en que se polarizan los dispositivos de potencia, y en la fracción del ciclo de señal durante las que conducen, como consecuencia de ello.



**Figura 1-13 Clases de Potencia**

**Etapas clase A:** El dispositivo se polariza en una zona de respuesta lineal, con capacidad de responder a señales de cualquier polaridad. Su principal ventaja es que sigue un modelo de amplificador lineal convencional. Su desventaja es que aún con señal nula disipa una cantidad considerable de potencia.

**Etapas clase B:** El dispositivo se polariza en el extremo de la zona de respuesta lineal, y en consecuencia sólo tiene capacidad de responder a señales con una determinada polaridad. En estas etapas no se produce disipación de potencia cuando la señal es nula, pero requiere la utilización de etapas complementarias para poder generar una respuesta bipolar.

**Etapas clase AB:** El dispositivo se polariza en la zona lineal pero en un punto muy

próximo al extremo de respuesta lineal. Esta configuración es una variante de la etapa de tipo B en la que se sacrifica la disipación de una pequeña cantidad de potencia cuando opera sin señal, a cambio de evitar la zona muerta de respuesta.

**Etapla clase C:** El dispositivo se polariza en zona de respuesta no lineal, de forma que los dispositivos activos sólo conducen en una fracción reducida del periodo de la señal. De esta forma se consiguen rendimientos máximos, aunque se necesitan elementos reactivos que acumulen la energía durante la conducción y la liberen en el resto del ciclo en el que el dispositivo no conduce. Se puede utilizar para amplificar señales de banda muy estrecha.

### 1.8.2 ANÁLISIS CON SEÑAL SINUSOIDAL

Si la etapa se hace conducir con una señal sinusoidal de amplitud máxima  $V_m$ ,

$$v_i(t) = v_L(t) = V_m \sin(\omega t + \Phi_0)$$

$$i_i(t) = \frac{v_L(t)}{R_L} = \frac{V_m}{R_L} \sin(\omega t + \Phi_0)$$

La potencia que proporcionan las dos fuentes de alimentación en conjunto  $P_S$ , la potencia que se proporciona a la carga  $P_L$  y la potencia que se disipa en cada transistor  $P_T$ , son:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC} V_m}{R_L}$$

$$P_L = \frac{V_m^2}{2R_L}$$

$$P_T = \frac{P_S - P_L}{2} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{CC} V_m}{R_L} - \frac{V_m^2}{4R_L}$$

La amplitud de la intensidad para la que se produce la máxima disipación de potencia en el transistor, se puede calcular como:

$$\frac{dP_T}{dV_m} = 0 \implies V_m = \frac{2}{\pi} V_{cc} P_{Tmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = 0.1 \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Siendo  $P_{Tmax}$  la potencia máxima disipada en cada transistor.

La máxima potencia transferible a la carga  $R_L$ , se produce cuando  $V_m = V_{CC}$ , y las potencias que resultan en este caso son,

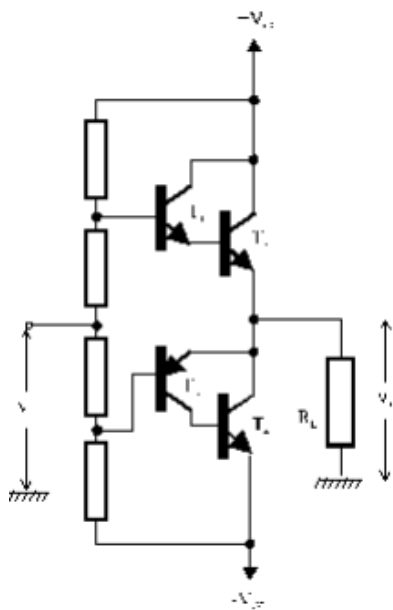
$$I_m = \frac{V_{CC}}{R_L} \implies P_{Lmax} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

$$P_T = \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4R_L} = 0.068 \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

$$P_S = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L}$$

$$\eta = \frac{P_{ac\ max}}{P_S} = \frac{\pi}{4} = 0.785 = 78.5\%$$

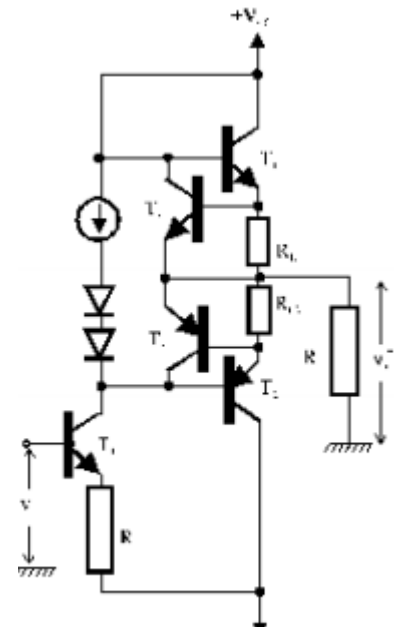
En la práctica, las caídas de tensión base emisor, hacen que la eficiencia de estas etapas sea inferior a este máximo de 78.5%.



En la **Figura 1-14**, se muestran otras etapas complementarias que operan en clase B. El primero es interesante, porque solo requiere transistores T1 y T2 complementarios de baja potencia, mientras que los de potencia T3 y T4 solo son de tipo NPN.

**Figura 1-14 Análisis de una señal sinusoidal A**

En la **Figura 1-15** se muestra un esquema típico de etapa de potencia clase B para circuitos integrados. En él, la polarización se realiza mediante fuentes de intensidad, se introducen las resistencias RE1 y RE2 en los emisores de los transistores de potencias para asegurar la estabilidad térmica, y así mismo, se introducen los transistores T4 y T5 para limitar la intensidad de salida bajo cortocircuito.



**Figura 1-15** Análisis de una señal sinusoidal B



## CAPÍTULO II. LabVIEW

### 2.1 INTRODUCCIÓN A LabVIEW

**LabVIEW** es una herramienta gráfica para pruebas, control y diseño mediante la programación. El lenguaje que usa se llama lenguaje G, donde la G simboliza que es lenguaje Gráfico.

Este programa fue creado por National Instruments (1976) para funcionar sobre máquinas MAC, salió al mercado por primera vez en 1986. Ahora está disponible para las plataformas Windows, UNIX, MAC y GNU/Linux. La última versión es la 2011.

Los programas desarrollados con LabVIEW se llaman Instrumentos Virtuales, o VIs, y su origen provenía del control de instrumentos, aunque hoy en día se ha expandido ampliamente no sólo al control de todo tipo de electrónica (Instrumentación electrónica) sino también a su programación embebida. Un lema tradicional de LabVIEW es: *"La potencia está en el Software"*, que con la aparición de los sistemas multinúcleo se ha hecho aún más patente. Entre sus objetivos están el reducir el tiempo de desarrollo de aplicaciones de todo tipo (no sólo en ámbitos de Pruebas, Control y Diseño) y el permitir la entrada a la informática a profesionales de cualquier otro campo. LabVIEW consigue combinarse con todo tipo de software y hardware, tanto del propio fabricante -tarjetas de adquisición de datos, PAC, Visión, instrumentos y otro Hardware- como de otros fabricantes.

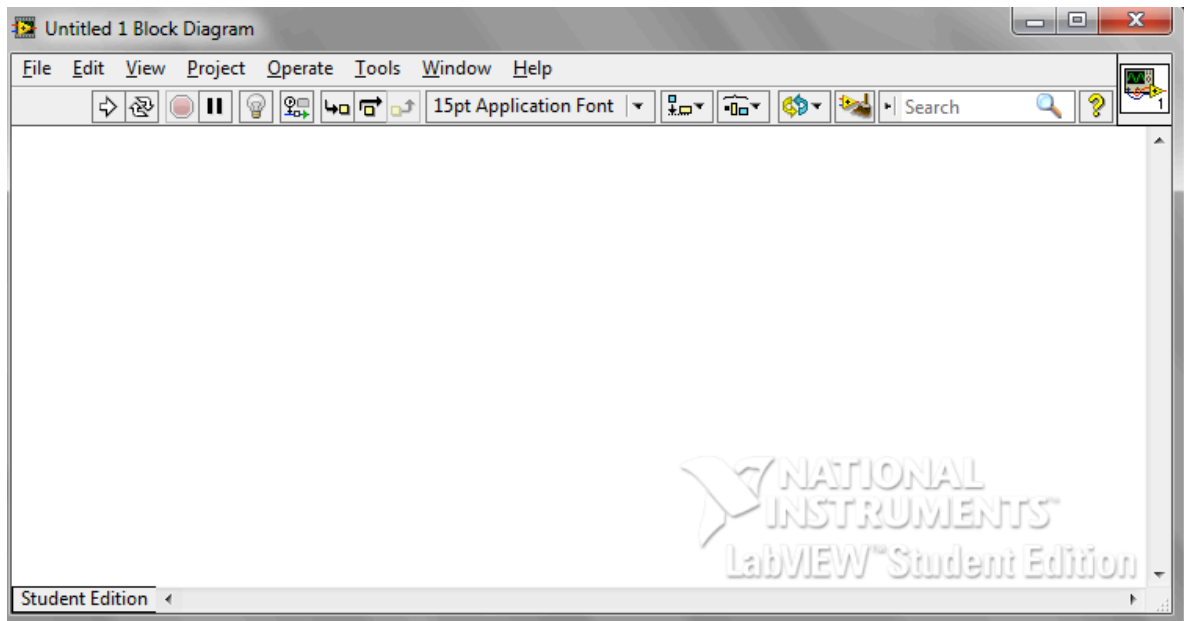
Su principal característica es la facilidad de uso, válido para programadores profesionales como para personas con pocos conocimientos en programación pueden hacer (programas) relativamente complejos, imposibles para ellos de hacer con lenguajes tradicionales. También es muy rápido hacer programas con LabVIEW y cualquier programador, por experimentado que sea, puede beneficiarse de él. Los programas en LabView son llamados instrumentos virtuales (VIs) Para los amantes de lo complejo, con LabVIEW pueden crearse programas de miles de VIs (equivalente a millones de páginas de código texto) para aplicaciones complejas, programas de automatizaciones de decenas de miles de

puntos de entradas/salidas, proyectos para combinar nuevos VIs con VIs ya creados, etc. Incluso existen buenas prácticas de programación para optimizar el rendimiento y la calidad de la programación. El LabView 7.0 introduce un nuevo tipo de subVI llamado VIs Expreso (Express VIs). Estos son VIs interactivos que tienen una configuración de caja de diálogo que permite al usuario personalizar la funcionalidad del VI Expreso. El VIs estándar son VIs modulares y personalizables mediante cableado y funciones que son elementos fundamentales de operación de LabView.

### 2.1.1 USO DE LA MEMORIA

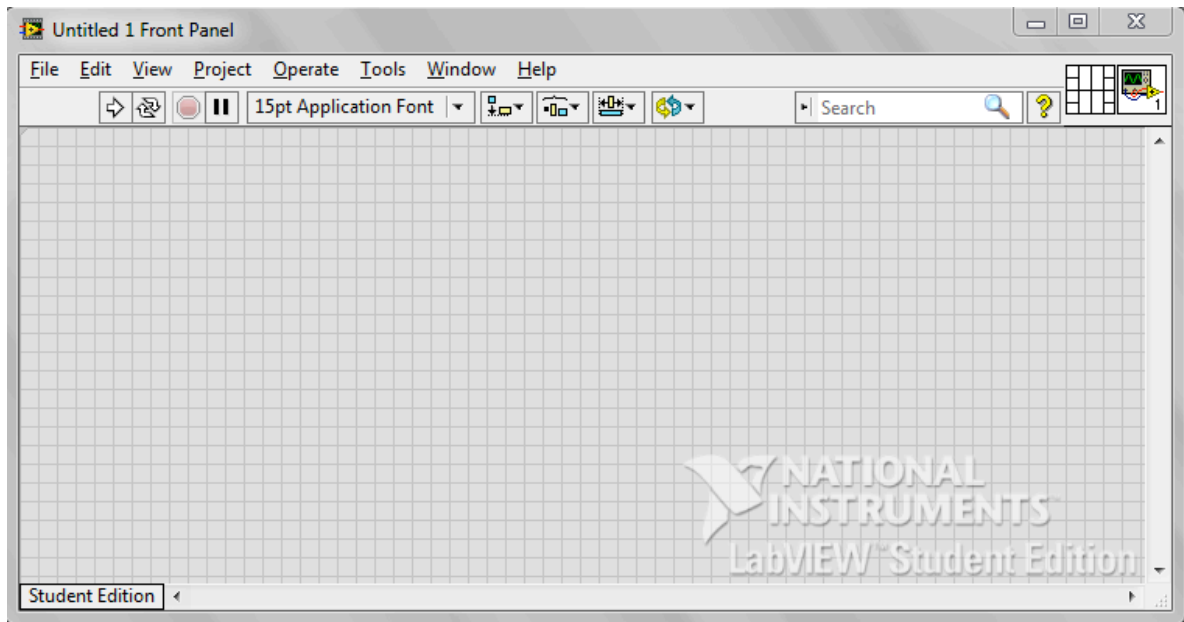
La memoria la utiliza para cuatro bloques diferentes como son:

1. EL PANEL FRONTAL: Donde se ven los datos, se manipulan y controlan.



**Figura 2-1 Panel Frontal**

2. EL DIAGRAMA DE BLOQUES: En este se aprecia la estructura del programa, su función y algoritmo, de una forma gráfica en lenguaje G, donde los datos fluyen a través de líneas.



**Figura 2-2 Diagrama de Bloques**

3. **EL PROGRAMA COMPILADO:** Cuando se escribe en LabView, el algoritmo escrito de forma gráfica no es ejecutable por el computador, por tanto, LabView lo analiza, y elabora un código ensamblador, con base en el código fuente de tipo gráfico. Esta es una operación automática que ocurre al ejecutar el algoritmo, por tanto no es importante entender como sucede esto. Lo que si es algo para apreciar, es que en este proceso, se encuentran los errores de confección que son mostrados en una lista de errores, donde con solo darle doble click al error, se aprecia en el diagrama de bloques, donde ocurre éste, para su corrección.
4. **LOS DATOS:** Como el algoritmo maneja datos, requiere de un espacio en memoria para estos, lo que hace tomar en cuenta que el computador usado debe tener la memoria suficiente para manejarlos. Por ejemplo, cuando se usan grandes matrices en cálculos se puede requerir de mucho espacio. Nota: A un programa VI terminado se le puede borrar el diagrama de bloques para que ocupe menos memoria, y no pueda ser editado, y seguirá funcionando. El panel nunca puede ser borrado.

## **2.2 TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS**

### **2.2.1 DISPOSITIVO DAQ**

El hardware DAQ actúa como la interfaz entre una PC y señales del mundo exterior. Funciona principalmente como un dispositivo que digitaliza señales analógicas entrantes para que una PC pueda interpretarlas. Los tres componentes clave de un dispositivo DAQ usado para medir una señal son el circuito de acondicionamiento de señales, convertidor analógico-digital (ADC) y un bus de PC. Varios dispositivos DAQ incluyen otras funciones para automatizar sistemas de medidas y procesos. Por ejemplo, los convertidores digitales-analógicos (DACs) envían señales analógicas, las líneas de E/S digital reciben y envían señales digitales y los contadores/temporizadores cuentan y generan pulsos digitales.

### **2.2.1 SENSOR**

La medida de un fenómeno físico, como la temperatura de una habitación, la intensidad de una fuente de luz o la fuerza aplicada a un objeto, comienza con un sensor. Un sensor, también llamado un transductor, convierte un fenómeno físico en una señal eléctrica que se puede medir. Dependiendo del tipo de sensor, su salida eléctrica puede ser un voltaje, corriente, resistencia u otro atributo eléctrico que varía con el tiempo. Algunos sensores pueden requerir componentes adicionales y circuitos para producir correctamente una señal que puede ser leída con precisión y con toda seguridad por un dispositivo DAQ.

| Sensor  | Fenómeno                  |
|---|---------------------------|
| Termopar, RTD, Termistor                          | Temperatura               |
| Fotosensor  | Luz                       |
| Micrófono   | Sonido                    |
| Galga Extensiométrica, Transductor Piezoeléctrico | Fuerza y Presión          |
| Potenciómetro, LVDT, Codificador Óptico           | Posición y Desplazamiento |
| Acelerómetro                                      | Aceleración               |
| Electrodo pH                                      | pH                        |

**Tabla 1 Sensores comunes**

## **2.3 COMPONENTES CLAVE DE MEDIDAS PARA UN DISPOSITIVO DAQ**

### **2.3.1 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES**

Las señales de los sensores o del mundo exterior pueden ser ruidosas o demasiado peligrosas para medirse directamente. El circuito de acondicionamiento de señales manipula una señal de tal forma que es apropiado para entrada a un ADC. Este circuito puede incluir amplificación, atenuación, filtrado y aislamiento. Algunos dispositivos DAQ incluyen acondicionamiento de señales integrado diseñado para medir tipos específicos de sensores.

### **2.3.2 CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL (ADC)**

Las señales analógicas de los sensores deben ser convertidas en digitales antes de ser manipuladas por el equipo digital como una PC. Un ADC es un chip que proporciona una representación digital de una señal analógica en un instante de tiempo. En la práctica, las señales analógicas varían continuamente con el tiempo y un ADC realiza "muestras" periódicas de la señal a una razón predefinida. Estas muestras son transferidas a una PC a través de un bus, donde la señal original es reconstruida desde las muestras en software.

### **2.3.3 BUS DE LA PC**

Los dispositivos DAQ se conectan a una PC a través de una ranura o puerto. El bus de la PC sirve como la interfaz de comunicación entre el dispositivo DAQ y la PC para pasar instrucciones y datos medidos. Los dispositivos DAQ se ofrecen en los buses de PC más comunes, incluyendo USB, PCI, PCI Express y Ethernet. Recientemente, los dispositivos DAQ han llegado a estar disponibles para 802.11 Wi-Fi para comunicación inalámbrica. Hay varios tipos de buses y cada uno de ellos ofrece diferentes ventajas para diferentes tipos de aplicaciones.

### **2.3.4 FUNCIÓN DE LA PC EN UN SISTEMA DAQ**

Una PC con software programable controla la operación del dispositivo DAQ y es usada para procesar, visualizar y almacenar datos de medida. Diferentes tipos de PC's son usadas en diferentes tipos de aplicaciones. Una PC de escritorio se puede utilizar en un laboratorio por su poder de procesamiento, una laptop se puede utilizar por su portabilidad o una PC industrial se puede utilizar en una planta de producción por su robustez.

## **2.4 COMPONENTES DE SOFTWARE EN UN SISTEMA DAQ**

### **2.4.1 SOFTWARE CONTROLADOR**

El software controlador ofrece al software de aplicación la habilidad de interactuar con un dispositivo DAQ. Simplifica la comunicación con el dispositivo DAQ al abstraer comandos de hardware de bajo nivel y programación a nivel de registro. Generalmente, el software controlador DAQ expone una interfaz de programación de aplicaciones (API) que es usada en un entorno de programación para construir software de aplicación.

### **2.4.2 SOFTWARE DE APLICACIÓN**

El software de aplicación facilita la interacción entre la PC y el usuario para adquirir, analizar y presentar datos de medidas. Puede ser una aplicación pre-construida con funcionalidad predefinida o un entorno de programación para construir aplicaciones con funcionalidad personalizada. Las aplicaciones

personalizadas generalmente son usadas para automatizar múltiples funciones de un dispositivo DAQ, realizar algoritmos de procesamiento de señales y mostrar interfaces de usuario personalizadas.



**Figura 2-3 Aplicaciones**

## CAPÍTULO III. DISEÑO.

El ambiente que se utiliza para el diseño del instrumento medidor de distorsión lineal, es el software que lleva por nombre LabVIEW.

LabVIEW es un lenguaje de programación de alto nivel, de tipo gráfico, y enfocado al uso en instrumentación. Pero como lenguaje de programación, debido a que cuenta con todas las estructuras, puede ser usado para elaborar cualquier algoritmo que se desee, en cualquier aplicación, como en análisis, telemática, juegos, manejo de textos, etc. Cada programa realizado en LabView será llamado Instrumento Virtual (VI), el cual como cualesquier otro ocupa espacio en la memoria de la computadora.

### 3.1 DISEÑO DEL INSTRUMENTO VIRTUAL

Las siguientes muestras son de los primeros diseños que se realizaron para este dispositivo. Cabe señalar que se realizaron por separado para medir en el dominio de la Frecuencia, así como la parte que es para medir en Amplitud.

El instrumento virtual tiene un diseño como se muestra en el siguiente diagrama de flujo:



**Figura 3-1 Diseño del Instrumento**



3.1.1 GENERADOR DE FUNCIONES VIRTUAL

Este VI genera una función que puede ser configurada mediante los controles de su panel frontal.

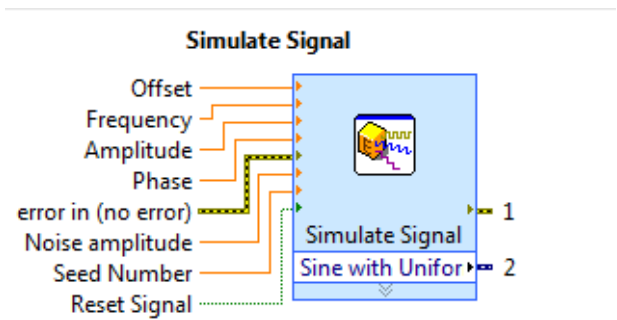
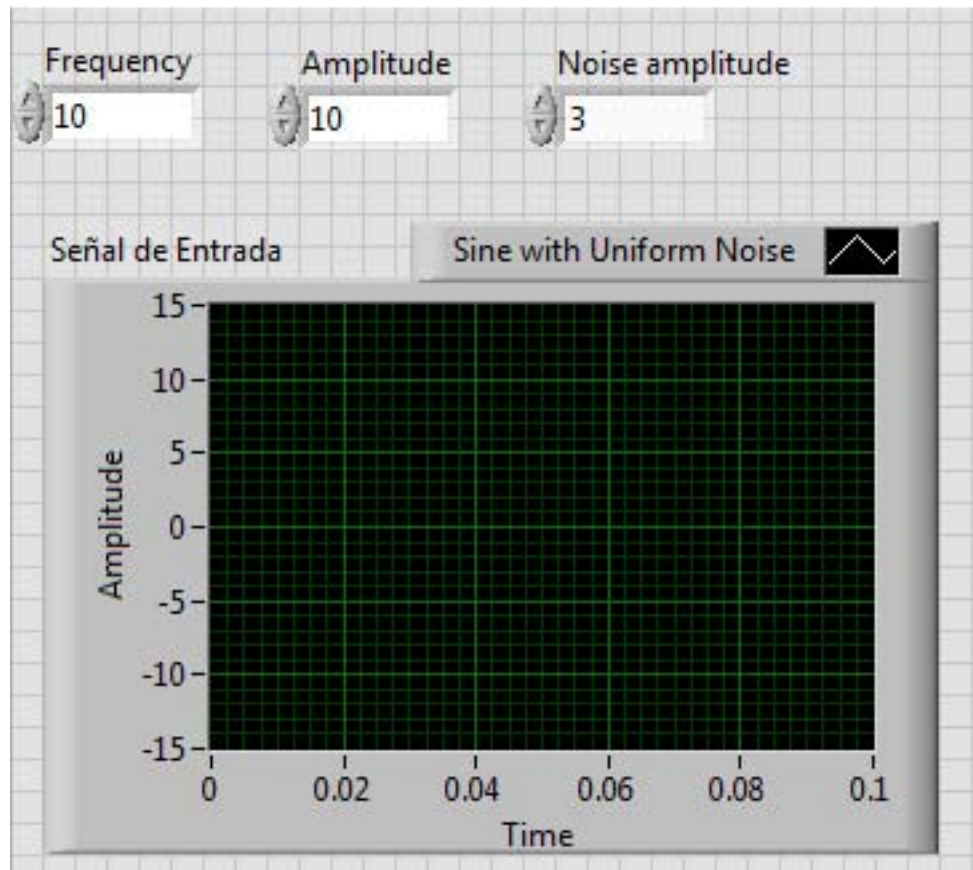


Figura 3-2 Generador de Señales

|            |  |
|------------|--|
| <b>DBL</b> | <b>OFFSET</b> Es el offset de DC de la señal. El valor por defecto es 0.0V.      |
| <b>DBL</b> | <b>FREQUENCY</b> Frecuencia de la señal.   |
| <b>DBL</b> | <b>AMPLITUDE</b> Amplitud de la señal.   |
| <b>DBL</b> | <b>PHASE</b> Fase de la señal.   |
| <b>DBL</b> | <b>DUTY CICLE</b> Ciclo de trabajo de la señal. Solo afecta a señales cuadradas. |
| <b>DBL</b> | <b>NOISE AMPLITUDE</b> Amplitud del ruido.                                       |
| <b>DBL</b> | <b>SEED NUMBER</b> Número de muestras a generar.                                 |

Tabla 2 Características del generador de señales

A continuación se muestra el panel frontal del generador de funciones virtual



**Figura 3-3 Generador de Funciones Virtual**

### 3.1.2 MÓDULO DE FILTRADO DIGITAL

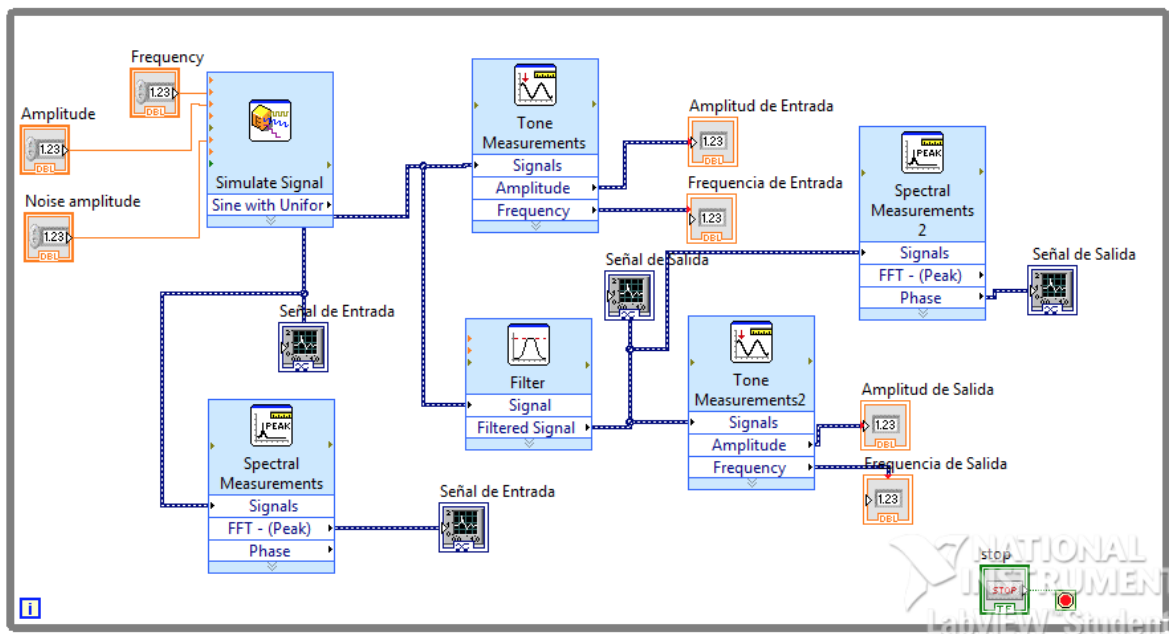
Podemos considerar la acción de filtrado como aquella mediante la cual se modifica el contenido frecuencial de una señal. El objetivo básico en este módulo es analizar y compro<sup>2</sup>bar la funcionalidad del filtro digital con arquitectura IIR<sup>2</sup>, el dominio del tiempo, definidos por la siguiente ecuación:

$$\sum_{i=0}^N a_i \cdot y[n-i] = \sum_{k=0}^M c_k \cdot x[n-k]$$

<sup>2</sup> Respuesta Infinita al Impulso (Infinite Impulse Response)

Las muestras  $x[n]$ , e  $y[n]$  corresponden a la señal de entrada y salida respectivamente. Los coeficientes  $a_i$ ,  $b_k$ , y  $c_k$  con característicos de cada topología y tipo del filtro elegido. En este contexto, LabVIEW posee una amplia librería de funciones para implementar tanto filtros FIR como IIR, por ejemplo las Vis para implementar filtros digitales de Butterworth, Chebyshev, Elípticos y de Cauey y ventana de tipo Hamming, Blackman, Kaiser, etc.

Para comprobar la funcionalidad de estos filtros se realizó el diseño de la **Figura 3-4**, correspondiente a un filtro IIR de pasa banda y de orden variable donde, desde el panel frontal, se puede elegir la frecuencia de corte en altas y la frecuencia de corte en bajas. La señal de entrada  $x[n]$  está formada por una sinusoidal  $s[n]$  y ruido  $r[n]$ .

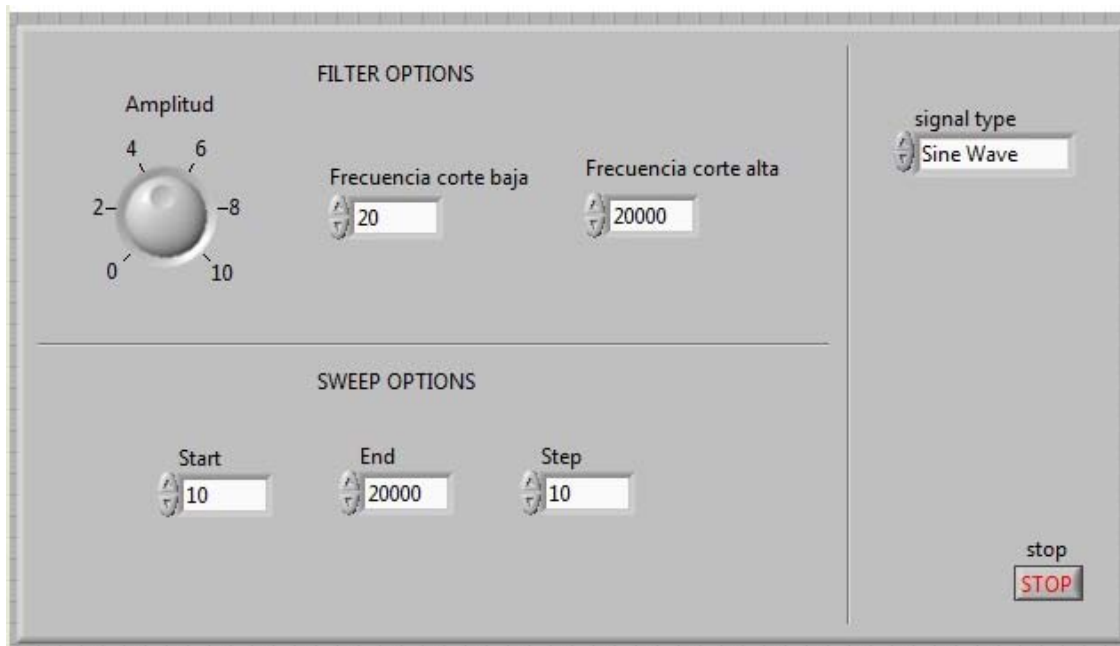


**Figura 3-4 Implementación de un filtro IIR Pasa banda de 20Hz a 20KHz.**

Este VI básico ha sido el punto de partida para la implementación del módulo de filtrado digital.

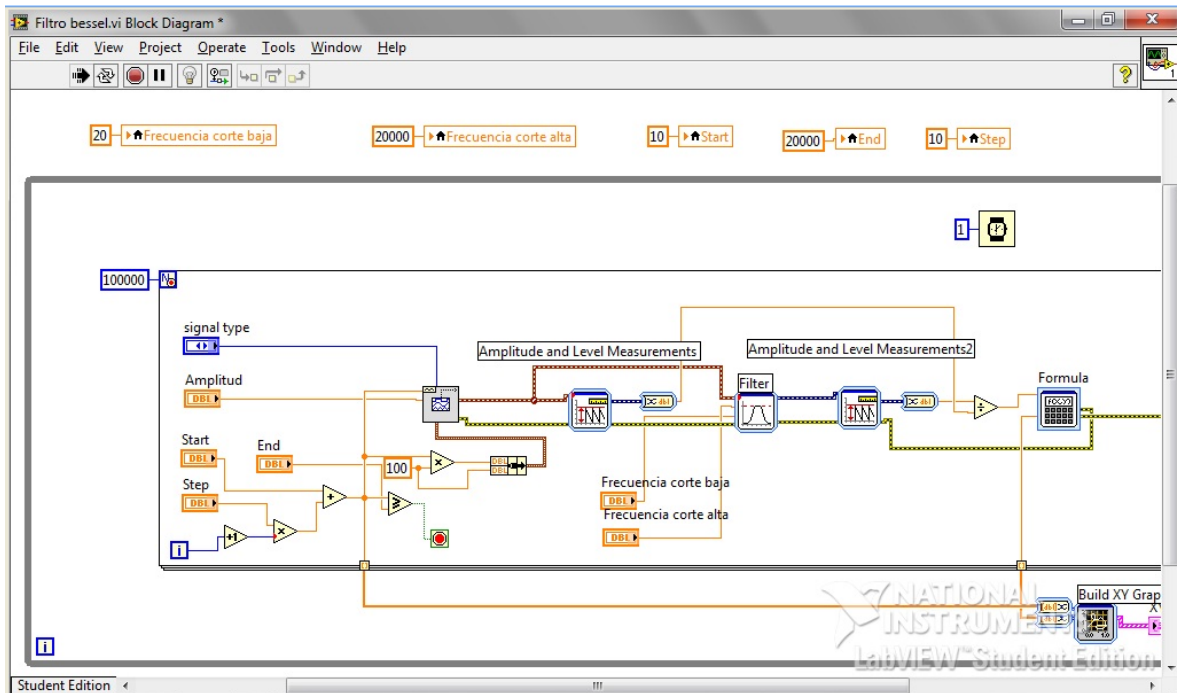
### 3.1.3 RESPUESTA EN FRECUENCIA

La **Figura 3-5** muestra los controles del ancho de banda de la salida de la señal que se va analizar en el instrumento.



**Figura 3-5 Control de Frecuencia**

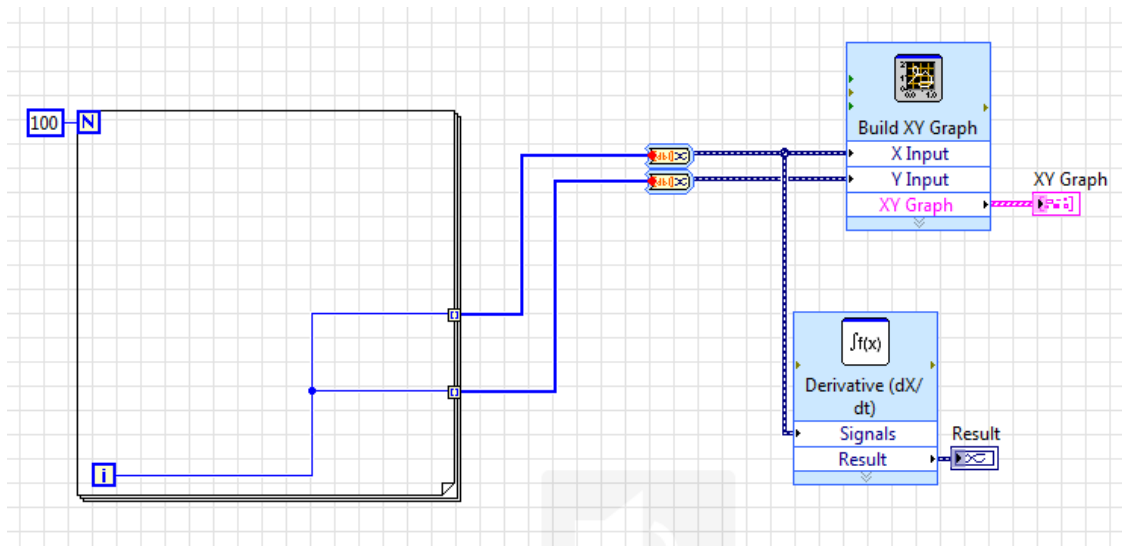
En la **Figura 3-6**, se presenta el diagrama a bloques con operadores lógicos, medidores de amplitud y de nivel, un filtro y una calculadora. Esta última es para convertir las muestras obtenidas de logarítmicas a decibel.



**Figura 3-6 Diagrama a Bloques**

### 3.1.4 ENTRADAS VS SALIDAS

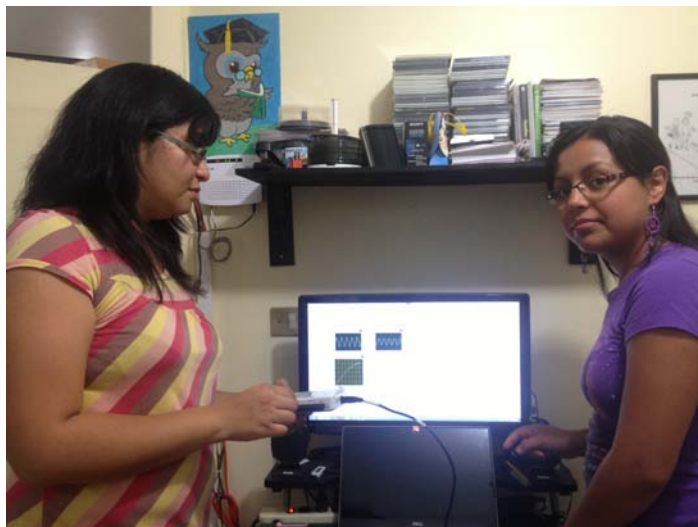
El siguiente diagrama a bloques es la parte fundamental del Medidor de Distorsión Lineal, ya que en esta parte es donde se presentarán los resultados de cada prueba que se realice.



**Figura 3-7 Entradas vs. Salidas**

Este último VI es donde se muestra el funcionamiento del Medidor de Distorsión Lineal como tal.

El diagrama a bloques (**Figura 3-7**) comienza con un ciclo **for**, dentro del cual se encuentran las señales de entrada y de salida. Se encuentran en este ciclo para poder hacerlas comparaciones de las muestras y poder determinar si existe distorsión alguna. Estas dos variables están auto indexadas, es decir, que cada una de las señales se manda a un arreglo para que ocupen un lugar para cada una de las muestras que se toman. Una vez que están en los arreglos se mandan a graficar para que aparezca en el XY Graph. Finalmente se envían también a una gráfica para derivar y denotar si hay distorsión en el dispositivo de prueba.



**Figura 3-8 Pruebas del Dispositivo**

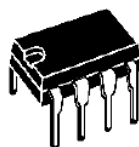
## **3.2 EQUIPO DE PRUEBA**

### **3.2.1 TBA820M**

El equipo físico que se utilizó para realizar las pruebas es un TBA modelo 820M. Es un amplificador monolítico de audio y responde a potencias de frecuencias bajas de clase B, como se mencionó en el apartado **1.8.1**.

Trabaja con voltajes desde 3V hasta 16V, pero para condiciones óptimas se debe poner a trabajar con 16-18 V. Es de un canal con 1.2W.

El voltaje mínimo para que trabaje es de 3V, corriente de reposo baja, bajo número de componentes externos, buen rechazo de rizo, no presenta distorsión cross-over, baja disipación de potencia.



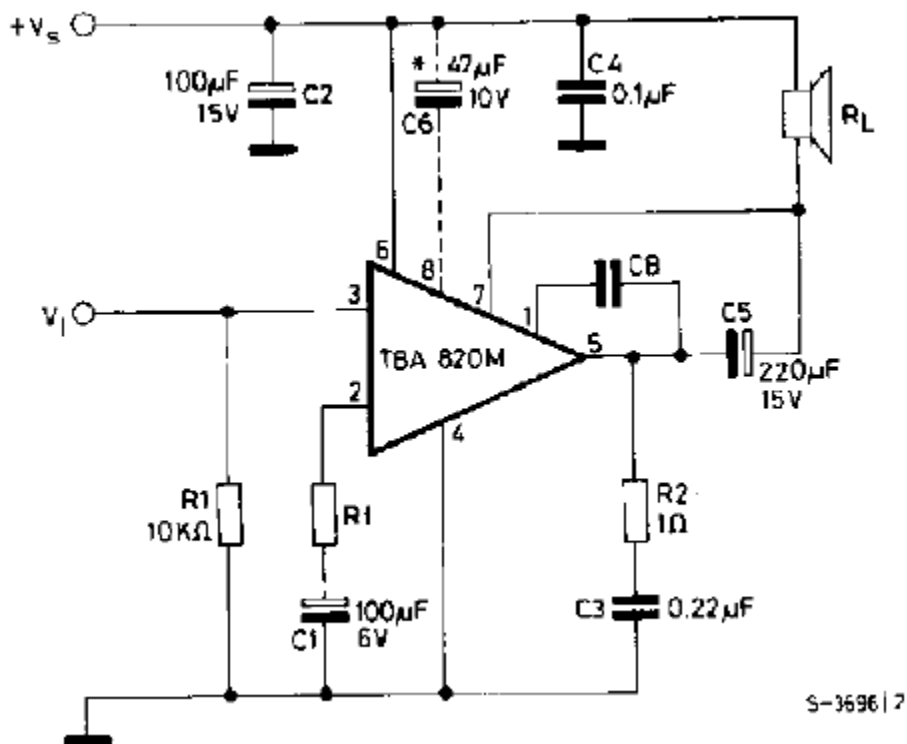
**Minidip**

**ORDERING NUMBER: TBA820M**

**Figura 3-9TBA820M**

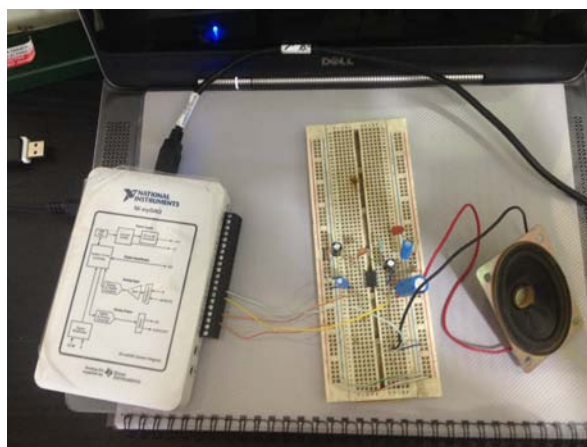
### 3.2.2 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO

El siguiente diagrama presenta la construcción del circuito TBA. Sobre este diagrama se trabajó para poder realizar las pruebas de distorsión.



**Figura 3-10 Diagrama TBA820M**

Ahora se muestra como, con base en el diagrama anterior, se construyó el circuito del amplificador para conectarle al Medidor de Distorsión Lineal.

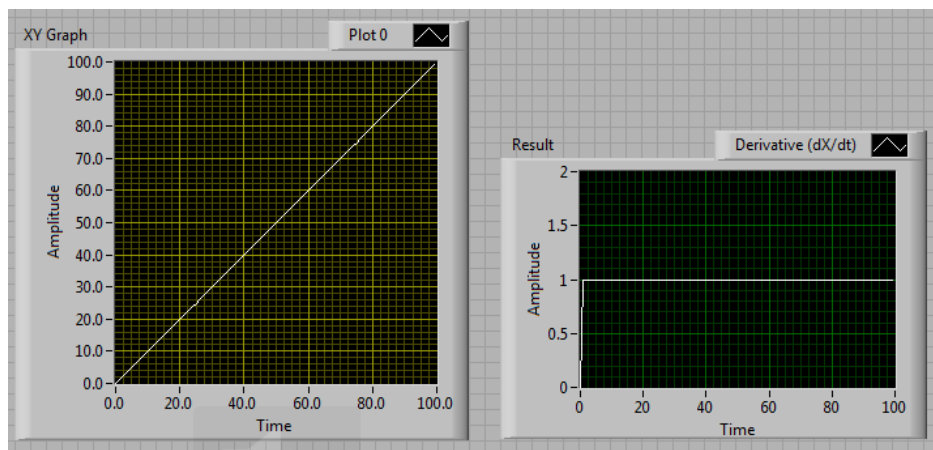


**Figura 3-11 Circuito TBA820M**



### 3.3 GRÁFICO VIRTUAL

La **Figura 3-12** es la gráfica que realmente importa para resultados; ya que se está mostrando Amplitud de Entrada vs. Amplitud de Salida. Además se muestra la derivada de esta señal para observar si hay o no distorsión en el elemento a examinar.



**Figura 3-12 Gráfica Entrada vs. Salida**

## CAPÍTULO IV. PRUEBAS Y RESULTADOS

Se realizó primeramente una prueba 100% virtual para verificar que el Medidor de Distorsión Lineal funcionará en óptimas condiciones.

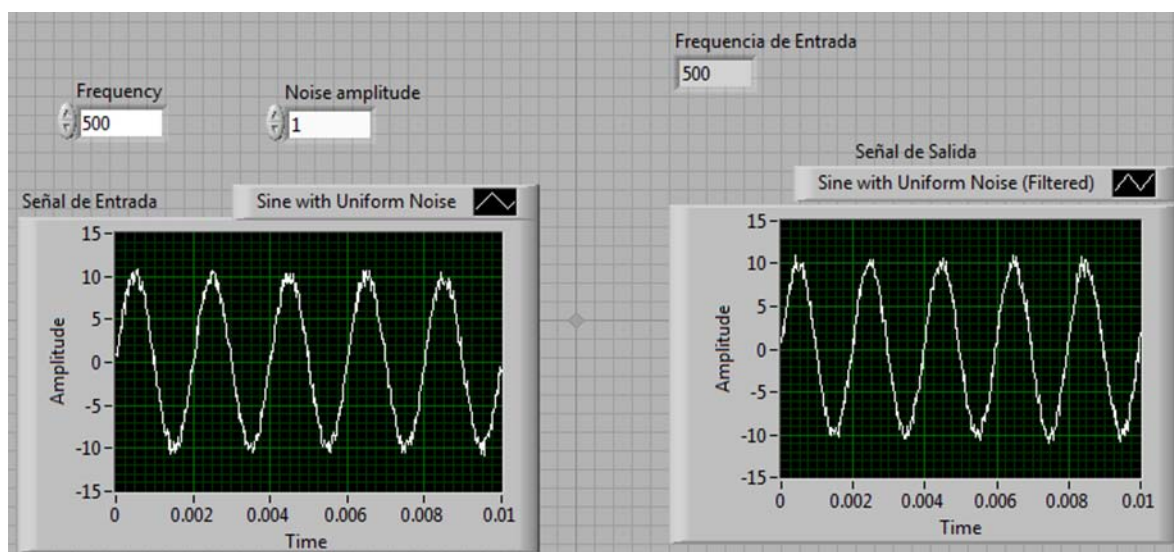
Se diseñó un filtro pasa-banda a lo largo del desarrollo de este trabajo y se decidió hacer las primeras pruebas con este elemento.



**Figura 4-1 Proceso Virtual de Prueba**

Para desarrollar el módulo y hacer las pruebas, en la **Figura 4-1** se muestra el diagrama a bloques con el que se está trabajando.

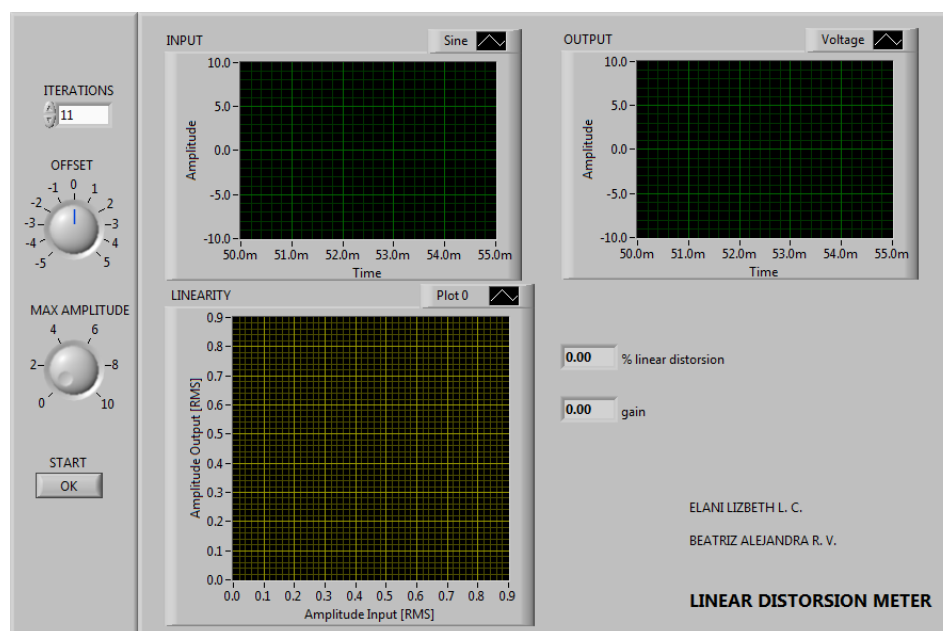
Finalmente, cuando se ejecuta el programa, donde se ven los resultados de estas pruebas es en las gráficas ubicadas en el panel frontal.



**Figura 4-2 Entrada vs. Salida**

## 4.1 PRUEBAS FÍSICAS

Al unificar los instrumentos desarrollados por separado y explicados en el capítulo anterior, se obtuvo el siguiente resultado.



**Figura 4-3 Medidor de Distorsión Lineal**

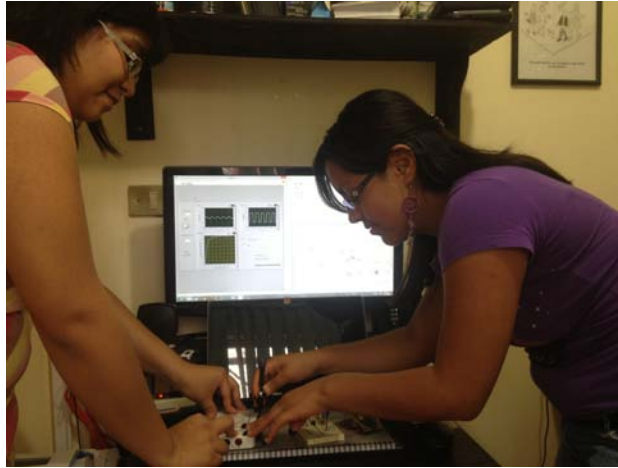
En la **Figura 4-3** se puede observar que el dispositivo final tiene las pantallas que muestran *Amplitud de Entrada*, *Amplitud de Salida* y *Entrada vs. Salida*. Siendo esta última la más importante, ya que muestra el grado de linealidad que presenta el dispositivo según el Voltaje al que se encuentre operando (valor modificado con la perilla Offset).

Además se ha añadido a este diseño final la opción de modificar la amplitud con la que se desea trabajar con el dispositivo. Y para poder dejar un poco más claro el concepto de Distorsión Lineal, se decidió añadir un indicador del porcentaje de distorsión que presente el dispositivo bajo prueba así como la ganancia del mismo.

The block diagram illustrates the architecture of the Linear Distortion Meter. It begins with a 'START' block leading to a 'MAX AMPLITUDE' block. The signal then enters a loop structure. Inside the loop, the signal is processed by a 'Signal' block, followed by an 'ADC' block, an 'RMS' block, and a 'DAC' block. The signal is also processed by a 'LINEARITY' block. The output of the loop is a 'Boolean' block, which is then processed by a 'Population' block, a 'Build XY Graph' block, and a 'LINEARITY' block. The final output is a 'Boolean' block.

**Figura 4-4 Diagrama a Bloques del Medidor de Distorsión Lineal**

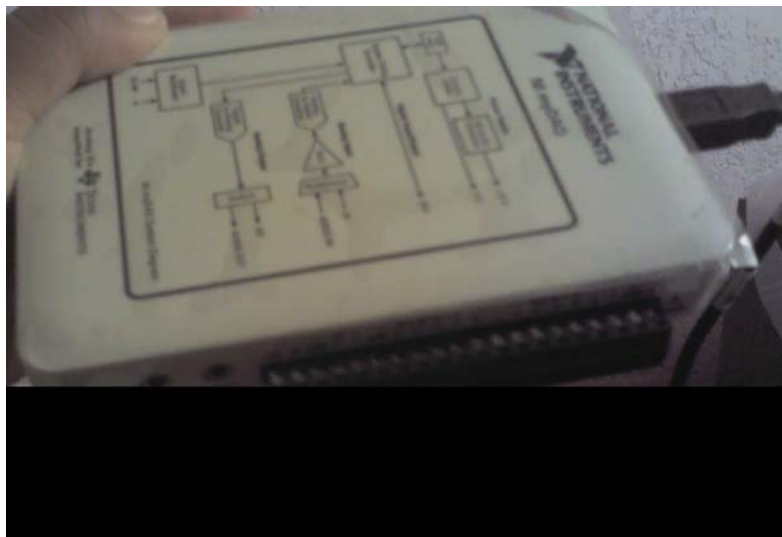
Una vez diseñado correctamente el Medidor de Distorsión Lineal, se procedieron a realizar ciertas pruebas tanto con un diodo Zener (simulando un amplificador), como con el TBA820M.



**Figura 4-5 Pruebas Físicas**

#### **4.1.1 PRUEBAS CON DIODO ZENER**

Primeramente se muestran las pruebas que se realizaron con el Diodo Zener, el cual funciona como amplificador.

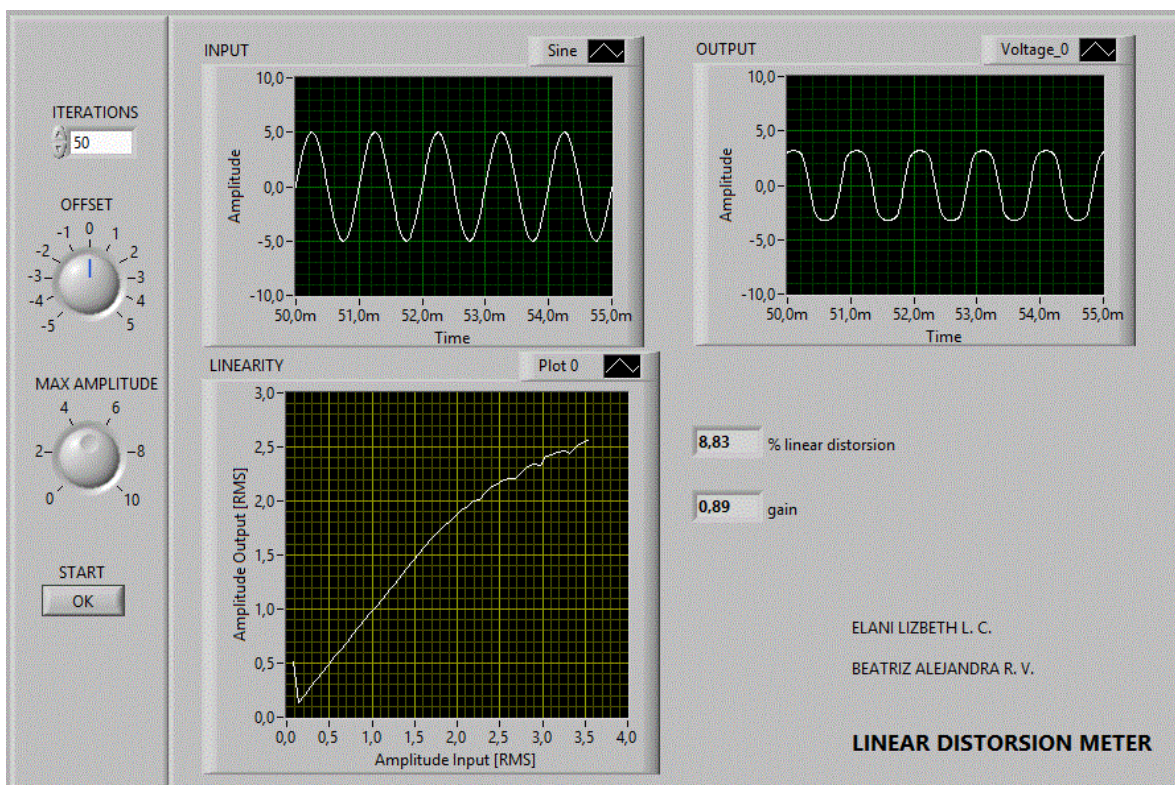


**Figura 4-6<sup>a</sup> NI myDAQ con Diodo Zener**



**Figura 4-6b NI myDAQ con Diodo Zener**

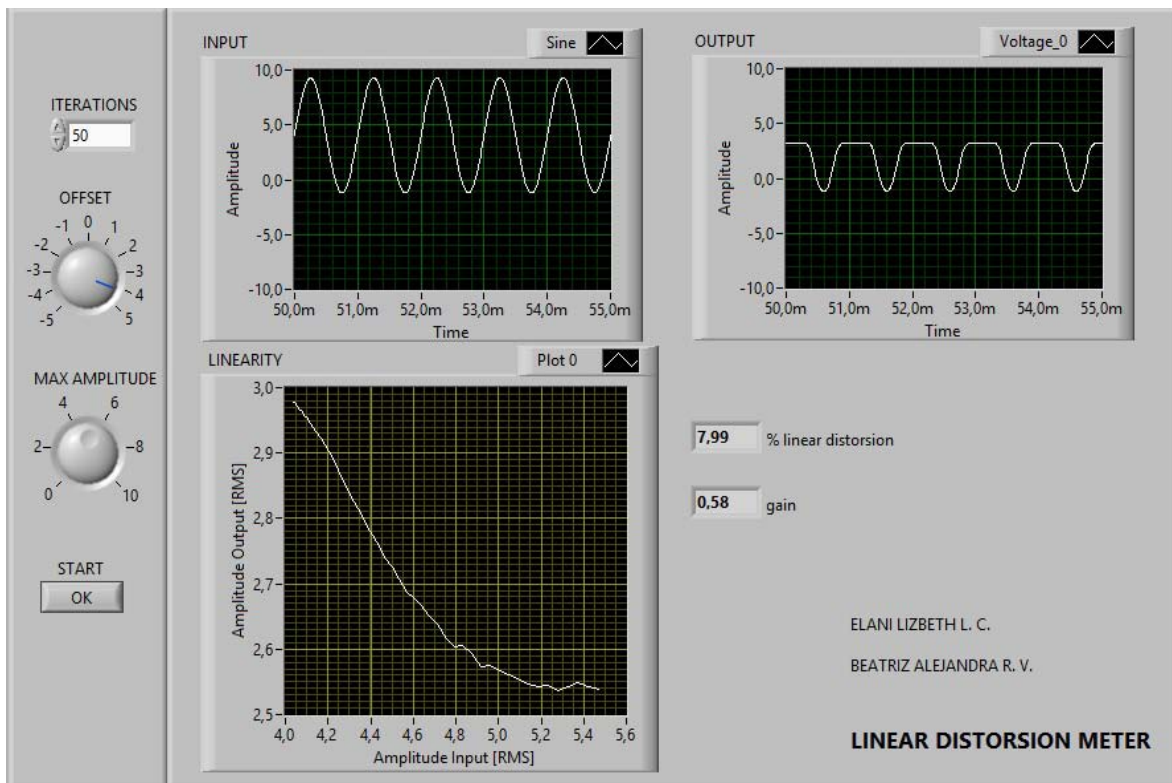
Se realizaron tres lecturas con el diodo zener, y se observó que este presenta cierto grado de distorsión lineal. Sin embargo, no es un grado considerable, ya que el diodo zener es considerado un amplificador casi ideal.



**Figura 4-7a Pruebas con Diodo Zener**

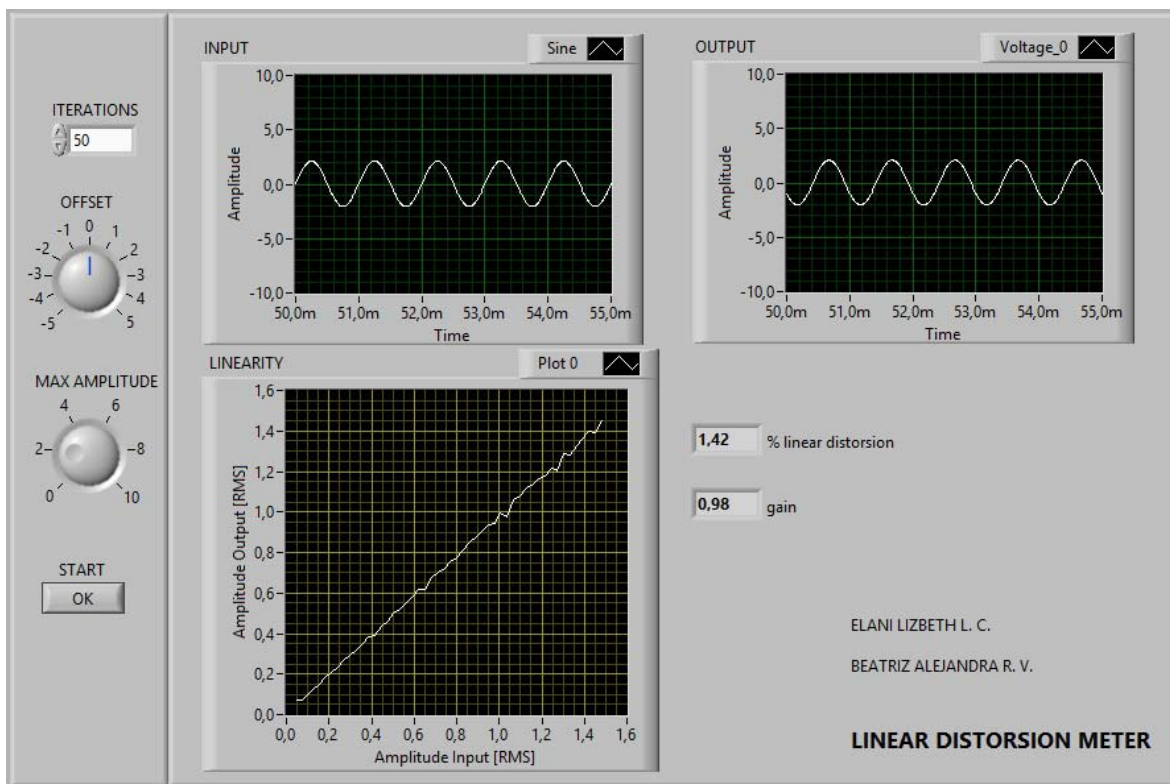
En la **Figura 4-7a**, se puede observar que con una Amplitud de 5V, un Offset en 0 y realizando 50 Iteraciones, se obtiene un valor de Distorsión Lineal de 8.83% con una ganancia de 0.89V. Lo que significa que se tiene una distorsión significativa en comparación con las dos pruebas siguientes.





**Figura 4-7b Pruebas con Diodo Zener**

En la **Figura 4-7b**, se puede observar que al conservar la Amplitud de 5V, pero esta vez variando el Offset con un valor de 4 y realizando las mismas Iteraciones, se obtiene un valor de Distorsión Lineal de 7.99% con una ganancia de 0.58V. Lo que nos demuestra que variando el offset, se disminuye el grado de distorsión.



**Figura 4-7c Pruebas con Diodo Zener**

En la **Figura 4-7c**, se disminuye el valor de la Amplitud a 2V, así como el valor del Offset a 0 y realizando el mismo número de Iteraciones, se obtiene un valor de Distorsión Lineal de 1.42% con una ganancia de 0.98V. Lo que demuestra que con menor valor de Amplitud, se obtiene una Ganancia casi ideal y una Distorsión Lineal baja.

En la siguiente tabla, se muestran los parámetros que se consideraron, los cuales son: Iteraciones, Amplitud Máxima, Offset, Ganancia, % Distorsión.

| Iteraciones | Offset | Amplitud Máxima | Ganancia | %Distorsión Lineal |
|-------------|--------|-----------------|----------|--------------------|
| 50          | 0      | 5               | 0.89     | 8.83               |
| 50          | 4      | 5               | 0.58     | 7.99               |
| 50          | 0      | 2               | 0.98     | 1.42               |

**Tabla 3 Resultados Pruebas con Diodo Zener**



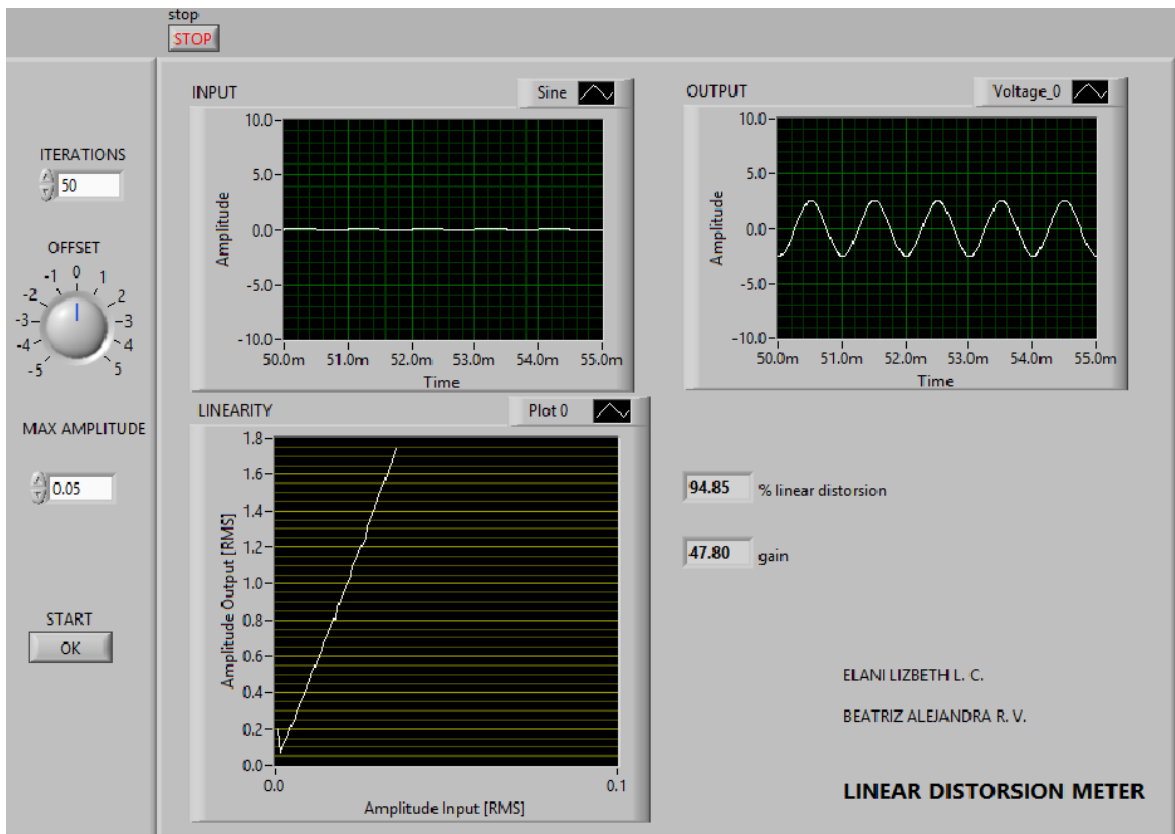
#### 4.1.2 PRUEBAS CON TBA820M

A continuación se muestran las pruebas y resultados con el amplificador TBA820M.



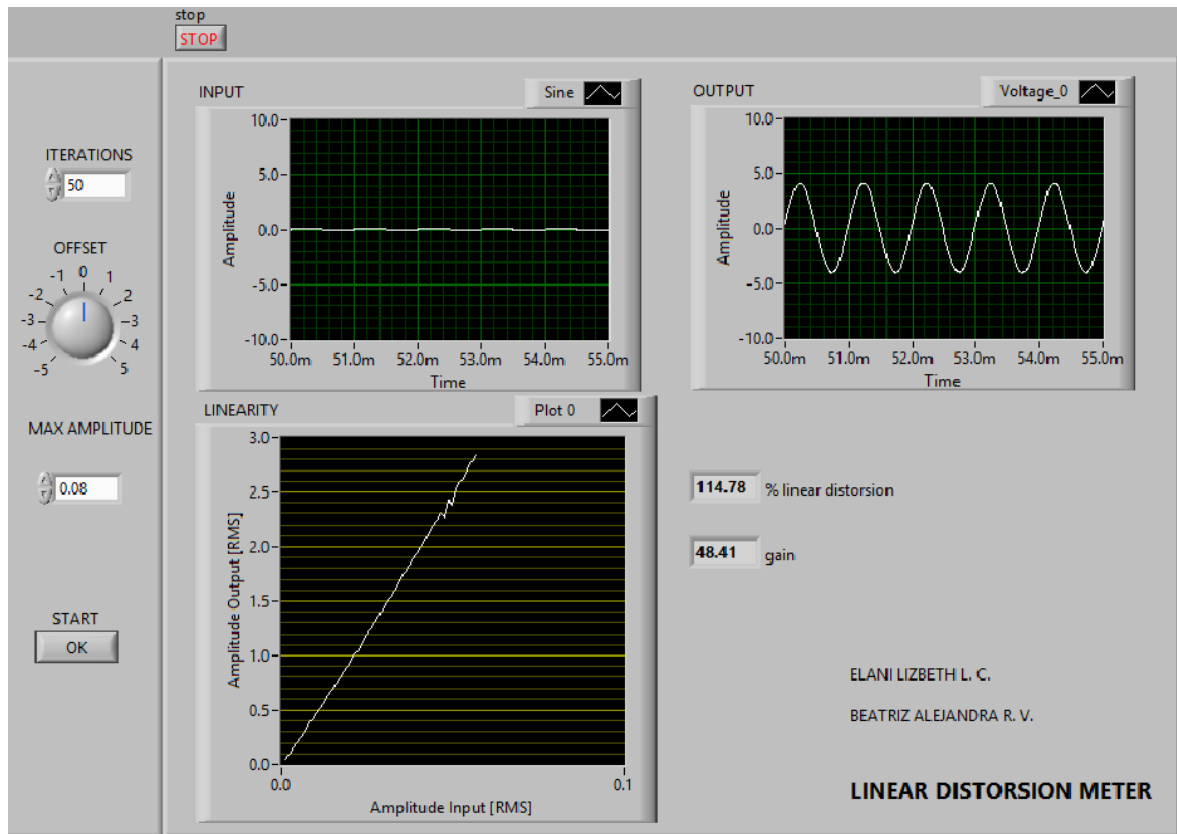
**Figura 4-8 Pruebas Con TBA820M**

En las mediciones realizadas con el TBA820M, se puede observar un grado de distorsión lineal considerable ya que es probable que se introduzca ruido y produzca una inestabilidad por la construcción del circuito amplificador.



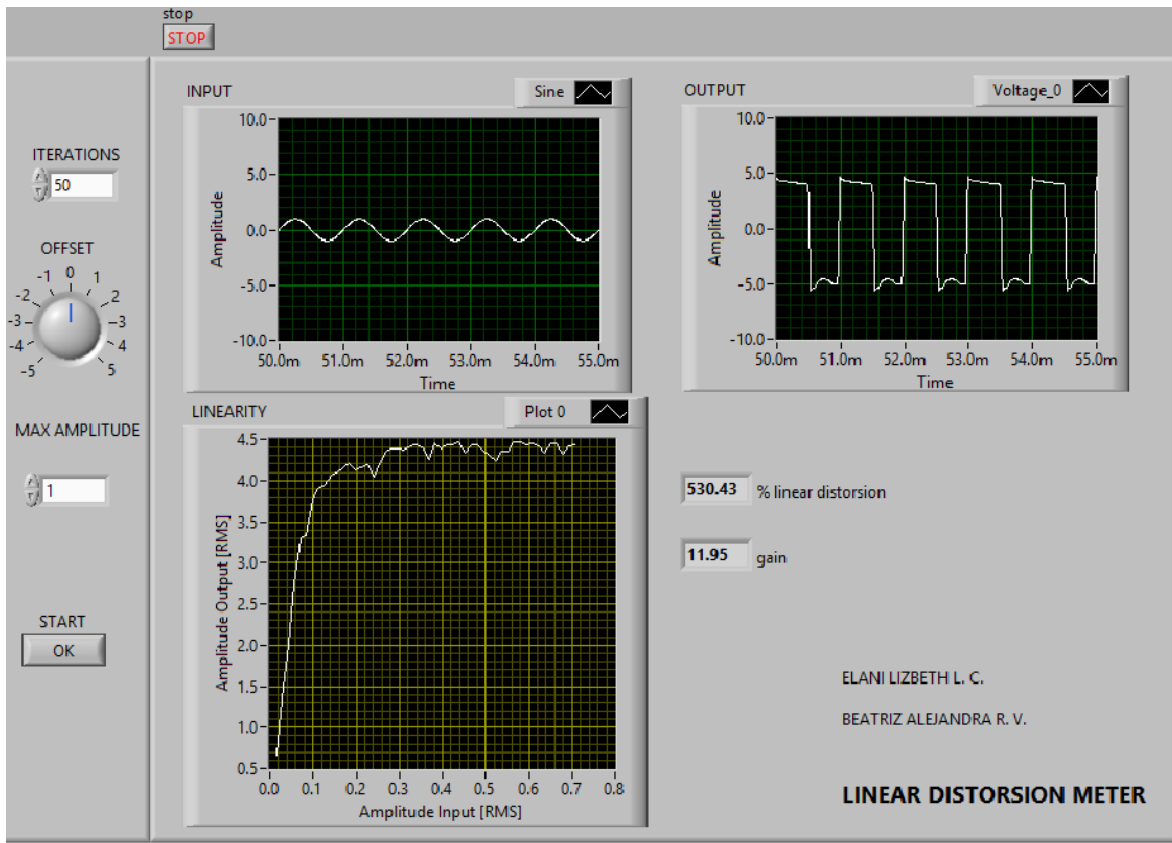
**Figura 4-9a Pruebas con TBA820M**

En la **Figura 4-9a**, se puede observar que con una Amplitud de 0.05V, un Offset en 0 y realizando 50 Iteraciones, se obtiene un valor de Distorsión Lineal de 94.85% con una ganancia de 47.80V. Lo que significa que se tiene una distorsión mínima en comparación con las dos pruebas siguientes, y se observa que tenemos una gráfica casi lineal.



**Figura 4-9b Pruebas con TBA820M**

En la **Figura 4-9b**, se puede observar que al modificar la Amplitud a 0.08V, un Offset de 0 y realizando las mismas Iteraciones, se obtiene un valor de Distorsión Lineal de 114.78% con una ganancia de 48.41V. Lo que nos demuestra que aumentando la Amplitud aumenta el grado de Distorsión Lineal.



**Figura 4-9c Pruebas con TBA820M**

En la **Figura 4-9c**, se aumenta el valor de la Amplitud a 1V, se obtiene un valor de Distorsión Lineal de 530.43% con una ganancia de 11.95V. Lo que demuestra que con mayor valor de Amplitud, se presenta una Distorsión Lineal excesiva.

| Iteraciones | Offset | Amplitud<br>Máxima | Ganancia | %Distorsión<br>Lineal |
|-------------|--------|--------------------|----------|-----------------------|
| 50          | 0      | 0.05               | -47.80   | 94.85                 |
| 50          | 0      | 0.08               | 4841     | 114.78                |
| 50          | 0      | 1                  | 11.95    | 530.43                |

**Tabla 4 Resultados Pruebas con TBA820M**

Cabe señalar que en las mediciones realizadas, el orden de amplitud de entrada presenta variaciones. Esto se debe al orden que lleva la amplitud máxima y las iteraciones que hará el dispositivo antes de llegar a ese valor de amplitud.

## CAPÍTULO V. CONCLUSIONES

En la hipótesis generada al inicio de este trabajo se planteó el tener más certeza en cuestión de mediciones. A lo largo del desarrollo de este instrumento se observaron varias cuestiones que llevan a las siguientes conclusiones.

El uso de un lenguaje de programación gráfico, como lo es LabVIEW, hace un tanto más sencillo el desarrollo de instrumentos de este tipo. Se sabe que una licencia de este software es algo costosa, sin embargo el acceso a un medidor de distorsión físico es mucho más elevado que una simple licencia.

En el caso de un instrumento virtual, la certeza de los datos esperados es aún más elevada, ya que se puede hacer más sensible. Y el rango de medidas con el que trabaja se puede diseñar más amplio.

Además, en el caso de los medidores de distorsión solo se pueden encontrar en el mercado aquellos que miden Distorsión Armónica y Armónica Total, Pero los de Distorsión Lineal no se estilan demasiado por la cuestión de que es un tema que no se ha estudiado a fondo pero que es real.

El hecho de que un equipo de audio presente Distorsión Lineal, nos da a conocer que los resultados a la salida de este equipo no serán los deseados en cuestiones de sonido.

## BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

1. AUDIO MEASUREMENT HANDBOOK.  
Bob Metzler. Second Edition, 1993, Audio Precision
2. LabVIEW ENTORNO GRÁFICO DE PROGRAMACIÓN.  
José Rafael Lajara Vizcaíno, 2007, AlfaOmega
3. [http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL\\_RESOURCES/TECHNICAL\\_LITERATURE/DATASHEET/CD00000127.pdf](http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00000127.pdf)
4. <http://sonido-zero.com/biblioteca-de-sonido/distorsion.html>
5. <http://sonsonoros.wordpress.com/2010/01/25/distorsion-lineal/>
6. <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11547/fichero/PROYECTO+FIN+DE+CARRERA%252FCAPITULO+2.pdf>
7. <http://agamenon.tsc.uah.es/Asignaturas/ittst/sistel/apuntes/2008-09/tema2.pdf>
8. AUDIO  
Sergio Beristain
9. <http://practicacondiodos.blogspot.mx/2010/05/uso-del-generador-de-senales.html>
10. <http://webs.uvigo.es/ario/docencia/ean/FEEDBACK3.pdf>
11. <http://ec.europa.eu/health/opinions/es/perdida-audicion-reproductores-musica-mp3/glosario/def/frecuenciasonido.htm>
12. <http://es.scribd.com/doc/55031483/Amplificador-Audio>

## ÍNDICE DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| FIGURA 1-1 GENERADOR DE ONDAS SINUSOIDALES .....                                 | 8  |
| FIGURA 1-2 OSCILADOR RC .....  | 9  |
| FIGURA 1-3 GENERADOR DE FRECUENCIAS .....  | 10 |
| FIGURA 1-4 AMPLITUD .....  | 11 |
| FIGURA 1-5 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN GENERADOR DE AUDIO .....                     | 12 |
| FIGURA 1-6 GRAFICA DE LINEALIDAD ENTRADA-SALIDA .....                            | 14 |
| FIGURA 1-7 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN MEDIDOR DE LINEALIDAD CON SELECTIVIDAD. .... | 15 |
| FIGURA 1-8 MEDIDOR DE LINEALIDAD ENTRADA-SALIDA CON SELECTIVIDAD .....           | 15 |
| FIGURA 1-9 DESVIACIÓN DE LA LINEALIDAD PERFECTA .....                            | 16 |
| FIGURA 1-10 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN MEDIDOR DE NIVEL DE AUDIO .....             | 21 |
| FIGURA 1-11 DIAGRAMA DE FILTROS IIR .....  | 23 |
| FIGURA 1-12 AMPLIFICADOR DE POTENCIA .....                                       | 26 |
| FIGURA 1-13 CLASES DE POTENCIA .....   | 27 |
| FIGURA 1-14 ANÁLISIS DE UNA SEÑAL SINUSOIDAL A .....                             | 29 |
| FIGURA 1-15 ANÁLISIS DE UNA SEÑAL SINUSOIDAL B .....                             | 30 |
| FIGURA 2-1 PANEL FRONTAL .....   | 32 |
| FIGURA 2-2 DIAGRAMA DE BLOQUES .....   | 33 |
| FIGURA 2-3 APLICACIONES .....  | 37 |
| FIGURA 3-1 DISEÑO DEL INSTRUMENTO .....  | 38 |
| FIGURA 3-2 GENERADOR DE SEÑALES .....  | 39 |
| FIGURA 3-3 GENERADOR DE FUNCIONES VIRTUAL .....                                  | 40 |
| FIGURA 3-4 IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO IIR PASA BANDA DE 20Hz A 20KHz. ....      | 41 |
| FIGURA 3-5 CONTROL DE FRECUENCIA .....   | 42 |
| FIGURA 3-6 DIAGRAMA A BLOQUES .....  | 43 |
| FIGURA 3-7 ENTRADAS VS. SALIDAS .....  | 44 |
| FIGURA 3-8 PRUEBAS DEL DISPOSITIVO .....   | 45 |
| FIGURA 3-9 TBA820M .....   | 45 |
| FIGURA 3-10 DIAGRAMA TBA820M .....   | 46 |
| FIGURA 3-11 CIRCUITO TBA820M. ....   | 46 |
| FIGURA 3-12 GRÁFICA ENTRADA VS. SALIDA .....                                     | 47 |

|   |    |
|---|----|
| FIGURA 4-1 PROCESO VIRTUAL DE PRUEBA.....                           | 48 |
| FIGURA 4-2 ENTRADA VS. SALIDA .....                                 | 48 |
| FIGURA 4-3 MEDIDOR DE DISTORSIÓN LINEAL.....                        | 49 |
| FIGURA 4-4 DIAGRAMA A BLOQUES DEL MEDIDOR DE DISTORSIÓN LINEAL..... | 50 |
| FIGURA 4-5 PRUEBAS FÍSICAS.....                                     | 51 |
| FIGURA 4-6A NI MYDAQ CON DIODO ZENER .....                          | 51 |
| FIGURA 4-6B NI MYDAQ CON DIODO ZENER .....                          | 52 |
| FIGURA 4-7A PRUEBAS CON DIODO ZENER.....                            | 52 |
| FIGURA 4-7B PRUEBAS CON DIODO ZENER.....                            | 53 |
| FIGURA 4-7C PRUEBAS CON DIODO ZENER.....                            | 54 |
| FIGURA 4-8 PRUEBAS CON TBA820M.....                                 | 55 |
| FIGURA 4-9A PRUEBAS CON TBA820M .....                               | 56 |
| FIGURA 4-9B PRUEBAS CON TBA820M .....                               | 57 |
| FIGURA 4-9C PRUEBAS CON TBA820M .....                               | 58 |

## ÍNDICE DE TABLAS

|   |    |
|---|----|
| TABLA 1 SENSORES COMUNES.....                         | 35 |
| TABLA 2 CARACTERÍSTICAS DEL GENERADOR DE SEÑALES..... | 39 |
| TABLA 3 PRUEBAS Y RESULTADOS CON DIODO ZENER.....     | 54 |
| TABLA 4 PRUEBAS Y RESULTADOS CON TBA820M .....        | 58 |

## ÍNDICE DE ANEXOS

|                                     |    |
|-------------------------------------|----|
| ANEXO 1 HOJA DE DATOS TBA820M ..... | 63 |
|-------------------------------------|----|



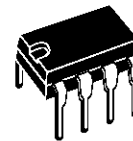
# **ANEXOS**

## 1.2W AUDIO AMPLIFIER

### DESCRIPTION

The TBA820M is a monolithic integrated audio amplifier in a 8 lead dual in-line plastic package. It is intended for use as low frequency class B power amplifier with wide range of supply voltage: 3 to 16V, in portable radios, cassette recorders and players etc. Main features are: minimum working supply voltage of 3V, low quiescent current, low number of external components, good ripple rejection, no cross-over distortion, low power dissipation.

Output power:  $P_o = 2W$  at  $12V/8\Omega$ ,  $1.6W$  at  $9V/4\Omega$  and  $1.2W$  at  $9V/8\Omega$ .



Minidip

ORDERING NUMBER: TBA820M

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| Symbol         | Parameter                                   | Value      | Unit       |
|----------------|---|------------|------------|
| $V_s$          | Supply voltage                              | 16         | V          |
| $I_o$          | Output peak current                         | 1.5        | A          |
| $P_{tot}$      | Power dissipation at $T_{amb} = 50^\circ C$ | 1          | W          |
| $T_{stg}, T_j$ | Storage and junction temperature            | -40 to 150 | $^\circ C$ |

### TEST AND APPLICATION CIRCUITS

Figure 1. Circuit diagram with load connected to the supply voltage

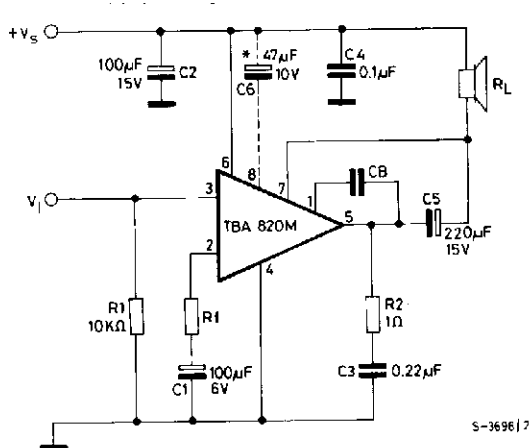
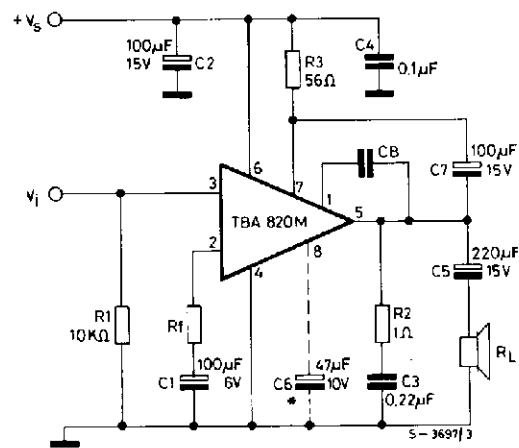


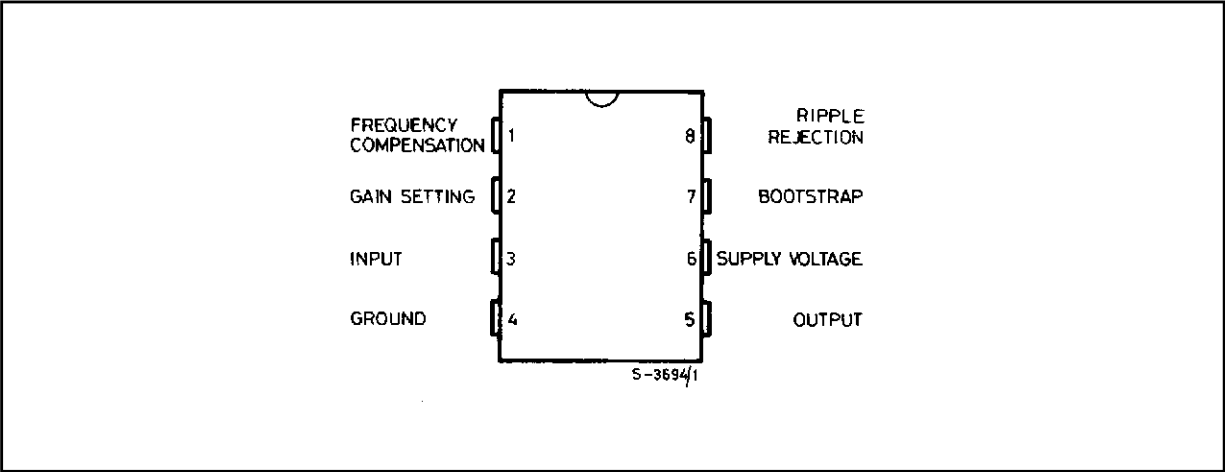
Figure 2. Circuit diagram with load connected to ground



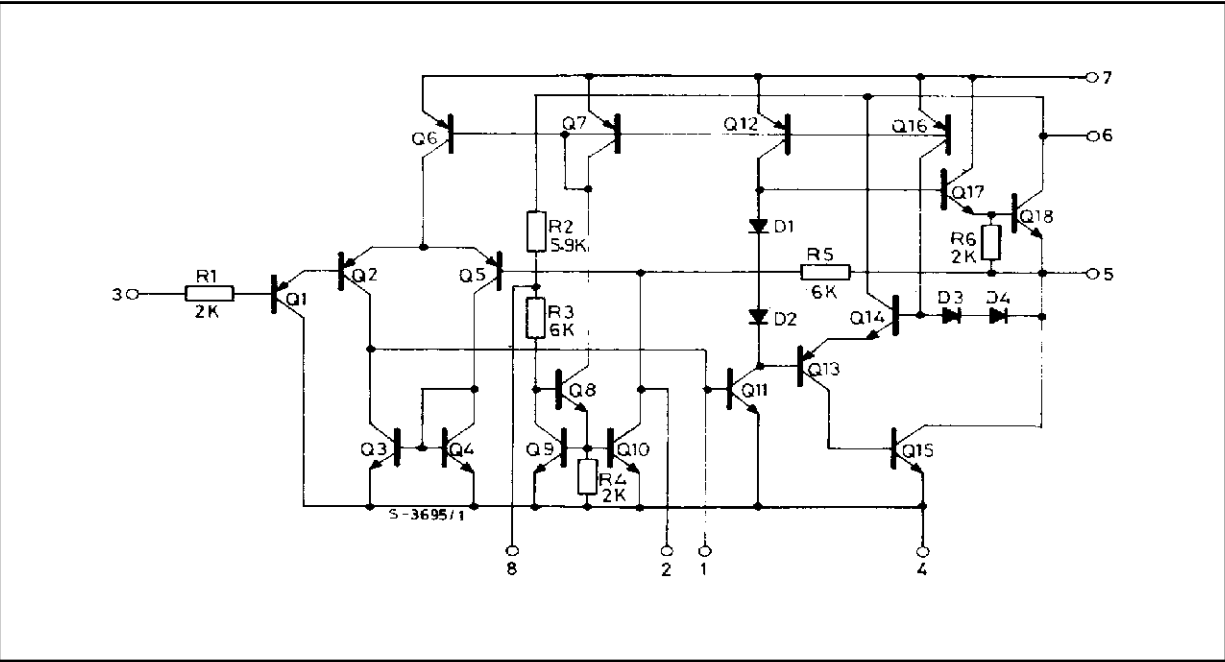
\* Capacitor C6 must be used when high ripple rejection is requested.

TBA820M

PIN CONNECTION (top view)



SCHEMATIC DIAGRAM



THERMAL DATA

| Symbol         | Parameter                           | Value   | Unit |
|----------------|-------------------------------------|---------|------|
| $R_{th-j-amb}$ | Thermal resistance junction-ambient | max 100 | °C/W |

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Refer to the test circuits  $V_s = 9V$ ,  $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}C$  unless otherwise specified)

| Symbol          | Parameter   | Test conditions  |  | Min.         | Typ.                            | Max. | Unit                  |
|-----------------|---|--|--|--------------|---------------------------------|------|-----------------------|
| V <sub>s</sub>  | Supply voltage                                    |  |  | 3            |                                 | 16   | V                     |
| V <sub>o</sub>  | Quiescent output voltage (pin 5)                  |  |  | 4            | 4.5                             | 5    | V                     |
| I <sub>d</sub>  | Quiescent drain current                           |  |  |              | 4                               | 12   | mA                    |
| I <sub>b</sub>  | Bias current (pin 3)                              |  |  |              | 0.1                             |      | μA                    |
| P <sub>o</sub>  | Output power                                      | d = 10%<br>R <sub>f</sub> = 120Ω<br>V <sub>s</sub> = 12V<br>V <sub>s</sub> = 9V<br>V <sub>s</sub> = 9V<br>V <sub>s</sub> = 6V<br>V <sub>s</sub> = 3.5V | f = 1 kHz<br>R <sub>L</sub> = 8Ω<br>R <sub>L</sub> = 4Ω<br>R <sub>L</sub> = 8Ω<br>R <sub>L</sub> = 4Ω<br>R <sub>L</sub> = 4Ω | 0.9          | 2<br>1.6<br>1.2<br>0.75<br>0.25 |      | W<br>W<br>W<br>W<br>W |
| R <sub>i</sub>  | Input resistance (pin 3)                          | f = 1 kHz  |  |              | 5                               |      | MΩ                    |
| B               | Frequency response (-3 dB)                        | R <sub>L</sub> = 8Ω<br>C <sub>5</sub> = 1000 μF<br>R <sub>f</sub> = 120Ω   | C <sub>B</sub> = 680 pF  | 25 to 7,000  |                                 |      | Hz                    |
|                 |   |  | C <sub>B</sub> = 220 pF  | 25 to 20,000 |                                 |      |                       |
| d               | Distortion  | P <sub>o</sub> = 500 mW<br>R <sub>L</sub> = 8Ω<br>f = 1 kHz  | R <sub>f</sub> = 33Ω   |              | 0.8                             |      | %                     |
|                 |   |  | R <sub>f</sub> = 120Ω  |              | 0.4                             |      |                       |
| G <sub>v</sub>  | Voltage gain (open loop)                          | f = 1 kHz R <sub>L</sub> = 8Ω  |  |              | 75                              |      | dB                    |
| G <sub>v</sub>  | Voltage gain (closed loop)                        | R <sub>L</sub> = 8Ω  | R <sub>f</sub> = 33Ω   |              | 45                              |      | dB                    |
|                 |   | f = 1 kHz  | R <sub>f</sub> = 120Ω  |              | 34                              |      |                       |
| e <sub>N</sub>  | Input noise voltage (*)                           |  |  |              | 3                               |      | μV                    |
| i <sub>N</sub>  | Input noise current (*)                           |  |  |              | 0.4                             |      | nA                    |
| $\frac{S+N}{N}$ | Signal to noise ratio (*)                         | P <sub>o</sub> = 1.2W<br>R <sub>L</sub> = 8Ω<br>G <sub>v</sub> = 34 dB   | R1 = 10KΩ  |              | 80                              |      | dB                    |
|                 |   |  | R1 = 50 kΩ   |              | 70                              |      |                       |
| SVR             | Supply voltage rejection (test circuit of fig. 2) | R <sub>L</sub> = 8Ω<br>f <sub>(ripple)</sub> = 100 Hz<br>C6 = 47 μF<br>R <sub>f</sub> = 120Ω   |  |              | 42                              |      | dB                    |

(\*) B = 22 Hz to 22 KHz

Figure 3. Output power vs. supply voltage

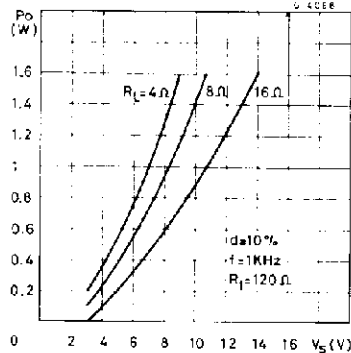


Figure 4. Harmonic distortion vs. output power

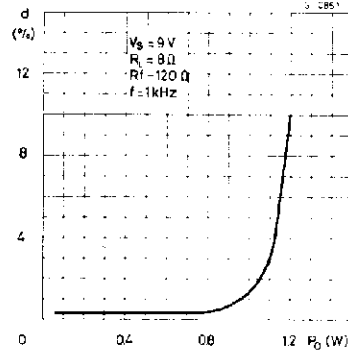


Figure 5. Power dissipation and efficiency vs. output power

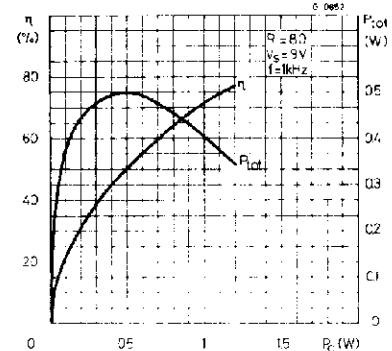


Figure 6. Maximum power dissipation (sine wave operation)

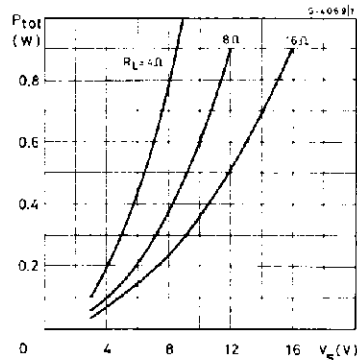


Figure 7. Suggested value of CB vs. Rf

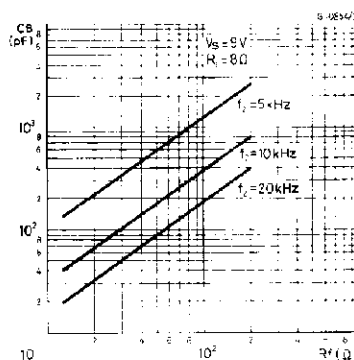


Figure 8. Frequency response

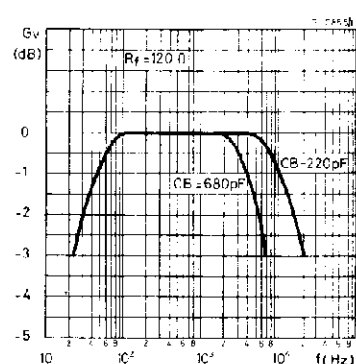


Figure 9. Harmonic distortion vs. frequency

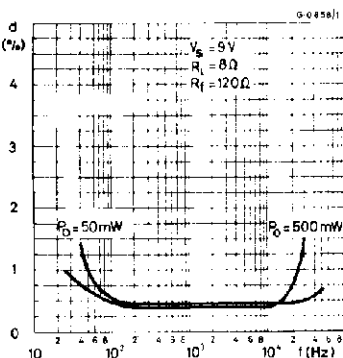


Figure 10. Supply voltage rejection (Fig. 2 circuit)

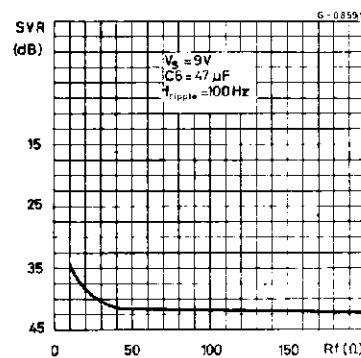
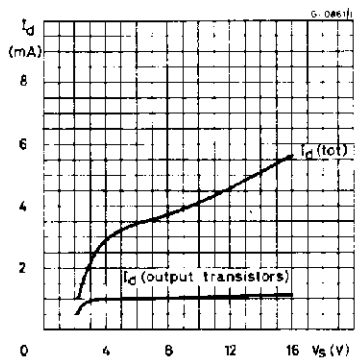
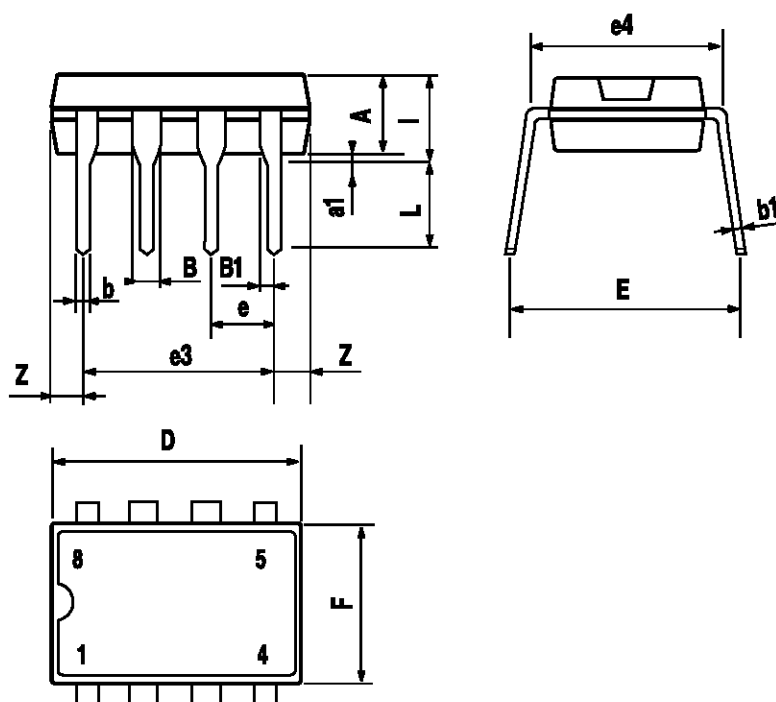


Figure 11. Quiescent current vs. supply voltage



## MINIDIP PACKAGE MECHANICAL DATA

| DIM. | mm    |      |       | inch  |       |       |
|------|-------|------|-------|-------|-------|-------|
|      | MIN.  | TYP. | MAX.  | MIN.  | TYP.  | MAX.  |
| A    |       | 3.32 |       |       | 0.131 |       |
| a1   | 0.51  |      |       | 0.020 |       |       |
| B    | 1.15  |      | 1.65  | 0.045 |       | 0.065 |
| b    | 0.356 |      | 0.55  | 0.014 |       | 0.022 |
| b1   | 0.204 |      | 0.304 | 0.008 |       | 0.012 |
| D    |       |      | 10.92 |       |       | 0.430 |
| E    | 7.95  |      | 9.75  | 0.313 |       | 0.384 |
| e    |       | 2.54 |       |       | 0.100 |       |
| e3   |       | 7.62 |       |       | 0.300 |       |
| e4   |       | 7.62 |       |       | 0.300 |       |
| F    |       |      | 6.6   |       |       | 0.260 |
| I    |       |      | 5.08  |       |       | 0.200 |
| L    | 3.18  |      | 3.81  | 0.125 |       | 0.150 |
| Z    |       |      | 1.52  |       |       | 0.060 |



Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, SGS-THOMSON Microelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SGS-THOMSON Microelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. SGS-THOMSON Microelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of SGS-THOMSON Microelectronics.

© 1994 SGS-THOMSON Microelectronics - All Rights Reserved

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.