

# **ANALISIS COMPARATIVO DE AMPLIFICADORES DE AUDIO DE ALTA POTENCIA**

**DAVID MAURICIO BARRERA NOVOA**  
[davidmauricio@gmail.com](mailto:davidmauricio@gmail.com)

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER**  
**FACULTAD DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES**  
**Bucaramanga**  
**2005**

# **ANALISIS COMPARATIVO DE AMPLIFICADORES DE AUDIO DE ALTA POTENCIA**

**DAVID MAURICIO BARRERA NOVOA**  
[davidmauricio@gmail.com](mailto:davidmauricio@gmail.com)

**Tesis de grado presentada como requisito final  
para optar el título de Ingeniero Electrónico**

**Director:**

**ING. ALFREDO R. ACEVEDO**

**Codirector:**

**Msc. JAIME G. BARRERO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER**  
**FACULTAD DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES**  
**Bucaramanga**  
**2005**

Dedico esta Tesis a Dios y a la Virgen María a mi padre Carlos  
a mi madre Aura, a mis hermanos Fabian y Roman,  
a mi novia, a mis amigos y todas las  
personas que hicieron posible  
su realización

## **AGRADECIMIENTOS**

El autor expresa sus agradecimientos a:

Dedico esta Tesis a Dios quien me brindo fortaleza para salir adelante a todos los tropiezos que tuve durante la ejecución de este proyecto.

A mis padres y hermanos por apoyarme incondicionalmente, darme su voz de aliento cuando mas lo necesité, e incentivar me a seguir adelante cuando todo parecía no tener solución.

A mi novia Carolina por ser tan especial y acompañarme en los momentos más difíciles, por ser más una amiga que una pareja y encontrar en ella el respaldo que necesite.

Al Ing. Alfredo Rafael Acevedo y Msc. Jaime Guillermo Barrero, quienes con sus consejos y respaldo me permitieron visualizar el camino para llegar a la culminación del presente proyecto.

A la Universidad Industrial de Santander por permitir que me pudiese formar en su alma mater como profesional y persona, y por brindarme los recursos necesarios que me permitieron llegar a la culminación de mi carrera Universitaria.

## TABLA DE CONTENIDO

<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
<b>1. AMPLIFICADORES DE AUDIO</b>	<b>2</b>
<b>1.1 Clases de amplificadores</b>	<b>2</b>
1.1.1 Clase A	2
1.1.2 Clase B	3
1.1.3 Clase AB	5
1.1.4 Clase T	6
1.1.5 Amplificador clase D	6
1.1.5.1 Análisis en frecuencia de una señal PWM	10
1.1.5.2 Filtro LC de salida	11
1.1.5.3 Frecuencia de oscilación	13
1.1.5.4 Función de transferencia de un amplificador clase D	14
1.1.5.5 Calculo de la eficiencia de un clase D	17
1.1.5.6 Desventajas de una clase D	19
1.1.5.6.1 Tiempo muerto	21
1.1.5.6.2 Inyección hacia la fuente de alimentación	23
1.1.5.6.3 Consideración EMI	24
<b>1.2 Comparación de topologías lineal vs. Clase D</b>	<b>25</b>
<b>1.3 Configuraciones especiales en los amplificadores</b>	<b>27</b>
1.3.1 Aplicación del amplificador en configuración de puente	27
1.3.2 Aplicación del amplificador en configuración paralelo	28
<b>2. AMPLIFICADOR CLASE D PRÁCTICO</b>	<b>30</b>

<b>2.1 Características generales</b>	<b>31</b>
<b>2.2 Circuitos adicionales al amplificador de audio</b>	<b>32</b>
2.2.1 Circuito para función de standby	32
2.2.2 Circuito de protección contra bajo voltaje	32
2.2.3 Circuito de secuencia de inicio y tiempo de autodiagnóstico	32
2.2.4 Circuito de protección contra corto circuito y corriente limite	33
2.2.5 Circuito de protección térmica	34
2.2.6 Ajuste de tiempo muerto	34
2.2.7 Circuito de control de oscilador	35
2.2.8 Circuito contra protección contra sobremodulación	36
2.2.9 Circuito amplificador de error	37
2.2.10 Amplificador de realimentación	38
2.2.11 Filtro de salida	40
<b>2.3 Entrada preamplificadora con filtro</b>	<b>44</b>
<b>3 ANÁLISIS PRÁCTICO DEL AMPLIFICADOR CLASE AB Y D</b>	<b>48</b>
<b>3.1 Fuente de alimentación para amplificadores de audio</b>	<b>48</b>
<b>3.2 Carga del amplificador de audio</b>	<b>49</b>
3.2.1 Variación de la resistencia de carga por cambios en la Temperatura	50
<b>3.3 Medición de la eficiencia en un amplificador de audio</b>	<b>53</b>
3.3.1 Modo de medición de las variables para medir la eficiencia	53
<b>3.4 Medición de la eficiencia del amplificador clase AB LM4780</b>	<b>55</b>
3.4.1 Prueba de eficiencia realizada al LM4780 en configuración básica	56
3.4.2 Prueba de eficiencia realizada al LM4780 en configuración puente	60

3.4.3 Prueba de eficiencia realizada al Lm4780 en configuración paralelo	64
<b>3.5 Análisis práctico del amplificador de audio clase D</b>	<b>68</b>
3.5.1 Cálculo de la eficiencia de un amplificador clase D	69
3.5.2 Medición de la distorsión armónica total (THD) en un amplificador clase D	73
3.5.3 Medición de la distorsión armónica total (THD) en un amplificador clase AB	80
<b>Conclusiones</b>	<b>84</b>
<b>Recomendaciones</b>	<b>86</b>
<b>Referencias Bibliográficas</b>	<b>88</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 Etapa de salida clase A	2
Figura 2 Etapa de salida clase B	3
Figura 3 Entrada contra Salida en un clase B	4
Figura 4 Diagrama de bloques amplificador clase T	6
Figura 5 Amplificador clase D, topología de puente completo	7
Figura 6 Diagrama de bloques del clase D	8
Figura 7 Onda PWM generada a partir de la señal de entrada y una señal triangular	9
Figura 8 Diagrama de amplificación de la señal de audio	9
Figura 9 Señal PWM típica	10
Figura 10 Espectro en frecuencia de una señal PWM	10
Figura 11 Acción del filtro pasabajos a la salida	11
Figura 12 Filtro Butherworth a la salida	12
Figura 13 Perdidas en un transistor mosfet	15
Figura 14 Diagrama on-off del transistor	17
Figura 15 Perdidas en un transistor MOSFET	18
Figura 16 Distorsiones presentes en cada etapa de una clase D	20
Figura 17 Tiempo muerto en el transistor superior e inferior del puente	21
Figura 18 Regiones 1 y 2 del tiempo muerto	21
Figura 19 Flujo de energía en la topología de medio puente	23

Figura 20 Flujo de energía en la topología de puente completo	24
Figura 21 Conducción del diodo de cuerpo	25
Figura 22 Comparación de eficiencias entre un amplificador Clase AB y clase D	25
Figura 23 Esquemático del amplificador de audio clase D lm4651-52	30
Figura 24 Generación onda PWM	31
Figura 25 Protección contra sobremodulación	36
Figura 26 Amplificador de error	37
Figura 27 Amplificador de instrumentación de realimentación en el LM4651	39
Figura 28 Filtro de realimentación de primer orden	39
Figura 29 Filtro de salida	41
Figura 30 Etapa preamplificadota con filtro pasabajos	45
Figura 31 Fuente de alimentación para un amplificador de audio	48
Figura 32 Carga implementada para realizar las pruebas de los amplificadores	50
Figura 33 Curvas para coeficiente de temperatura positivo y negativo	51
Figura 34 Resistencia de Potencia empleada como carga	52
Figura 35 Amplificador de audio clase AB LM4780	55
Figura 36 Eficiencia contra Pot. de salida para R=8.2 Ohm	58
Figura 37 Eficiencia contra Pot. de salida para R=4 Ohm	59

Figura 38 Eficiencia contra Pot. de salida clase AB en Configuración de puente para R=4 Ohm	61
Figura 39 Efecto de saturación en un amplificador clase AB lm4780	62
Figura 40 Eficiencia contra Pot. de salida clase AB en configuración de puente para R=8 Ohm	64
Figura 41 Eficiencia contra Pot. de salida clase AB en configuración paralelo para R=4 Ohm	66
Figura 42 Eficiencia contra Pot. de salida clase AB en configuración paralelo para R=2 Ohm	68
Figura 43 Señal de salida y frecuencia de conmutación presente en ella	69
Figura 44 Corriente entregada por la fuente de alimentación clase D	71
Figura 45 Eficiencia contra Pot. de salida clase D	73
Figura 46 Señal de salida a 200Hz tomada a escalas diferentes en el tektronix Tds210	74
Figura 47 Señal de entrada a 200Hz y su espectro	76
Figura 48 Señal de salida en el clase D a 200Hz y su espectro	77
Figura 49 Señal de entrada a 1 KHz y su espectro	78
Figura 50 Señal de salida a 1KHz en el clase D y su espectro	79
Figura 51 Espectro total de salida en el amplificador clase D	79
Figura 52 Señal de entrada a 200Hz en el clase AB y su espectro	80
Figura 53 Señal de salida a 200Hz en el clase AB y su espectro	81
Figura 54 Señal de entrada a 1KHz en el clase AB y su espectro	82
Figura 55 Señal de salida a 1Khz en el clase AB y su espectro	82

## LISTA DE TABLAS

Tabla I Datos de I y V en la carga y la alimentación para R=8.2Ohm	56
Tabla II Potencia de entrada y salida en un clase AB Im4780 R=8.2 Ohm	57
Tabla III Datos de I y V en la carga y la alimentación para R=4 Ohm	58
Tabla IV Potencia de entrada y salida en un clase AB Im4780 R=4 Ohm	59
Tabla V Datos de I y V en la carga y la alimentación para R=4 Ohm en configuración de puente	60
Tabla VI Potencia de entrada y salida en un clase AB Im4780 en configuración de puente para R=4 Ohm	60
Tabla VII Datos de I y V en la carga y la alimentación para R=8 Ohm en configuración de puente	62
Tabla VIII Potencia de entrada y salida en un clase AB Im4780 en configuración de puente para R=8 Ohm	63
Tabla IX Datos de I y V en la carga y la alimentación para R=4.1 Ohm en configuración paralelo	65
Tabla X Potencia de entrada y salida en un clase AB Im4780 en configuración en paralelo para R=4.1 Ohm	65
Tabla XI Datos de I y V en la carga y la alimentación para R=2 Ohm en configuración paralelo	66
Tabla XII Potencia de entrada y salida en un clase AB Im4780 en configuración en paralelo para R=2 Ohm	67
Tabla XIII Datos de I y V en la carga y la alimentación para R=4 Ohm en un amplificador clase D	70
Tabla XIV Potencia de entrada y salida en un clase D con R= 4 Ohm	72

**TITULO\*: ANÁLISIS COMPARATIVO DE AMPLIFICADORES DE AUDIO DE ALTA POTENCIA**

**AUTOR: DAVID MAURICIO BARRERA NOVOA\*\***

**PALABRAS CLAVES: AMPLIFICADOR DE AUDIO, AMPLIFICADOR EN PUENTE, AMPLIFICADOR EN PARALELO, CLASE D, CLASE AB, EFICIENCIA, THD.**

**DESCRIPCIÓN:**

En el presente proyecto se muestra un análisis detallado del amplificador de audio clase D empleando modulación de ancho de pulso (PWM) para amplificar la señal de audio; se manejan temas como: calculo de la eficiencia y ganancia de un amplificador clase D, características del filtro de salida, características de la señal PWM y desventajas del amplificador de audio clase D.

De igual forma se realiza una comparación de la eficiencia práctica y Distorsión Armónica Total (THD) con el amplificador de audio clase AB, para ello se implementaron dos amplificadores comerciales de alta potencia, el clase D LM4651-52 y el clase AB LM4780. De igual manera se explica la conexión puente y paralelo que permiten obtener niveles de potencia que no se pueden alcanzar con un amplificador de audio.

Las pruebas se realizaron con una resistencia de potencia para simular el parlante, y se ajustó a valores de carga de 4 y 8 Ohm para las configuraciones típica y puente, 4 y 2 Ohm para configuración paralelo, y 4 Ohm en el clase D. La THD se calculó para frecuencias de 200Hz y 1kHz. De estas pruebas se obtuvo la máxima THD medida en la banda de audio en el clase D de 1.52% y en el clase AB de 0.048%.

---

\* Trabajo de Grado

\*\* Facultad de Fisicomecánicas, Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Director: Alfredo Rafael Acevedo Picon.

**TITLE\* : COMPARATIVE ANALYSIS OF AUDIO AMPLIFIERS OF HIGH POWER**

**AUTHOR: DAVID MAURICIO BARRERA NOVOA\*\***

**KEY WORDS: AUDIO AMPLIFIER, BRIDGE AMPLIFIER, PARALLEL AMPLIFIER, CLASS D, CLASS AB, EFFICIENCY, THD.**

**DESCRIPTION:**

This project have a complete analysis of a amplifier class D using Pulse wave Modulation (PWM), for amplifier the audio signal, attending topic such: efficiency calculated and gain of single amplifier class D, out filter, detail of PWM signal and disadvantages of audio amplifier class D.

Besides, this work comparates the practice efficiency and Total Harmonic Distortion (THD) with AB class audio amplifier, it was made using two commercial amplifiers, and they are class D LM4651-52 and class AB LM4780. In the same way, the document explains the bridge amplifier and parallel amplifier, allowing level power that can not obtain with one audio amplifier.

The Probe was made with a power resistance for to simulate the speaker, and was adjust for values of load of 4 and 8 Ohm for the typical connection and bridge, 4 and 2 Ohm for parallel connection, and 4 Ohm in the class D. The THD was calculated for frequency of 200Hz and 1 kHz. Of it probes was measurement a THD maximum on class D of 1.52%, and in the class AB of 0.048%.

---

\* Degree Tesis

\*\* Faculty of Mechanical Engineerings Physias. School of Electrical, Electronic Engineering and Telecommunications. Director, Alfredo Rafael Acevedo Picon.

## INTRODUCCIÓN

Los amplificadores lineales durante muchos años dominaron el mundo del audio. Pero la llegada de los dispositivos electrónicos portátiles ha generado en el mercado una demanda de pequeños aparatos con larga duración de sus baterías, este es el motivo que ha llevado a los diseñadores a reemplazar los convencionales amplificadores lineales por amplificadores de alta eficiencia, y es en el clase D donde han encontrado la solución.

La implementación de los amplificadores de audio clase D, en los dispositivos portátiles se ha incrementado en los últimos años, gracias a los formatos de compresión de música que permiten llevar en un solo dispositivo cientos de canciones que junto con la larga duración de sus baterías ha sido el mérito que le ha permitido estar presente en la gran mayoría de los dispositivos portátiles de audio disponibles en el mercado

La eficiencia alcanzada por un amplificador clase D se encuentra por encima del 80%, permitiendo una notable reducción en los grandes y robustos sistemas de disipación empleados en los amplificadores lineales. Aunque su distorsión armónica es superior comparada con las topologías lineales, la mayor parte de esta distorsión se encuentra fuera del rango de frecuencias de audio lo que le permite un buen desempeño para estas aplicaciones, ya que el oído humano no puede captar estas frecuencias y las bobinas de los parlantes no pueden reproducirlas.

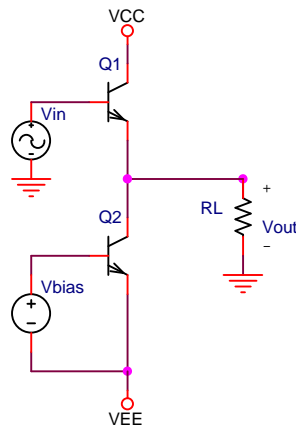
# 1. AMPLIFICADORES DE AUDIO

De las etapas de salida que se han diseñado a través de los años, algunas de ellas puede ser empleadas para aplicaciones de audio, entre estas tenemos: la clase A, B, AB, D, T, y todas ellas son aplicadas según los criterios de diseño, ya sea por eficiencia, por fidelidad, por linealidad o una combinación de las anteriores. En este capítulo se presentará una breve descripción de cada una de las clases anteriormente mencionadas, donde se especificarán algunas de sus características más relevantes y por último se presentará el clase D, del cual se hará un análisis más detallado acerca de su funcionamiento.

## 1.1 CLASES DE AMPLIFICADORES

### 1.1.1 CLASE A

Figura 1 Etapa de salida clase A.



Fuente: Autor.

Este es el modo de amplificación más simple, constituido por un transistor de polarización y un transistor seguidor de voltaje. Estos dos transistores operan siempre en región activa. Este circuito produce la más baja distorsión de todas las etapas de salida, siendo estos sistemas ideales para alta fidelidad. La constante linealidad en la topología clase A ha sido la principal característica que

le permite estar aun presente en muchas aplicaciones. Su configuración se presenta en la figura 1, donde el transistor Q1 se encuentra en configuración de seguidor de emisor y el transistor Q2 se encuentra polarizado con una corriente mayor a la máxima corriente de carga negativa. El máximo nivel de eficiencia en la clase A esta dada por:

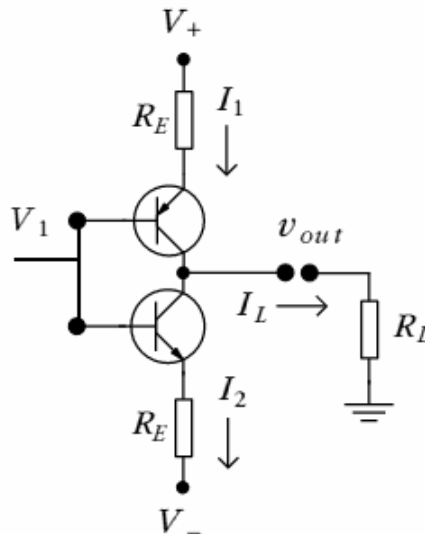
$$h = \frac{P_{OUT}}{P_{SUPPLY}} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{CC} I_Q}{2V_{CC} I_Q} \right) = 0.25 \Rightarrow 25\% \quad \text{Ec (1.1)} \quad [1]$$

Esta relación asume que el máximo voltaje es  $V_{CC}$  y que  $V_{CC} = |V_{EE}|$ .

### 1.1.2 CLASE B

Una comparación entre esta etapa de salida y la anterior, resalta un aumento en la eficiencia y en la distorsión. El origen de esta distorsión es debido a la no linealidad de su topología a lo largo de todo su rango dinámico. La topología de clase B que se muestra en la figura 2; esta etapa de salida se encuentra constituida por un transistor NPN y un PNP en configuración **push-pull**\*.

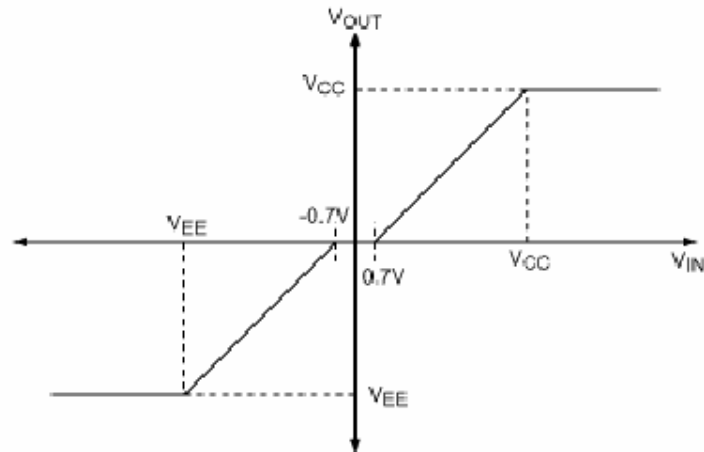
Figura 2 Etapa de salida clase B.



Fuente: Autor.

\* Push-pull: configuración de dos transistores complementarios,  $Q_N$  impulsa corriente hacia la carga cuando  $V_i$  es positivo y  $Q_P$  toma la corriente de la carga cuando  $V_i$  es negativo.

Figura 3 Señal de Entrada contra Señal de Salida en un clase B.



Fuente: [1] Nota de aplicación AN1760 de Maxim.

La señal de entrada puede variar entre  $V_{CC}$  y  $V_{EE}$ , su inconveniente radica en la zona muerta de 1.4V generada a causa de no poder encenderse alguno de los dos transistores, esta zona muerta es la causal de la distorsión en la salida como se observa en al figura 3, y es mas notoria cuando la señal de salida es de apenas unos volts de amplitud, en razón a que gran porcentaje de esta será cero a causa de esta no linealidad.

Partiendo de que el voltaje pico de salida en la carga es  $V_o$ , tenemos que la potencia entregada en la carga por las fuentes es:

$$P_L = \frac{V_o^2}{2 \times R_L} \quad \text{Ec (1.2)}$$

Ahora tenemos que la corriente tomada de cada fuente estará formada por semiondas senoidales (cada fuente entrega corriente sólo medio ciclo) de amplitud pico ( $V_o/R_L$ ), entonces la corriente promedio será la corriente tomada por cada fuente dividida por medio ciclo ( $p$ ), como  $|V_{CC}|=|V_{EE}|$  y  $|V_{EE}|=-V_{CC}$  la potencia tomada de cada una de las dos fuentes de alimentación será la misma e igual a:

$$P_{S+} = P_{S-} = \frac{V_o}{p \times R_L} V_{CC} \quad \text{Ec(1.3)}$$

Por tanto la potencia total entregada por las fuentes es:

$$P_{total} = 2 \times \frac{V_o}{p \times R_L} V_{CC} \quad \text{Ec(1.4)}$$

Por ultimo calculamos la eficiencia como la relación entre la potencia entregada por la fuente y la consumida por la carga.

$$h = \frac{\frac{V_o^2}{2 \times R_L}}{2 \times \frac{V_o}{p \times R_L} V_{CC}} = \frac{p \times V_o}{4 \times V_{CC}} \quad \text{Ec(1.5)}$$

De la ecuación 1.5 podemos determinar que es máxima cuando  $V_o$  es máximo, esto es cuando  $V_o = V_{CC} - V_{CEsat} \approx V_{CC}$  así la eficiencia máxima del clase B es

$$h = \frac{p}{4} \approx 78.5\% \quad \text{Ec(1.6)}$$

Aunque en la practica esta eficiencia no suele llegar mas allá del 50%.

### 1.1.3 CLASE AB

Esta es la topología de la etapa de salida más usada en los sistemas de audio actuales. Si el circuito que compone el clase B es mejorado para que funcione cuando la señal de entrada oscile entre -0.7 y +0.7 se obtiene una configuración clase AB. Además de reducir en un gran porcentaje la distorsión, esta polarización mejora la linealidad de la etapa de salida pero con la desventaja de permitir que ambos transistores puedan estar activos simultáneamente, este es el precio que se tiene que pagar para mejorar el desempeño en audio.

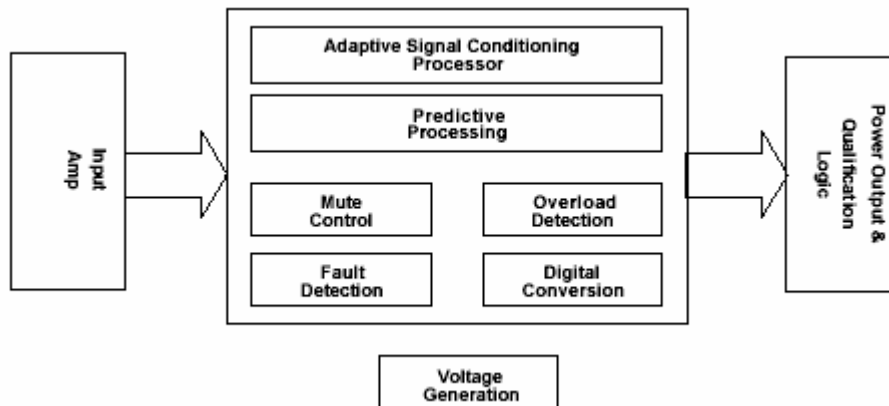
En la tecnología CMOS el voltaje para encender el transistor es diferente a los BJT's, por tanto la región de no linealidad es diferente, este voltaje en los MOSFET debe ser suficiente para crear el canal de conducción el cual es denominado  $V_t$  o voltaje de umbral, este voltaje por lo general es de 1 a 3 V y es controlado durante la fabricación [2].

#### 1.1.4 CLASE T

Este tipo de amplificador es el más novedoso y nuevo que existe en el mercado, aunque no se conoce detalladamente su funcionamiento existe una referencia de su arquitectura suministrada por el fabricante TRIPATH TECHNOLOGY dueño de la patente de este diseño (figura 4).

Este amplificador usa dos circuitos analógicos y algoritmos de procesamiento digitales de potencia propios de Tripath, estos son derivados de algoritmos predictivos y adaptativos usados en procesadores de telecomunicaciones. La señal modulada es enviada a los transistores de salida y luego pasa por un filtro pasabajos para demodular la señal. En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques del amplificador clase T.

Figura 4 Diagrama de bloques de un amplificador clase T.

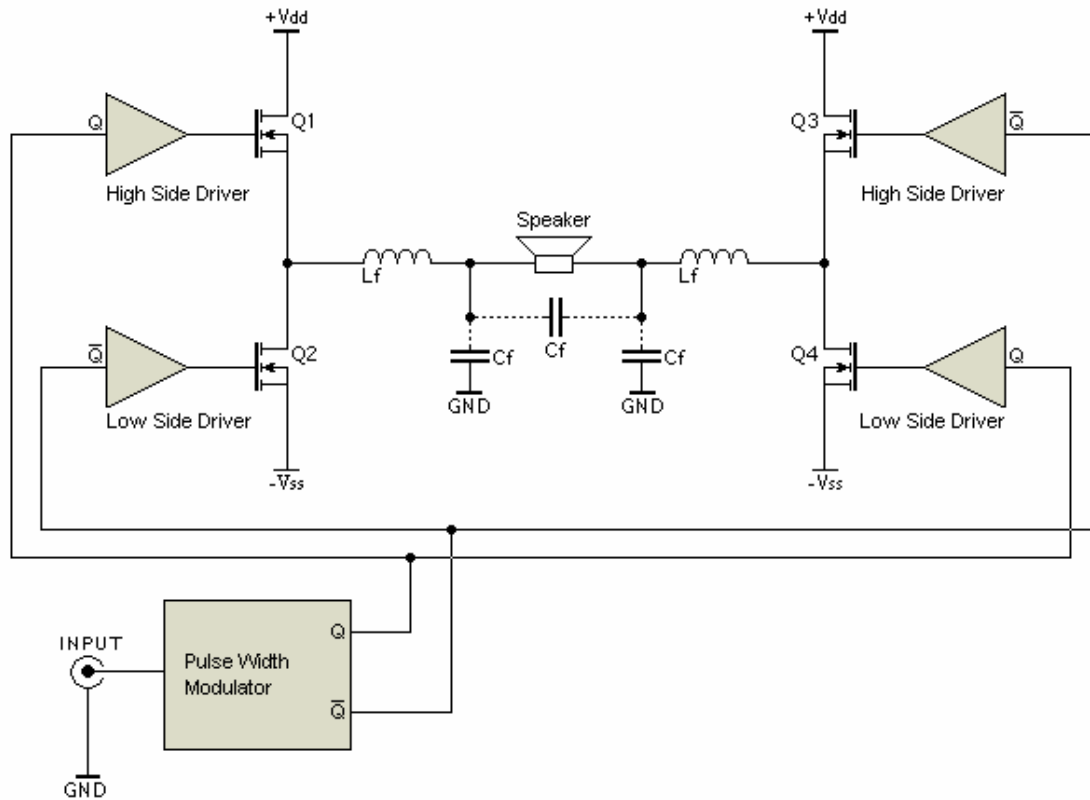


Fuente: Información técnica AN1, Tripath Technology. [3]

#### 1.1.5 AMPLIFICADOR CLASE D

En los últimos años aparece el “clase D” que es la única amplificación no lineal, logrando eficiencias del 90%-95% [4]. La señal de audio es modulada con una señal PWM la cual es usada para disparar los MOSFET de salida, posteriormente pasa a la última etapa constituida por un filtro pasabajos que remueve las altas frecuencias de la portadora PWM.

Figura 5. Amplificador clase D, topología de puente completo.



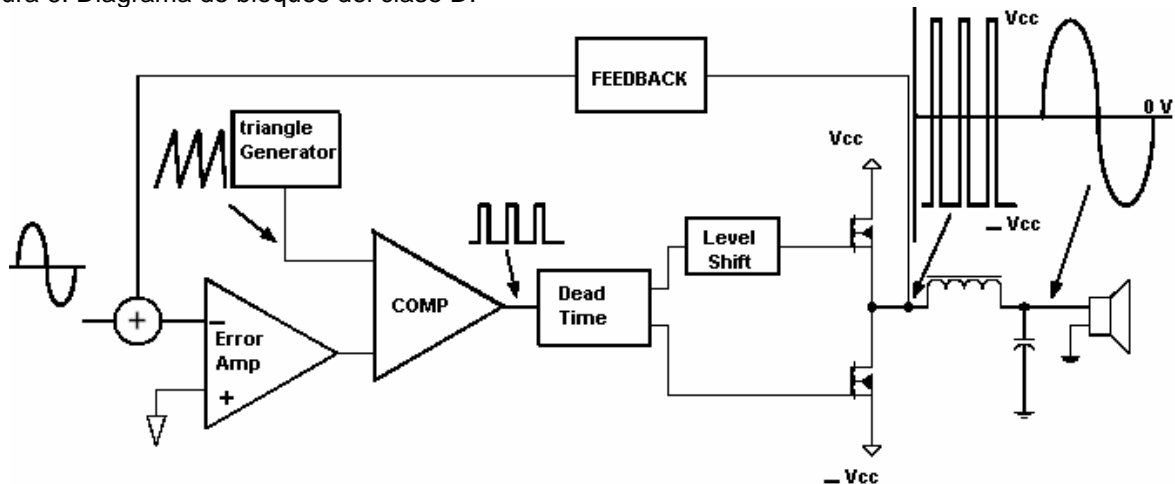
Fuente: <http://sound.westhost.com/articles/pwm.htm>

La estructura general del amplificador clase D está constituida por un puente H (Figura 5) o medio puente de transistores, alimentado por tensiones duales o simples. Los transistores trabajan como interruptores, es decir sólo operan en las regiones corte o saturación, para la tecnología bipolar o corte y trío para la tecnología MOSFET. Idealmente ningún transistor disipa potencia cuando se encuentra encendido o apagado. Cuando el transistor está en corte, la corriente a través de él es cero. Cuando está en saturación la caída de voltaje en él es pequeña, idealmente cero. En ambos caso la disipación es muy baja. [5]

Un amplificador clase D puede tomar dos tipos de señal de entrada, tanto una señal analógica como una digital. En este proyecto se maneja el tipo en el cual la señal de entrada es analógica. El amplificador clase D solo puede reproducir

señales binarias\*, de modo que para amplificar una señal análoga esta tendrá primero que ser convertida a una señal de dos estados. Para ello se emplea la modulación de ancho de pulso o PWM. En la modulación PWM la amplitud de la señal análoga sirve como control del porcentaje de tiempo que dura el transistor encendido, conocido como ciclo útil.

Figura 6. Diagrama de bloques del clase D.



Fuente: [2] nota de aplicación International Rectifier AN1071.

La señal PWM a la salida del sistema como se muestra en la figura 6, se genera comparando la señal de audio<sup>†</sup>, con una señal triangular o diente de sierra de alta frecuencia<sup>‡</sup>

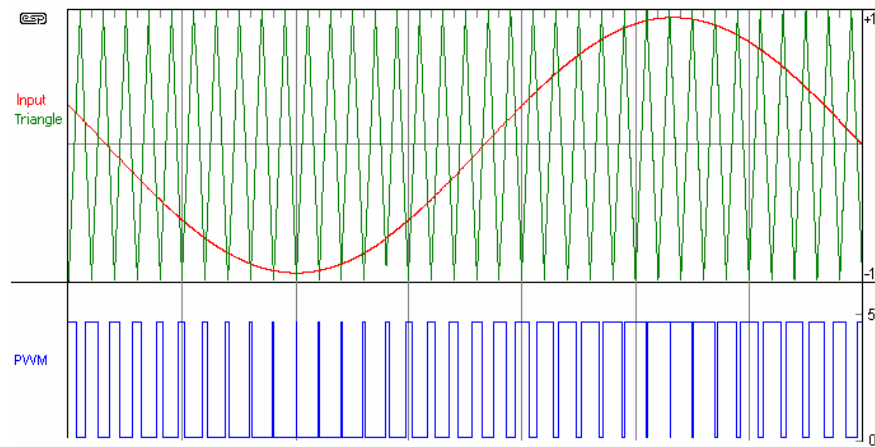
La forma de onda PWM que se obtiene a la salida del comparador (figura 7) se utiliza para activar los controladores de los MOSFETs, obteniendo finalmente la señal PWM amplificada a la salida de los transistores con valores que varía entre VCC y -VEE.

\* Señal Binaria: señal que solo posee dos para este caso VCC y -VEE

† El ancho de banda de una señal de audio es de 20Hz a 20kHz

‡ Esta frecuencia se recomienda que sea 10 veces la máxima frecuencia de audio que reproduzca el sistema

Figura 7 Onda PWM generada a partir de la señal de entrada y una señal triangular.



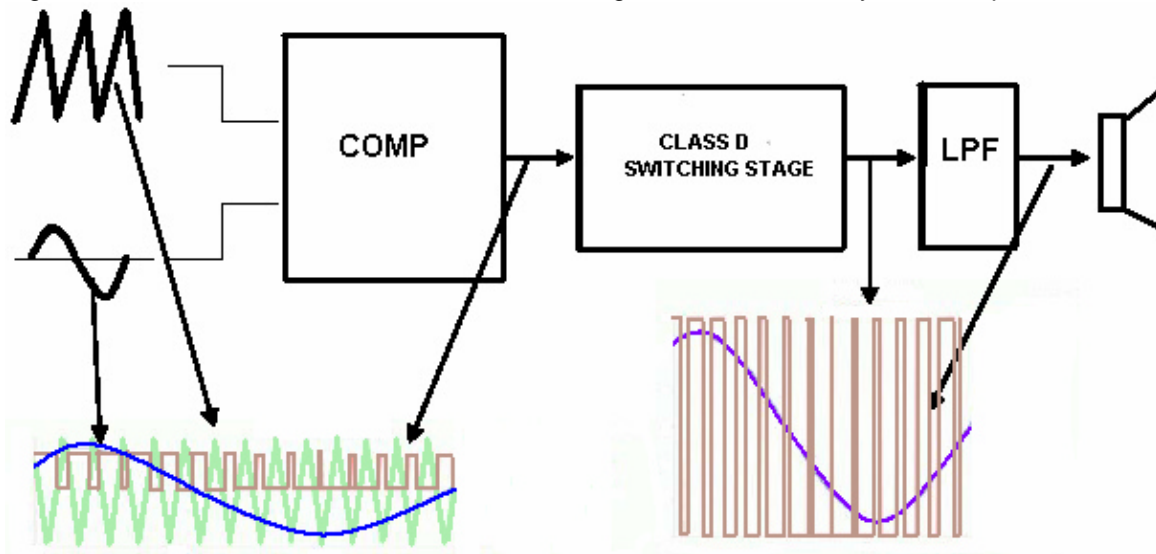
Fuente: <http://sound.westhost.com/articles/pwm.htm>

Por último se cuenta con un filtro pasabajos que por lo general es un filtro Butterworth\* de orden superior a 2 y de este modo se recupera la señal de audio pero ahora amplificada como se muestra en la figura 8.

Fig. 8 Diagrama de Amplificación de la señal de audio.

Fig. 8a. Generación de señal PWM.

Fig. 8b Filtro de salida y señal Amplificada.



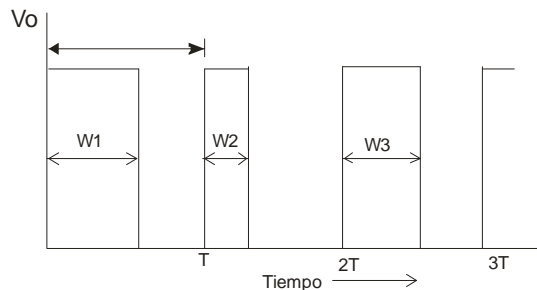
Fuente: [4] Nota de aplicación International Rectifier AN1071.

\* Recibe este nombre en honor del ingeniero inglés S Butterworth, este filtro se caracteriza por tener una respuesta máximamente plana.

### 1.1.5.1 ANÁLISIS EN FRECUENCIA DE UNA SEÑAL PWM

La señal PWM posee una frecuencia base, la cual es establecida por el oscilador local, pero el ancho de pulso es variable. El ancho del pulso es directamente proporcional a la amplitud de la señal de audio sin modular, en otras palabras la frecuencia de la PWM es constante mientras varía el ciclo útil (desde 0% al 100%) acorde a la amplitud de la señal original. Un ejemplo de una señal PWM con diferente ciclo útil se muestra en la figura 9

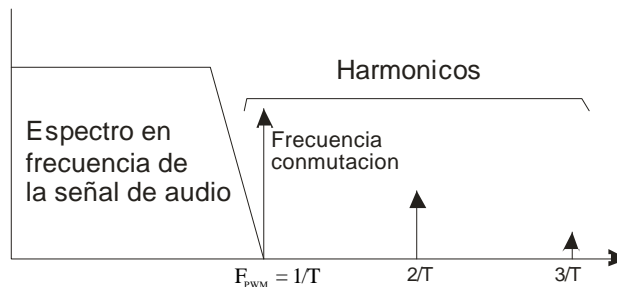
Figura 9 Señal PWM típica.



Fuente: nota de aplicación AN538 de Microchip. [6]

Al hacer un análisis de Fourier a una señal típica PWM se puede detallar que la máxima amplitud se encuentra en la componente fundamental, la cual está ubicada a una frecuencia igual a la frecuencia de oscilación, además se encontrarán otros armónicos a frecuencias iguales a  $F_n = k/T$  donde  $k$  es un entero y  $T$  es el período de la señal. Si se analiza la transformada de Fourier para una señal PWM se observa que el segundo armónico es cero y en general para todos sus armónicos pares, tal y como se muestra en la figura 10

Figura 10 Espectro en frecuencia de una señal PWM.

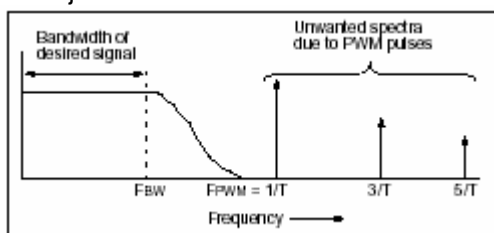


Fuente: nota de aplicación AN538 de Microchip [6]

Basados en el teorema de Nyquist\* la señal a modular podría tener frecuencias cercanas a la mitad de la frecuencia de modulación pero se necesitarían filtros ideales para separar la frecuencia banda base de la de modulación, el problema radica en que estos tipos de filtros no se pueden construir en la realidad, y modelos cercanos a este tipo son costosos y difíciles de construir, en especial si se usan filtros analógicos.

Lo anterior, es el motivo por el cual la frecuencia de la señal de oscilación se busca que sea 10 veces la máxima frecuencia de audio de la señal de entrada, esto con el objetivo de buscar una caída de una década en el filtro de salida después de la frecuencia de corte, la cual debe estar cercana a la máxima frecuencia de audio, tal y como se muestra en la figura 11.

figura 11 Acción del filtro pasabajos a la salida



Fuente: Nota de aplicación AN538 de Microchip [6]

#### 1.1.5.2 FILTRO DE LC DE SALIDA

El diseño adecuado de los filtros de salida permite atenuar la frecuencia de conmutación y sus armónicos logrando así un excelente ancho de banda para señales de audio y un buen desempeño de **THD**<sup>†</sup>. Un filtro con una buena frecuencia de corte extrae la señal de audio con un mínimo de distorsión. Un filtro con una frecuencia de corte de 30kHz por ejemplo, permite el paso de señales de

\* teorema de Nyquist: una señal analógica puede ser reconstruida, sin error, de muestras tomadas en iguales intervalos de tiempo. La razón de muestreo debe ser igual, o mayor, al doble del ancho de banda de la señal analógica

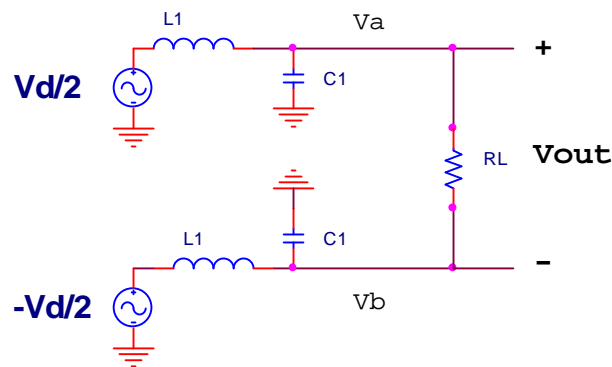
† THD: Sigla en inglés de Total Harmonic Distorsion, la cual es una medida de la cantidad de armónicos en una señal con relación a la fundamental.

audio hasta de 20kHz, con menos de 1dB de error, y señales de 16kHz con menos de 0.4dB de error. Estas pérdidas de ancho de banda son admisibles para muchas aplicaciones de audio, porque un adulto típico no puede escuchar más allá de 16kHz. El filtro deber ser elegido de acuerdo a las necesidades del sistema diseñado.

El filtro de salida es por lo general un filtro pasabajos LC de orden 2 con una frecuencia de 3dB\* por encima de la máxima frecuencia de la señal de audio que se pretende amplificar, de este modo se remueven las altas frecuencias contenidas en la onda cuadrada a la salida del puente H y permite que la señal de audio pase a través de él sin cambiar. Por ejemplo un filtro de segundo orden LC con frecuencia de corte 30kHz es suficiente para una frecuencia de 250kHz de conmutación

Un filtro Butterworth como el que se muestra en la figura 12 es el más recomendado, por tener una respuesta plana que permite la misma atenuación para todas las frecuencias de audio, de igual forma este tipo de filtros poseen una fase tal que sumada a la sistema, no es superior a 180° o dicho en otras palabras no inestabiliza el sistema.

Figura 12 filtro Butterworth de salida



\* Frecuencia de 3dB es la frecuencia a la cual la potencia de la señal se ha atenuado a la mitad.

Entre mayor sea el orden del filtro, más se atenúa las componentes de frecuencia correspondientes a la conmutación, y de este modo se disminuye la distorsión armónica total THD para la banda comprendida entre los 20Hz y la frecuencia de conmutación.

### **1.1.5.3 FRECUENCIA DE OSCILACIÓN**

La frecuencia de oscilación de la señal diente de sierra es una consideración importante a tener en el diseño de un amplificador clase D. La frecuencia de la señal PWM determina los requerimientos de los filtros de salida y de la tasa de muestreo de la señal de audio de entrada.

El mejor balance entre desempeño y tamaño de los componentes es logrado con una frecuencia de oscilación mínimo de 10 veces la máxima frecuencia de audio (la cual es típicamente 20kHz). Una frecuencia de 250kHz de conmutación permite tamaños moderados de inductores de 15uH y capacitores de 1uF para una carga de 4O y una frecuencia de corte de 30kHz., de manera que el filtro atenúa las frecuencias de conmutación y deja pasar las señales de audio. [1]

La mayor distorsión en un amplificador clase D está dada por la baja frecuencia de oscilación, este efecto está compensado por un aumento en la eficiencia. Una frecuencia mayor a 10 veces la máxima señal de audio origina la posibilidad de aumentar la frecuencia de corte del filtro y el reducir el orden del mismo, mejorando la distorsión, pero disminuye la eficiencia porque aumenta las pérdidas por conmutación. Una elevada frecuencia de oscilación permite implementar el filtro de salida usando valores moderados en sus componentes, de modo que el tamaño físico del mismo sea pequeño. Esta condición permite disminución en los costos y en el tamaño de los componentes del filtro de salida; además extiende el rango de frecuencias a amplificar.

Incrementando la tasa de muestreo se reduce la distorsión a un margen óptimo, pero el **Slew Rate**<sup>\*</sup> del comparador y de los **drivers**<sup>†</sup> del puente pueden llegar a ser importantes a frecuencias mayores. Asumiendo un **Slew rate** del comparador de 50V/us, una variación de 0 a +5V en su salida a un periodo de 1us, y un ciclo útil del 50% el voltaje promedio de salida independientemente del **slew rate** será 2.5V, pero si ahora el ciclo útil es del 5% necesitaremos un tiempo de  $1\text{us} \cdot 0.05 = 0.05\text{uS}$  para poder efectuar el cambio de 0 a 5V, ahora, si vemos el **Slew rate** del comparador éste necesita al menos 0.1us para efectuar el cambio, por tanto a la salida del comparador la señal sólo alcanzará a llegar a 2.5V antes de efectuarse nuevamente el cambio. Un caso similar ocurre cuando el ciclo útil es del 95%. De este modo el **Slew rate** finito del comparador causa atenuación en los picos de la señal.

#### 1.1.5.4 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA UN AMPLIFICADOR CLASE D

Para calcular la función de transferencia, se emplea el esquema general del amplificador de audio clase D, cuyo esquemático está representado en la figura 13, donde  $F(s)$  es la función de transferencia del filtro de realimentación y  $e(s)$  es la función de transferencia de la realimentación del amplificador de error.

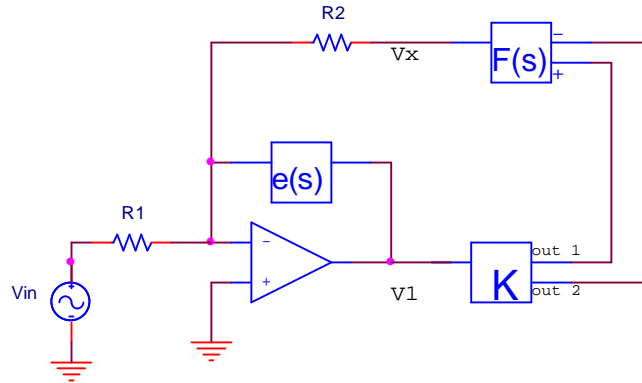
La ganancia efectiva  $K$  puede ser determinada aplicando un voltaje DC a la entrada y calculando la razón entre el voltaje DC de salida  $V_o$  y el voltaje de entrada DC. Si  $V_{in}$  se incrementa,  $V_o$  incrementa linealmente hasta alcanzar un nivel límite ( $V_{OP}$ ) o de saturación, donde el nivel de DC a la salida no incrementa mas, esto ocurre cuando  $V_s = V_{TP}$ . [6].

---

\* Slew Rate: Rata mínima de tiempo que necesita un dispositivo para hacer un cambio de un valor a otro de señal.

† driver: Dispositivo encargado de disparar a los mosfet con el fin de buscar las menores pérdidas por encendido y apagado

Figura 13 Diagrama de bloques para la ganancia de un clase D



Por lo tanto la ganancia efectiva K esta dada por:

$$K = \frac{V_{OP}}{V_{TP}}$$

Conociendo el valor de K podemos calcular la función de transferencia sabiendo que:

$$F(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{W_f}\right) \times (R_{f1} + R_{f2})} \rightarrow W_f = (R_{f1} \parallel R_{f2}) \times C_f$$

$$e(s) = \frac{R_f}{sC_f R_f + 1}$$

$$V_x = (V_{out1} - V_{out2}) \times F(s)$$

$$V_{out1} - V_{out2} = K V_1$$

Aplicando nodos en la entrada inversora del operacional

$$\frac{-V_{in}}{R1} + \frac{-V_x}{R2} + \frac{-V1}{e(s)} = 0$$

$$\frac{-V_{in}}{R1} - \frac{(V_{out1} - V_{out2}) \times F(s)}{R2} - \frac{(V_{out1} - V_{out2})}{K \times e(s)} = 0$$

$$\begin{aligned}
-(V_{out1} - V_{out2}) \left( \frac{F(s)}{R2} + \frac{1}{K \times e(s)} \right) &= \frac{V_{in}}{R1} \\
\frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in}} &= \frac{1}{\left( \frac{F(s)}{R2} + \frac{1}{K \times e(s)} \right) \times R1} = \frac{R2 \times K \times e(s)}{\left( \frac{F(s) \times K \times e(s)}{R2} + \frac{R2}{K} \right) \times R1} \quad \text{Ec(1.7)}
\end{aligned}$$

Empleando la ecuación 1.7 podemos encontrar la función de transferencia del LM4651-52, reemplazando  $e(s)$  por la función de transferencia del amplificador de error y  $F(s)$  por la función de transferencia del filtro de realimentación que se encuentran en el capítulo 2.

$$\frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{F(s) \times R1}{R2} + \frac{R1 \times (sC_f R_f + 1)}{K R_f}} = \frac{1}{\frac{F(s) \times R1}{R2} + \frac{R1}{K R_f} + \frac{sC_f R1}{K}}$$

$$\frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{C_f R1}{K} \left( \frac{\frac{F(s) R1}{R2} + \frac{R1}{K R_f}}{\frac{C_f R1}{K}} + s \right)} = \frac{1}{\frac{C_f R1}{K} \left( \frac{K F(s)}{C_f R2} + \frac{1}{C_f R_f} + s \right)}$$

$$\frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{C_f R1}{K} \left( \frac{K}{\left( \left( 1 + \frac{s}{W_f} \right) \times (R_{f1} + R_{f2}) \right) C_f R2} + \frac{1}{C_f R_f} + s \right)}$$

$$\frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{C_f R1}{K} \left( \frac{K R_f + \left( 1 + \frac{s}{W_f} \right) \times (R_{f1} + R_{f2}) R2}{\left( 1 + \frac{s}{W_f} \right) \times (R_{f1} + R_{f2}) R2 C_f R_f} \right) + \left( s + \frac{s^2}{W_f} \right) \times (R_{f1} + R_{f2}) R2 C_f R_f}$$

Por tanto la función de transferencia del sistema es: Ec(1.8)

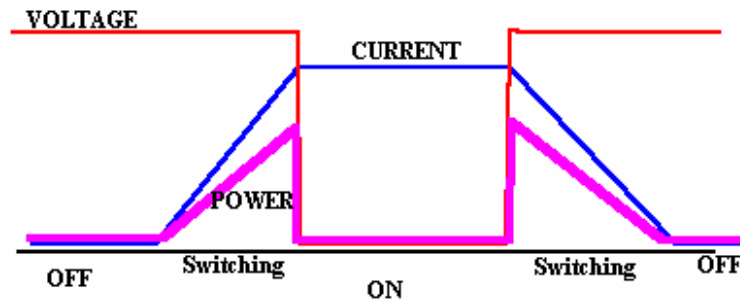
$$\frac{V_{out1} - V_{out2}}{V_{in}} = \frac{KR_f \times \left(1 + \frac{s}{W_f}\right) \times (R_{f1} + R_{f2})R_2}{R_1 \left( \frac{s^2 (R_{f1} + R_{f2})R_2 C_f R_f}{W_f} + s \left( \frac{1}{W_f} + C_f R_f \right) (R_{f1} + R_{f2})R_2 + [(R_{f1} + R_{f2})R_2 + KR_f] \right)}$$

#### 1.1.5.5 CALCULO DE LA EFICIENCIA DE UN CLASE D

La eficiencia de un amplificador clase D esta determinada principalmente por las pérdidas que se puedan generar en el puente, ya que las pérdidas de potencia en la etapa de control son despreciables en comparación a las pérdidas de la etapa de salida.

Cuando un transistor trabaja en conmutación éste no realiza instantáneamente el cambio de estado entre corte y saturación como se observa en la figura 14

Figura 14 Diagrama on-off del transistor



Fuente: [7] Linear and switching amplifiers

Este tiempo que demora en conmutar el transistor, genera que durante un corto instante se presente un pequeño consumo de corriente ocasionando pérdidas de potencia, estas pérdidas multiplicadas por la frecuencia o el número de veces en que se repite la activación y desactivación, será igual a las pérdidas totales de potencia por conmutación.

Las pérdidas que se presentan en el transistor se pueden representar por resistencias, las cuales simularán el consumo de potencia como se muestra en la figura 15

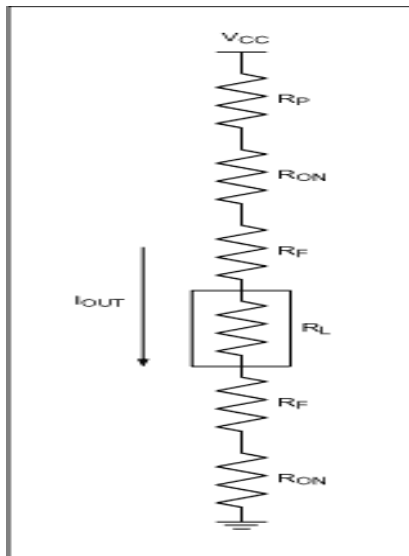
Teniendo en cuenta que la eficiencia viene dada por la relación entre la potencia de salida (entregada a la carga) y la potencia de entrada se tiene la siguiente ecuación:

$$\text{eficiencia } h = \frac{P_{OUT}}{P_{SUPPLY}} = \frac{I_{OUT}^2 \times R_L}{I_{OUT}^2 (2R_{ON} + 2R_F + R_P + R_L)} \quad \text{Ec(1.9) [1]}$$

Como se explico anteriormente el proceso de conmutación entre corte y saturación no es instantáneo, generando así pérdidas que se denominan perdidas por conmutación las cuales están dadas por:

$$P_{CONMUTACION} = \frac{1}{2} (F_{OSC} I_{OUT}^2 (t_{ON} + t_{OFF}) 2R_{ON}). \quad \text{Ec(1.10) [1]}$$

Figura 15 Pérdidas en un transistor MOSFET



Fuente: [1] Class D Audio Amplifiers Save Battery Life.

Donde

**R<sub>p</sub>**: Es debido a resistencias parásitas la causa de Combinación de metales, empalmes y trazos del PCB.

**R<sub>f</sub>**: Es la resistencia parásita de los componentes del filtro.

**R<sub>on</sub>**: Es la resistencia de encendido de los MOSFET.

**R<sub>L</sub>**: Es la resistencia de carga.

Teniendo en cuenta estas pérdidas en el cálculo de eficiencia de manera que la ecuación (6) será ahora:

Ec(1.11) [4]

$$h = \frac{P_{OUT}}{P_{SUPPLY} + P_{SWITCH}} = \frac{I_{OUT}^2 \times R_L}{I_{OUT}^2 (2R_{ON} + 2R_F + R_P + R_L) + \frac{1}{2}(F_{OSC} \cdot I_{OUT}^2 (t_{ON} + t_{OFF})2R_{ON})}$$

Partiendo de la ecuación 1.11, y asumiendo una resistencia de carga  $R_L=4 \text{ } \Omega$ ,  $f_{osc}=250\text{kHz}$ ,  $t_{on}=t_{off}=25\text{ns}$ ,  $R_{ON}=250\text{m } \Omega$ ,  $R_F=25\text{m } \Omega$ , y  $R_P= 80\text{m } \Omega$ , obtenemos una eficiencia del 86.33%; ahora, cuando se usa una resistencia de carga de  $8 \text{ } \Omega$  obtenemos una eficiencia del 92.66%, estos dos valores de carga son las impedancias típicas de los parlantes utilizados en esta clase de amplificadores.

#### 1.1.5.6 DESVENTAJAS DE UN CLASE D

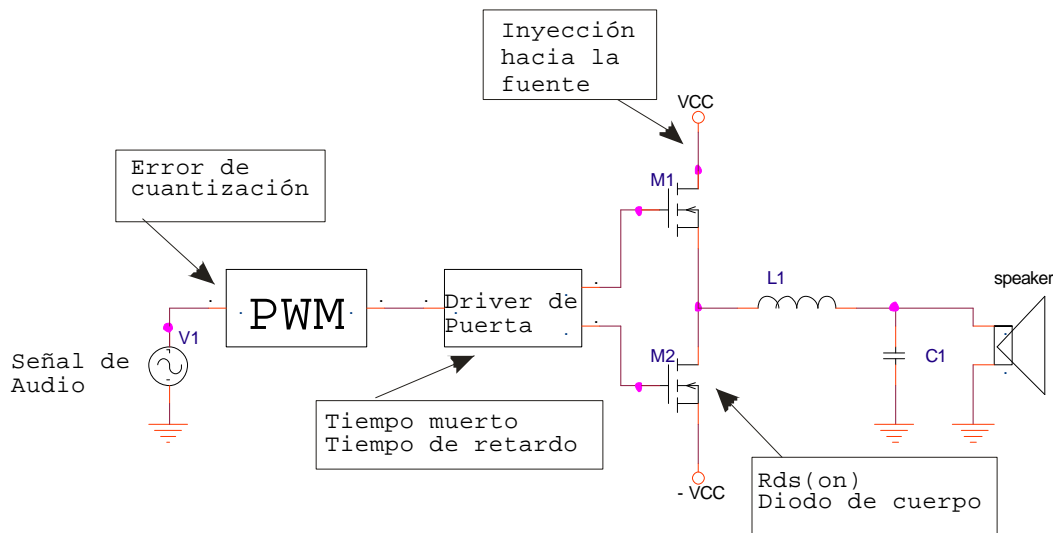
En una etapa de amplificación ideal de un clase D no hay distorsión, no hay generación de ruido en la banda audible, y se alcanza una eficiencia del 100%. Sin embargo como se muestra en la figura 16, en los amplificadores prácticos hay imperfecciones que generan distorsiones y ruido. Las imperfecciones son causadas por distorsiones de la onda cuadrada a la salida.

Las cuales son:

1. No linealidad en la señal PWM desde el modulador a la etapa de conmutación debido a la resolución y/o oscilaciones en el tiempo.

2. retardos en el tiempo adicionados a los **drivers** de la puerta, tales como tiempo muerto, ton/toff y  $t_{rise}^*$  /  $t_{fall}^\dagger$ . [4]
3. Características no deseadas en los dispositivos de conmutación, tales como resistencia finita de encendido ( $R_{DS(on)}$ ), velocidad finita de conmutación o características del diodo de cuerpo del transistor.
4. Componentes parásitos que causan picos en los transitorios.

Figura 16 distorsiones presentes en cada etapa de un clase D.



Fuente: nota de aplicación AN1071

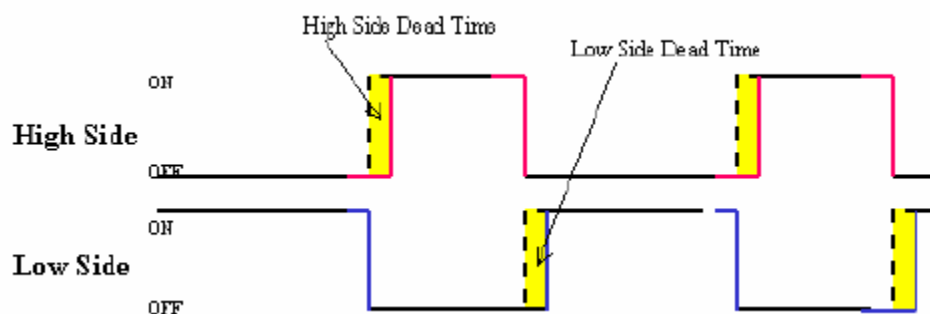
En general, los errores de tiempo en la señal de puerta son la causa principal de no linealidad. El error de tiempo debido al tiempo muerto (**dead time**) es en particular la más significativa contribución a la no linealidad en una etapa clase D. Una pequeña cantidad de tiempo muerto de una décima de nanosegundo puede fácilmente generar más que el 1% de **THD** (distorsión armónica total). [4]

\*  $t_{fall}$ : tiempo que demora el transistor en cambiar de un estado alto a uno bajo  
 †  $t_{rise}$ : tiempo que demora el transistor en cambiar de un estado bajo a uno alto

### 1.1.5.6.1 DEAD TIME (Tiempo muerto)

El modo de operación de la etapa de salida de un clase D en configuración de medio puente, puede especificarse en tres regiones diferentes, basadas en como la onda de salida sigue a la señal de entrada en el tiempo. En estas tres regiones de operación diferentes, la onda de salida sigue los cambios de flanco en la señal de entrada del transistor superior e inferior del puente. (figura 17)

Figura 17 tiempo muerto en el transistor superior e inferior del puente



Fuente: nota de aplicación AN1071

Examinando la primera región de operación (figura 18a), donde la corriente de salida fluye desde la etapa del clase D a la carga, cuando la cantidad de corriente es mayor que la corriente de la bobina L1, en el instante en que el transistor M1 se apaga y antes que el transistor M2 se encienda, el nodo de salida está manejando la fuente DC negativa.

figura 18. Regiones 1 y 2 del tiempo muerto

figura 18a región 1 del tiempo muerto

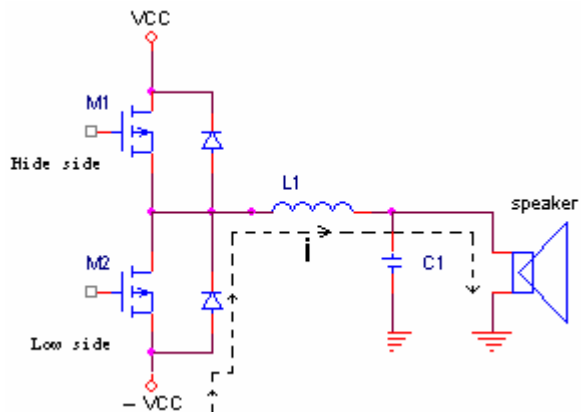
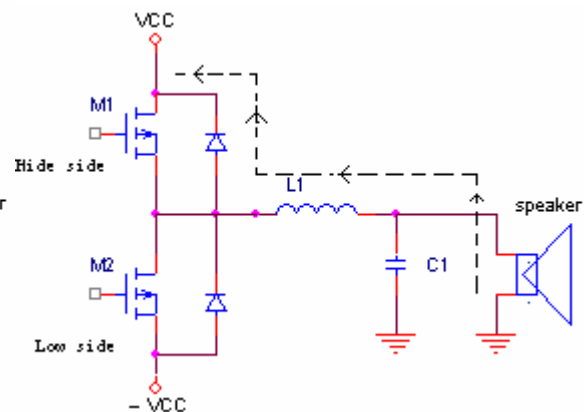


figura 18b región 2 del tiempo muerto



Esta acción es automáticamente causada por conmutación de corriente proveniente de la demodulación del inductor, independientemente del tiempo de encendido del transistor M2. Por lo tanto la onda de salida en el tiempo no es influenciada por el tiempo muerto insertado en el flanco de encendido del transistor M2, y siempre sigue a la entrada del transistor M1 en el tiempo.

Consecuentemente la onda PWM es cortada sólo por el tiempo muerto insertado en la señal de la puerta del transistor M1, resultando en una ligera disminución de la ganancia de voltaje como se esperaría desde el ciclo útil de la entrada.

Una situación similar ocurre en la región de operación negativa donde la corriente de salida fluye desde la carga a la etapa del clase D. En este caso la onda de salida en el tiempo no es influenciado por el tiempo muerto insertado en el flanco del encendido del transistor M1, y siempre sigue en el tiempo a la entrada del transistor M2, Consecuentemente, la onda PWM es cortada sólo por el tiempo muerto insertado dentro de la señal de puerta del transistor M2.

Hay una región entre los dos modos de operación descritos anteriormente donde la salida en el tiempo es independiente del tiempo muerto. Cuando la salida de corriente del inductor L1 es cero, la salida en el tiempo sigue al flanco de apagado de cada entrada porque en esta región el encendido es hecho por conmutación a corriente cero. Aquí no hay distorsión en el medio de esta región.

Como la salida de corriente varía de acuerdo a la señal de audio entrante, la etapa clase D está cambiando en estas regiones de operación, donde cada una tiene una ligera diferencia de ganancia. La onda de salida será distorsionada por estas 3 diferentes regiones de ganancia en un ciclo de la señal de audio.

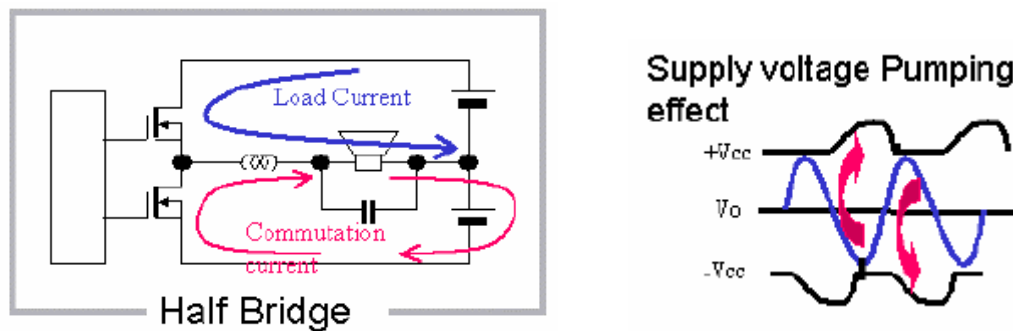
La solución a este inconveniente es escoger un tiempo muerto pequeño pero esto puede ser muy arriesgado en producción en masa. Porque una vez ambos MOSFET (superior e inferior) son encendidos simultáneamente, la fuente de

voltaje DC será cortocircuitada por estos. Una enorme cantidad de corriente fluirá a través del corto, la cual resultará en la destrucción del dispositivo.

#### 1.1.5.6.2 INYECCIÓN HACIA LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Otra marcada causa de degradación en la calidad de la señal es la inyección hacia la fuente o **bus pumping**. La cual puede ser vista cuando la topología de medio puente esta alimentando a baja frecuencia a la carga. Como se ha mencionado anteriormente la ganancia del amplificador clase D es directamente proporcional a la fuente de voltaje, de esta manera fluctuaciones de este tipo son causales de distorsión. Sabiendo que el flujo de corriente en la carga es bi-direccional, hay un período donde el amplificador clase D suministra energía a la fuente de alimentación. La mayoría de la energía que fluye de regreso a la fuente es de la energía almacenada en el inductor del filtro pasabajos de salida como se observa en la figura 19.

Figura 19 Flujo de energía en la topología de medio puente



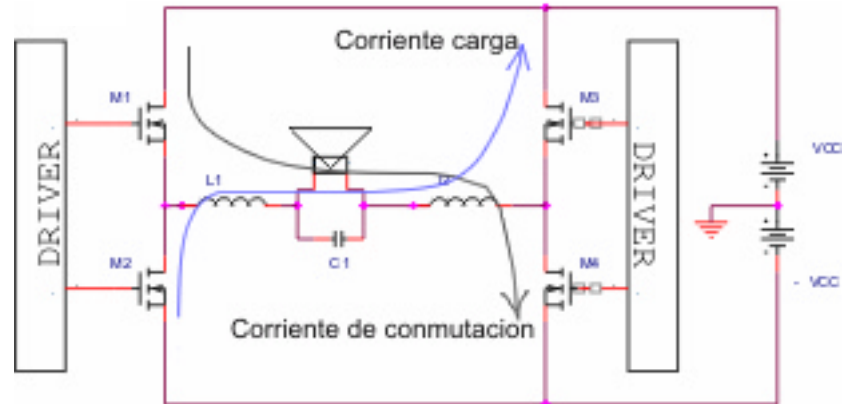
Fuente: Nota de aplicación AN1071

Usualmente la fuente de alimentación no puede absorber la energía proveniente de la carga, de modo que en la alimentación se presentarán altibajos creando fluctuaciones.

Los altibajos en la alimentación no ocurren en la configuración de puente completo, porque la energía que es liberada por el filtro pasabajos de un lado

(M2-M3), hacia la fuente de alimentación es consumida por el lado opuesto del puente (M1-M4) como se observa en la figura 20.

Figura 20 Flujo de energía en la topología de puente completo



Fuente: Nota de aplicación AN1071 de IRF [4]

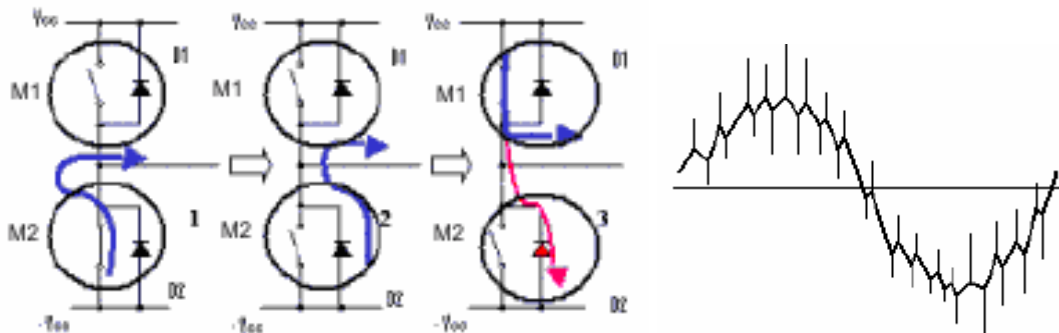
#### 1.1.5.6.3 CONSIDERACIÓN EMI: $Q_{rr}$ en diodo de cuerpo

La presencia de EMI (interferencia electromagnética) en un diseño de un amplificador clase D es un problema, semejante a otras aplicaciones de conmutación. Una de las mayores fuentes de EMI es la carga de recuperación inversa del MOSFET, fluyendo desde  $V_{cc}$  hacia  $-V_{cc}$  a través del diodo de cuerpo del MOSFET. Durante el tiempo muerto insertado para prevenir el disparo por corriente, la corriente que circula por el inductor del LPF\* enciende el diodo del cuerpo D2. En la siguiente fase cuando el MOSFET M1 es encendido en el final del tiempo muerto, el diodo del cuerpo D2 está aún en estado de conducción a menos que las cargas minoritarias almacenadas estén completamente descargadas como se muestra en la figura 21. Esta corriente de recuperación inversa tiende a tener forma de un filo puntiagudo aumentando la THD de la señal de salida.

---

\* LPF: filtro pasa bajos

Figura 21 Conducción del diodo de cuerpo.

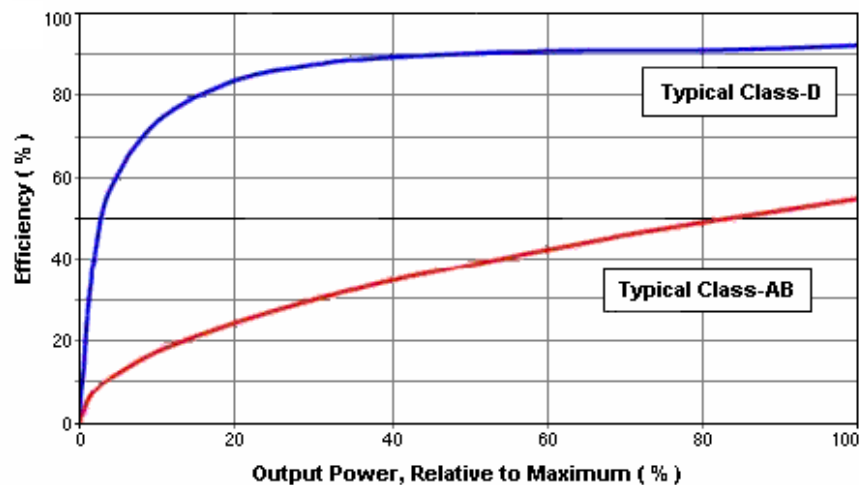


Fuente: Nota de aplicación AN1071 [4]

## 1.2 Comparación de topologías – lineal contra clase D

Asumiendo como lineales la clase A, B y AB, la principal diferencia existente entre la topología lineal y clase D es la eficiencia.. Los amplificadores lineales son inherentemente muy lineales en términos de desempeño, pero éstos también tienen una eficiencia alrededor del 50 por ciento en la práctica para un clase AB, sin embargo el amplificador clase D es mucho más eficiente llegando a valores del orden del 90 por ciento en diseños prácticos. En la figura 22 se muestran las curvas de eficiencia de un amplificador clase AB y un clase D.

Figura 22 comparación de eficiencias entre un amplificador clase AB y clase D



Fuente: <http://sound.westhost.com/articles/pwm.htm>

Cuando en la señal de salida encontramos frecuencias diferentes a la frecuencia de la señal de entrada se dice que la señal presenta distorsión armónica, cuanto mayor sea esta distorsión menor es la calidad de la señal de salida. En los amplificadores de audio se mide este fenómeno por medio de la Distorsión armónica total THD (Total Harmonic Distortion ) la cual es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, que se define en la siguiente expresión:

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2} \quad \text{Ec (1.11) [8]}$$

Donde  $V_1$  es el valor rms de la componente fundamental y  $V_n$  es el valor rms de la  $n$ -ésima componente armónica\*.

Debido a la conmutación en los amplificadores clase D éstos presentan mayor cantidad de frecuencias no deseables en la señal de salida, así la THD en los amplificadores clase D es un poco mayor que la **THD** de los amplificadores lineales. Por tal motivo los clase D son usados como Subwoofer† ya que se pueden usar frecuencias de modulación elevadas con respecto a la señal de entrada, permitiendo al filtro de salida atenuar los armónicos de la señal de modulación con facilidad. Solo se usa para reproducción en el ancho de banda completo de audio cuando la frecuencia de oscilación de la señal diente de sierra es por lo menos 10 veces la máxima frecuencia de audio es decir aproximadamente 200kHz con el fin de buscar un tamaño razonable (pequeño) en el filtro de salida y que una década después de la frecuencia de 3dB del filtro, los armónicos de la señal de modulación sean atenuados lo suficiente con el fin de reducir la THD.

---

\* componentes armónicas, son señales presentes en la onda cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental

† Sistema de audio que solo reproduce bajas frecuencias típicamente hasta 150Hz

Con un amplificador lineal la ganancia es constante independiente de las variaciones de voltaje de la fuente, sin embargo en un amplificador clase D la ganancia es proporcional al voltaje de la fuente. Esto significa que el factor de rechazo de la fuente de alimentación (PSRR) de un amplificador clase es D cero, sin embargo el PSRR de un amplificador clase AB es muy bueno, del orden de -60 dB o mayores.

Por tal razón es común en amplificadores clase D el uso de realimentación para compensar las variaciones de voltaje de la fuente.

En amplificadores lineales el flujo de energía siempre se dirige desde la fuente hacia la carga, y en un amplificador clase D en configuración de puente completo también ocurre lo mismo, pero en la configuración de medio puente el clase D se comporta diferente. El flujo de energía es bidireccional, este es el principal causante del fenómeno de bombeo (**pumping**) hacia la fuente, el cual es causado porque los condensadores de la fuente son cargados por la corriente que fluye desde la carga hacia la fuente. Este fenómeno ocurre principalmente a bajas frecuencias de audio por debajo de 100Hz, ya que la señal PWM a bajas frecuencias, se genera con un ciclo útil mayor al 50% manteniendo esta condición por más tiempo, ocasionando mayor almacenamiento de energía en la bobina y la inyección hacia la fuente por conmutación es mayor.

## **1.3 CONFIGURACIONES ESPECIALES EN LOS AMPLIFICADORES**

### **1.3.1 APLICACIÓN DEL AMPLIFICADOR EN CONFIGURACIÓN DE PUENTE**

Algunos amplificadores clase AB constan de dos amplificadores en el mismo chip, permitiendo unas pocas configuraciones del amplificador. Una de estas configuraciones es la que hace referencia a la “modo puente” y se refiere al manejo de la carga diferencialmente a través de las salidas de los dos

amplificadores. La operación en modo puente es diferente de la configuración clásica final que se aplica en los amplificadores, donde un lado de la carga es conectado a tierra.

Un diseño de un amplificador en puente tiene una ventaja sobre la configuración clásica, como es proveer el manejo diferencial a la carga, Teóricamente se puede lograr potencia de salida igual a cuatro veces la que se puede lograr con una configuración básica bajo las mismas condiciones, ya que se alimenta la carga con el doble de voltaje que en la configuración clásica. Este incremento en la salida del amplificador se alcanza asumiendo que el amplificador no está limitado en corriente (saturación) y por tanto no se recorta la onda. [9]

Una consecuencia directa en el incremento de la potencia entregada a la carga por el amplificador en puente es un incremento en la disipación interna de potencia. Para un operacional en configuración en puente, la disipación interna de potencia se incrementará por un factor de dos en comparación a la disipación lograda en la configuración clásica. Por tanto para un amplificador de audio clase AB que contenga dos amplificadores operacionales en el mismo encapsulado la disipación de potencia se incrementará por un factor de cuatro, en comparación con un chip que sólo contenga un amplificador.

Por último cabe notar que no todos los amplificadores se pueden implementar en configuración de puente, debido que no pueden soportar un incremento de la temperatura, lo que ocasionaría una ruptura o disparo de las protecciones. Una alternativa para un montaje de este tipo es aplicar refrigeración forzada para mantener una temperatura adecuada en el circuito integrado.

### **1.3.2 APLICACIÓN DEL AMPLIFICADOR EN CONFIGURACIÓN PARALELO**

La configuración en paralelo es normalmente usada cuando se necesitan corrientes elevadas de salida para manejar bajas impedancias de carga (4 Ohm ó

menor) [10], con el fin de obtener elevados niveles de potencia a la salida. Un amplificador en configuración paralelo consiste en un diseño de amplificadores que poseen idéntica ganancia, conectando las entradas en paralelo y luego conectando las salidas en paralelo a través de un pequeño resistor externo a la salida. Cualquier número de amplificadores pueden ser conectados en paralelo para obtener la corriente de salida deseada, ó para dividir la disipación de potencia a través de múltiples circuitos integrados. Idealmente, cada amplificador proporciona la corriente de salida dividida en el número de amplificadores en paralelo. Pero debido a las ligeras diferencias en la ganancia, las corrientes suministradas por los amplificadores no son iguales. Si la corriente suministrada por los amplificadores no es igual, entonces la disipación de potencia tampoco será igual en todos los amplificadores. Para esto se recomienda el uso de resistores con el 0.1% de tolerancia.

La configuración en paralelo no funciona bien para obtener altos niveles de potencia de salida usando cargas de 8 Ohm, ya que en los circuitos integrados el voltaje de alimentación es limitado.

Cuando operan dos o más amplificadores en paralelo, la impedancia vista por cada amplificador es igual a la impedancia total de la carga, multiplicada por el número de amplificadores conectados en paralelo, obteniéndose la siguiente ecuación:

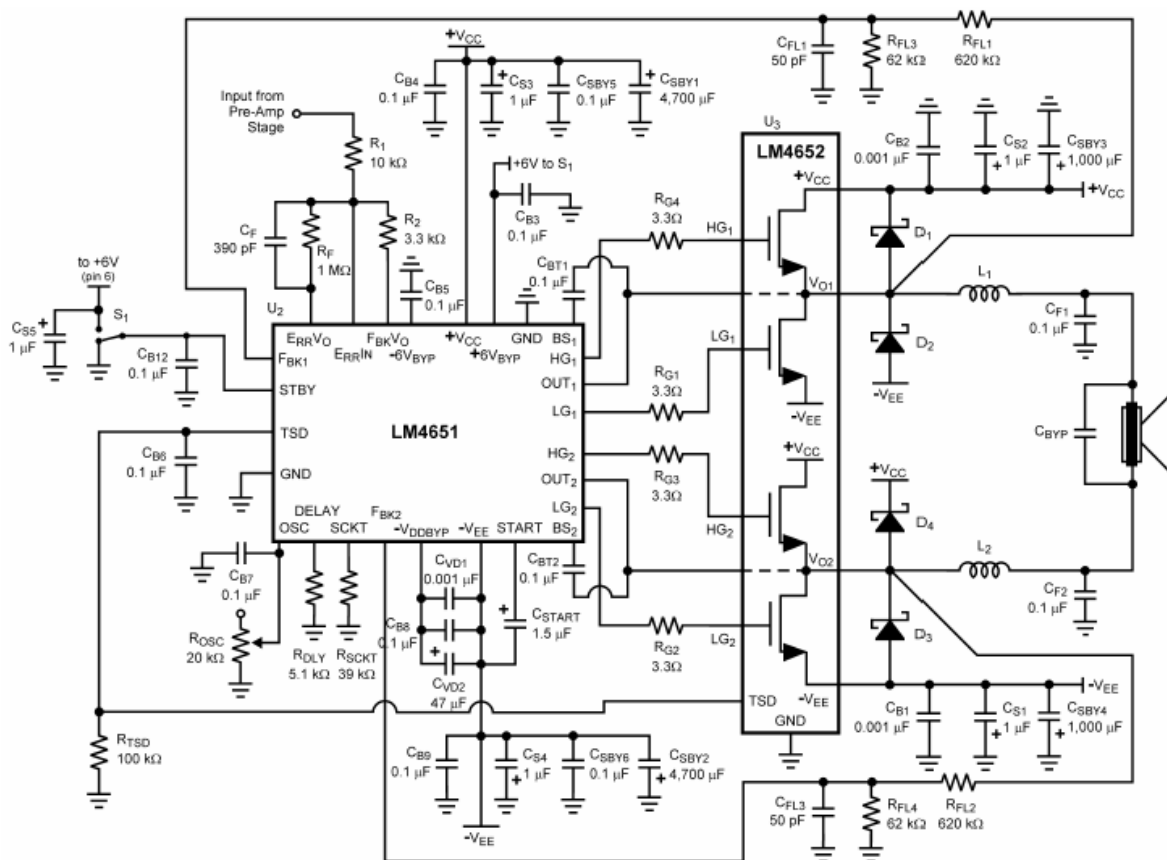
$$R_{L(paralelo)} = R_{L(total)} \times \text{numero\_de\_amplificadores} \quad \text{Ec (1.12)}$$

## 2. AMPLIFICADOR CLASE D PRÁCTICO

En el presente capítulo se presenta un análisis de las características más relevantes del amplificador de audio clase D práctico, LM4651-52. De igual manera se hace un estudio a las ecuaciones y variables que afectan al funcionamiento de los circuitos analógicos y digitales que se implementan en el LM4651.

Por último cabe mencionar que se obtienen en este mismo capítulo las ecuaciones de los filtros de realimentación, del filtro del amplificador de error, y el filtro de entrada implementado en el preamplificador.

Figura 23 Esquemático del amplificador de audio clase D Im4651-52



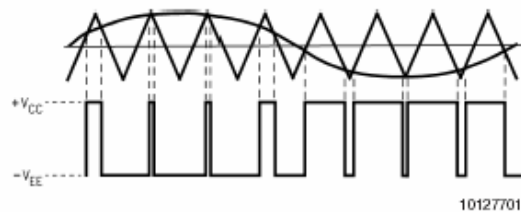
Fuente: hoja de datos Im4651-52.[11]

Este amplificador es diseñado y construido por National Instruments y consta de dos circuitos integrados el LM4651 y el LM4652, en el primero de ellos se encuentra la etapa de modulación de la señal y en la segundo se encuentra la etapa de potencia. Este sistema de audio posee circuitos contra sobre modulación, contra sobre temperatura y protección contra corto circuito entre otros.

## 2.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES

El LM4651 es un controlador convencional de modulación de ancho de pulso. La señal de audio que ingresa es comparada con una onda triangular de aproximadamente 3Vrms de amplitud, para generar la onda PWM (figura 24), esta onda triangular es una onda de muy alta frecuencia (50-250kHz), frecuencia que es controlada por elementos externos y a los cuales se tiene acceso.

Figura 24 Generación onda PWM



Fuente: Hoja de datos lm4651-52 [11]

Esta onda cuadrada resultante se acondiciona de modo que pueda controlar las puertas de los MOSFETs de potencia que conforman el puente H del LM4652. El tren de pulsos entregado por los MOSFETs de potencia pasa por un filtro pasabajos LC para eliminar las altas frecuencias y obtener una réplica amplificada de la señal de audio.

## 2.2 CIRCUITOS ADICIONALES AL AMPLIFICADOR DE AUDIO

### 2.2.1 CIRCUITO PARA FUNCIÓN DE STANDBY

La función de **Standby**<sup>\*</sup> del lm4651 permite al usuario silenciar (mute) la salida del amplificador, esto se logra disminuyendo la onda de ancho de pulso, por tanto la atenuación de la música es completa (>120dB). Ajustando un nivel lógico de 1 o 5v al pin 13, el modo **standby** será activado. Un nivel lógico de 0 ó 0V al pin 13, deshabilita la función **standby**. Permitiendo la modulación de la señal de entrada.

### 2.2.2 CIRCUITO DE PROTECCIÓN CONTRA BAJO VOLTAJE

Este circuito permite deshabilitar el LM4651 cuando el voltaje de alimentación se encuentra por debajo de  $\pm 10.5V$ . Esta condición puede ocurrir cuando se alimenta por primera vez el circuito, cuando el voltaje de la red disminuye ó cuando hay cambios en la resistencia de carga. Por debajo de este voltaje se asegura que todos los mosfets estén apagados, eliminando cualquier disparo a través de corrientes y minimizando el sonido tipo **clic** o explosión cuando esta circunstancia se presente (encendido del circuito).

### 2.2.3 CIRCUITO DE SECUENCIA DE INICIO Y TIEMPO DE AUTODIAGNÓSTICO

El LM4651 tiene una característica interna de inicio suave, que asegura un inicio confiable y consistente mientras minimiza el sonido tipo clic o explosión en el inicio. Durante el ciclo de inicio el sistema esta en modo de **standby**. Este tiempo de inicio es controlado externamente ajustando el valor de una capacitancia (Cstart) conectado al pin de **START**. El tiempo de inicio puede ser controlado por el valor del capacitor conectado al pin de **START** dado por la ecuación 2.1 o 2.2.

---

\* Standby: Estado del amplificador en el cual se atenúa la señal de salida 120dB, haciéndola imperceptible al oído humano

$$t_{START} = (8,4 \times 10^4) \times C_{START} \quad [\text{Segundos}] \quad Ec(2.1)$$

$$C_{START} = T_{START} / (8,5 \times 10^4) \quad [\text{Farads}] \quad Ec(2.2)$$

El valor del condensador Cstart ajusta el tiempo que éste toma para que el IC realice la secuencia de inicio y autodiagnóstico, allí se hace una revisión de cada uno de los circuitos eléctricos, observando si una condición de error se ha presentado. Una condición de error ocurre si: la corriente límite, el corte térmico, la protección de bajo voltaje o **Standby** son detectados.

En el diseño del amplificador se opto por usar un condensador de 1,5µF, que es el valor recomendado por el fabricante, de modo que el tiempo de iniciación del amplificador es:

$$t_{START} = (8,4 \times 10^4) 1,5 \times 10^{-6} = 0,126 \quad (\text{Segundos})$$

#### **2.2.4 CIRCUITO DE PROTECCIÓN CONTRA CORTO CIRCUITO Y CORRIENTE LÍMITE**

La protección contra corriente límite se controla ajustando el valor de la resistencia conectada entre el pin SCKT y tierra, esto determina la máxima corriente de salida. Una vez la corriente salida es más alta que la ajustada como límite, la protección de corto circuito apaga todos los MOSFETs de potencia. La corriente límite es ajustada a un mínimo de 10A internamente pero puede ser incrementada ajustando el valor del resistor Rsckt . La ecuación 2.3 muestra cómo se calcula el valor de Rsckt

$$I_{SCKT} = 1 \times 10^5 / (10k\Omega \parallel R_{SCKT}) \quad [Amp] \quad Ec(2.3)$$

Este circuito fue diseñado para proteger al MOSFET ajustando la máxima salida de corriente bajo condiciones de corto circuito, esta protección actúa cuando los terminales son cortocircuitados o un parlante falla y causa condición de corto circuito.

Para seguridad del circuito, se optó  $R_{SCKT}$  como un circuito abierto, ya que este es el máximo valor que se le puede dar a esta resistencia y según la ecuación es la mínima corriente que se puede controlar, así el valor de corriente de corto circuito es:

$$I_{SCKT} = 10 \text{ [Amp]}$$

### **2.2.5 CIRCUITO DE PROTECCIÓN TÉRMICA**

EL LM4651 posee un circuito de protección térmica cuya entrada es el pin 12, y es activado por la señal de salida de protección térmica proveniente del pin 4 del LM4652. Este circuito monitorea la temperatura y se dispara cuando la temperatura es peligrosa para el circuito. El voltaje el pin TSD (pin 4 del LM4652) se pone a 6v una vez la temperatura del LM4652 ha alcanzado los 150°C. Este pin debe ser conectado directamente al pin TSD del LM4651 (pin12). El LM4651 deshabilitará la onda PWM mientras la salida del TSD del LM4652 esté en alto y habilitará la onda cuando la salida TSD se ponga bajo, señalando que la temperatura de juntura ha enfriado a un nivel seguro.

### **2.2.6 AJUSTE DE TIEMPO MUERTO**

El pin del circuito de retardo del LM4651 permite al usuario ajustar el tiempo muerto, es decir es el tiempo que una parte del puente FET's esta apagado antes que la otra parte del puente sea conmutado para el encendido. Incrementando el tiempo muerto se reducirá el disparo por corriente, pero esto conlleva a aumentar el THD, además entre más pequeño sea el tiempo muerto mayor será la operación de ancho de banda. El tiempo muerto puede ser controlado por  $R_{DLY}$  cuyo valor se calcula por la ecuación 2.4.

$$T_{DLY} = 1.7 \times 10^{-12} (500 + R_{DLY}) \quad (\text{Segundos}) \quad \text{Ec (2.4)}$$

El Fabricante recomienda que el valor de  $R_{DLY}$  sea de 5K

Tomando el valor recomendado por el fabricante, y siendo la resistencia de 5.1kO el valor comercial más cercano se tiene un tiempo muerto de:

$$T_{DLY} = 1.7 \times 10^{-12} (5.6K) = 9.52 \times 10^{-9} \text{ Segundos}$$

### 2.2.7 CIRCUITO DE CONTROL DEL OSCILADOR

Este circuito de control permite controlar la frecuencia de modulación ajustando el valor de  $R_{OSC}$  el cual está conectado entre el pin 16 y tierra. La frecuencia de modulación se puede ajustar dentro de un rango de 50kHz a 225kHz acorde a los requerimientos de diseño.  $R_{OSC}$  y  $F_{OSC}$  pueden ser encontrados por las ecuaciones 2.5 y 2.6.

$$f_{osc} = 1 \times 10^9 / (4000 + R_{osc}) \quad [Hz] \quad (\text{Hz}) \quad \text{Ec(2.5)}$$

$$R_{osc} = (1 \times 10^9 / f_{osc}) - 4000 \quad [\Omega] \quad (\text{O}) \quad \text{Ec(2.6)}$$

Las ecuaciones 2.5 y 2.6 están calculadas para  $R_{DLY} = 0$ . Usando valores para  $R_{DLY}$  mayores que cero incrementará el valor necesario para  $R_{OSC}$ . Para  $R_{DLY} = 5kO$ ,  $R_{OSC}$  necesitara ser incrementada acerca de 2kO. Al incrementar la frecuencia de conmutación se reducirá la **THD** pero también se disminuye la eficiencia ya que hay un incremento en las pérdidas por las corrientes de conmutación disminuyendo la eficiencia a lo largo del rango de potencia de salida.

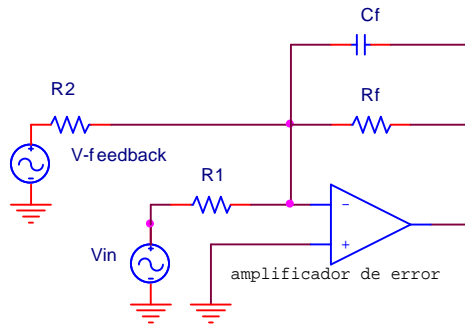
El amplificador clase D, que se diseña para operar en toda la banda de audio (0-20kHz), así que la frecuencia de oscilación deberá ser los mas alta posible y por lo



### 2.2.9 CIRCUITO AMPLIFICADOR DE ERROR

El propósito del amplificador de error (figura 26), es sumar la señal de entrada de audio con la señal de realimentación derivada de la salida. Esta ganancia del amplificador es invertida y es externamente configurable por los resistores  $R_f$  y  $R_1$ . El condensador de realimentación y el resistor forman un filtro pasabajos que limita la frecuencia contenida en la señal de audio y la señal realimentada. Aunque la frecuencia del filtro en el amplificador de error es muy baja su aporte es influenciado cuando se implementa la realimentación ya que se aporta un cero de transmisión y influye en los polos del sistema, tal y como se observó en la ecuación 1.7.

Figura 26 amplificador de error.



Fuente: Autor

Como se aprecia en la figura anterior la configuración de este amplificador es no-inversora, y funciona como sumador de la señal de entrada y de la señal de realimentación.

$$V_{out} = \left( \frac{-R_f // C_f}{R_1} \right) V_{in} + \left( \frac{-R_f // C_f}{R_2} \right) V_{feedback} = \left( -\frac{\frac{R_f}{sC_f}}{R_f + \frac{1}{sC_f}} \right) \left( \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_{feedback}}{R_2} \right)$$

$$V_{out} = \frac{1}{C_f} \left( \frac{1}{s + \frac{1}{R_f C_f}} \right) \left( \frac{1}{R_1} V_{in} + \frac{1}{R_2} V_{feedback} \right) \quad \text{Ec (2.7)}$$

El polo del filtro es ajustado por la ecuación 2.8 y sabiendo que  $W = 2 \times p \times f$ , tenemos que la frecuencia de corte del filtro es:

$$f_{IP} = 1 / (2pR_F C_F) \text{ Hz} \quad \text{Ec (2.8)}$$

Para valores de  $R_F = 1\text{MO}$ ;  $C_F = 390\text{pF}$  en el diseño del LM4651-52 tenemos un polo en:

$$f_{ip} = \frac{1}{2\pi(1 \times 10^6)(390 \times 10^{-12})} = 408\text{Hz}$$

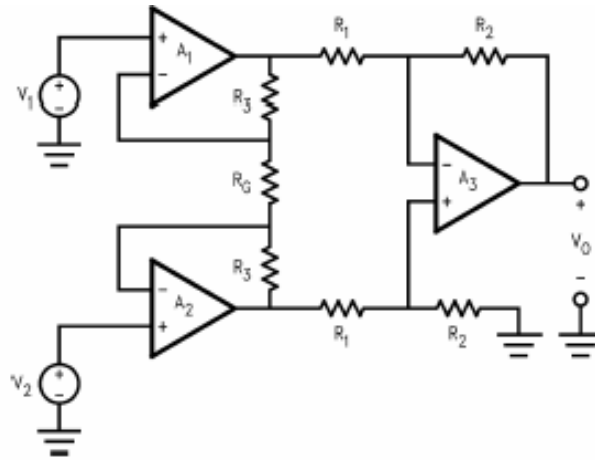
### **2.2.10 AMPLIFICADOR DE REALIMENTACIÓN**

El propósito del amplificador de retroalimentación es muestrear la salida diferencialmente y proveer de una señal de retroalimentación al amplificador de error con el único fin de cerrar el lazo de retroalimentación. La retroalimentación es tomada directamente desde la salida de los MOSFETs antes del filtro de demodulación, evitando el cambio de fase causado por el filtro de salida. La señal realimentada de la salida es primero filtrada por un filtro pasa bajos, con un filtro RC de un solo polo para remover la frecuencia de conmutación y los armónicos.

La señal diferencial, derivada desde la salida del puente va a un amplificador de instrumentación de alta impedancia de entrada que es usado como amplificador de realimentación. El amplificador de instrumentación tiene fijada internamente una ganancia de 1. El uso de un amplificador de instrumentación posee dos características importantes:

La Primera, es que este posee una alta impedancia de entrada, por tanto este no es una carga para la etapa de salida.

Figura 27 Amplificador de instrumentación de realimentación en el Im4651

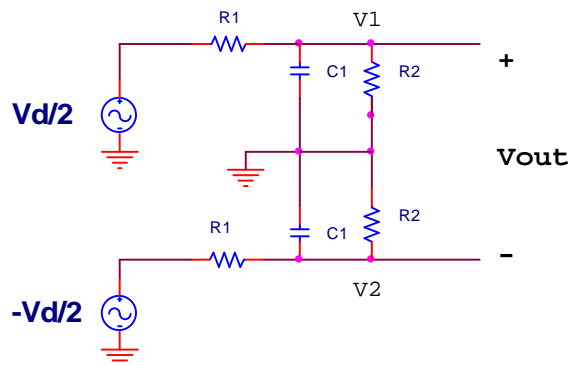


Fuente: hoja de datos lm4651-52 [11]

La segunda, es que un amplificador de instrumentación tiene un excelente rechazo en modo común, esta característica permite al amplificador de instrumentación derivar una verdadera señal de realimentación desde la salida diferencial, la cual ayudará a mejorar el funcionamiento del sistema. En la figura 27 se muestra el esquemático del amplificador de instrumentación usado en el LM4651.

El filtro de realimentación que se implementó es un filtro pasivo de primer orden, cuyo esquemático se muestra en la figura 28. Su función de transferencia se calcula a continuación.

Figura 28 filtro de realimentación de primer orden



Fuente: Autor

Aplicando nodos:

$$\frac{V1 - Vd/2}{R1} + V1sC + \frac{V1}{R2} = 0$$

$$\frac{V2 + Vd/2}{R1} + V2sC + \frac{V2}{R2} = 0$$

$$V1 \left( \frac{1}{R1} + sC + \frac{1}{R2} \right) = \frac{Vd}{2R1}$$

$$V2 \left( \frac{1}{R1} + sC + \frac{1}{R2} \right) = \frac{-Vd}{2R1}$$

$$Vo = V1 - V2$$

$$Vo = \frac{\frac{Vd}{2R1}}{\frac{1}{R1} + sC + \frac{1}{R2}} + \frac{\frac{Vd}{2R1}}{\frac{1}{R1} + sC + \frac{1}{R2}} = \frac{Vd}{R1 \left( \frac{1}{R1} + sC + \frac{1}{R2} \right)} = \frac{R2 \cdot Vd}{R2 + R1 + R2R1sC}$$

$$\frac{Vo}{Vd} = \frac{R2}{\left( \frac{sR2R1C}{R1 + R2} + 1 \right) (R2 + R1)} = \frac{R2}{\left( \frac{s}{W} + 1 \right) (R2 + R1)} \Rightarrow W = \frac{1}{(R2 \parallel R1)C} \quad \text{Ec (2.9)}$$

Como:

$$W = 2\pi \times f \Rightarrow f = \frac{W}{2\pi}$$

Tomando  $R1=620k\Omega$ ,  $R2=62k\Omega$ , y  $C=47pF$  tenemos ubicado el polo en 60079 Hz

Esta frecuencia de corte tan elevada con relación a la máxima señal de audio a amplificar, es debido al filtro RC de realimentación de primer orden el encargado de atenuar la frecuencia de conmutación, este tipo de filtro presenta una caída de 20dB aproximadamente desde una década antes de la frecuencia de corte, de modo que se busca que la máxima frecuencia de audio no sea tan atenuada con relación a las frecuencias del orden de 1kHz, por eso se encuentra tan desplazada de la máxima frecuencia de audio.

### 2.2.11 FILTRO DE SALIDA

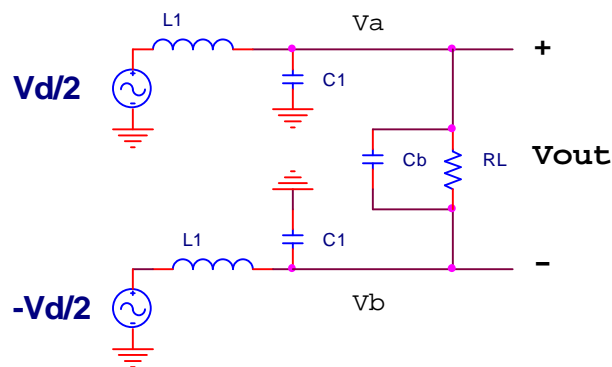
El filtro implementado en la salida es de segundo orden con el fin de atenuar de un modo considerable las frecuencias producidas por la conmutación, filtros de orden

mayor pueden ser implementados para lograr mayor fidelidad pero la atenuación a la salida aumentara. La configuración de este filtro es tipo Butterworth cuya característica principal es su respuesta máximamente plana, esto con el fin el lograr que todas las frecuencias dentro del ancho de banda de audio tengan la misma ganancia.

El polo de este filtro debe estar ubicado más allá de la máxima frecuencia de audio para lograr que la respuesta del filtro a la máxima frecuencia de audio sea de igual manera plana. El esquemático del filtro Butterworth implementado se encuentra en la figura 29

El cálculo de la función de transferencia del filtro se realiza a continuación:

Figura 29 filtro de salida.



Fuente: Autor

$$\frac{Va - Vd/2}{sL} + Va \times sC1 + (Va - Vb)sCb + \frac{Va - Vb}{R} = 0$$

$$\frac{Vb + Vd/2}{sL} + Vb \times sC1 + (Vb - Va)sCb + \frac{Vb - Va}{R} = 0$$

$$Vo = Va - Vb$$

$$Va \left( \frac{1}{sL} + s \times C1 \right) + Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right) = \frac{Vd}{2sL}$$

$$Vb \left( \frac{1}{sL} + s \times C1 \right) - Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right) = -\frac{Vd}{2sL}$$

$$Va = \frac{\frac{Vd}{2sL} - Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right)}{\left( \frac{1}{sL} + s \times C1 \right)} \quad (1)$$

$$Vb = \frac{-\frac{Vd}{2sL} + Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right)}{\left( \frac{1}{sL} + s \times C1 \right)} \quad (2)$$

Restando 2 de 1

$$Va - Vb = Vo = \frac{\frac{Vd}{2sL} - Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right) + \frac{Vd}{2sL} - Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right)}{\left( \frac{1}{sL} + s \times C1 \right)}$$

$$Vo = \frac{\frac{Vd}{sL} - 2Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right)}{\left( \frac{1}{sL} + s \times C1 \right)}$$

$$Vo \left( \frac{1}{sL} + s \times C1 \right) = \frac{Vd}{sL} - 2Vo \left( sCb + \frac{1}{R} \right)$$

$$V_o = \frac{\frac{V_d}{sL}}{\left(\frac{1}{sL} + s \times C1 + 2sCb + \frac{2}{R}\right)}$$

$$\frac{V_o}{V_b} = \frac{1}{\left(\frac{1}{sL} + s \times C1 + 2sCb + \frac{2}{R}\right)sL}$$

$$\frac{V_o}{V_b} = \frac{1}{\left(1 + s^2 C1L + 2s^2 CbL + \frac{2sL}{R}\right)} = \frac{1}{s^2(LC1 + 2CbL) + 2s\left(\frac{L}{R}\right) + 1}$$

$$W_n = \frac{1}{\sqrt{LC1 + 2CbL}}$$

$$\frac{V_o}{V_b} = \frac{1}{s^2 + \frac{2s(L/R)W_n}{(\sqrt{LC1 + 2CbL})} + W_n^2} \quad \text{Ec (2.10)}$$

Llevando a la ecuación canónica para filtros de segundo orden

$$\frac{V_o}{V_b} = \frac{1}{s^2 + 2zW_n + W_n^2}$$

se tiene:

$$z = \frac{1}{R} \left( \sqrt{\frac{L}{C1 + 2 \times Cb}} \right)$$

$$Q = \frac{1}{2z}$$

Cuando Q es igual a 1/√2 tenemos la respuesta Butterworth o máximamente plana\* de modo que esto se cumple cuando ζ=0,7. Ahora calcularemos el valor de ζ para los valores de los condensadores y bobinas usados en el diseño del filtro de salida:

$$C1 = 0,1 \times 10^{-6} \text{ [F]}$$

$$Cb = 0,47 \times 10^{-6} \text{ [F]}$$

---

\* Para mas detalles visite la obra Sedra y Smith pag 904,

$$R = 40$$

$$z = \frac{1}{4} \left( \sqrt{\frac{10 \times 10^{-6}}{0.1 \times 10^{-6} + 2(0.47 \times 10^{-6})}} \right) = 0.775$$

El filtro de salida que se implementó tiene una respuesta prácticamente plana. De igual manera la frecuencia de este corte de este filtro es:

$$W_n = \frac{1}{\sqrt{10 \times 10^{-6} (0.1 \times 10^{-6}) + 2(0.47 \times 10^{-6}) 10 \times 10^{-6}}} = 310086 \text{ [rad]}$$

Como:

$$W = 2p \times f \Rightarrow f = \frac{W}{2p}$$

$$f = 49351 \text{ Hz}$$

Aunque un diseño ideal recomienda que la frecuencia de corte sea aproximadamente 1/10 de la frecuencia de oscilación, para fines prácticos se aumenta la frecuencia de corte, generando la presencia de un señal de conmutación a la salida la cual no puede ser ni escuchada por el oído humano ni reproducida por los transductores (parlantes). Este aumento en la frecuencia corte permite diseñar el filtro con valores de bobinas y condensadores razonables y tamaño prudente.

### 2.3 ENTRADA PREAMPLIFICADORA CON FILTRO

EL LM4651 y LM4652 son soluciones de audio clase D, su diseño requiere de baja ganancia, por tal motivo es necesario implementar un filtro preamplificador con ganancia para aumentar la ganancia total del sistema, además de incluir un filtro pasabajos. Se puede diseñar una etapa preamplificadora usando el LM833 que es un amplificador operacional diseñado para aplicaciones de audio y con un mínimo número de componentes externos. Una ganancia de 10 (20dB) es recomendada por el fabricante para la etapa preamplificadora. La figura 30 muestra una etapa

sencilla de entrada con una ganancia de 10 y un filtro activo pasabajos de segundo orden.

De la figura 30 se puede resaltar que el segundo amplificador se encuentra en configuración inversora de modo que su ganancia será:

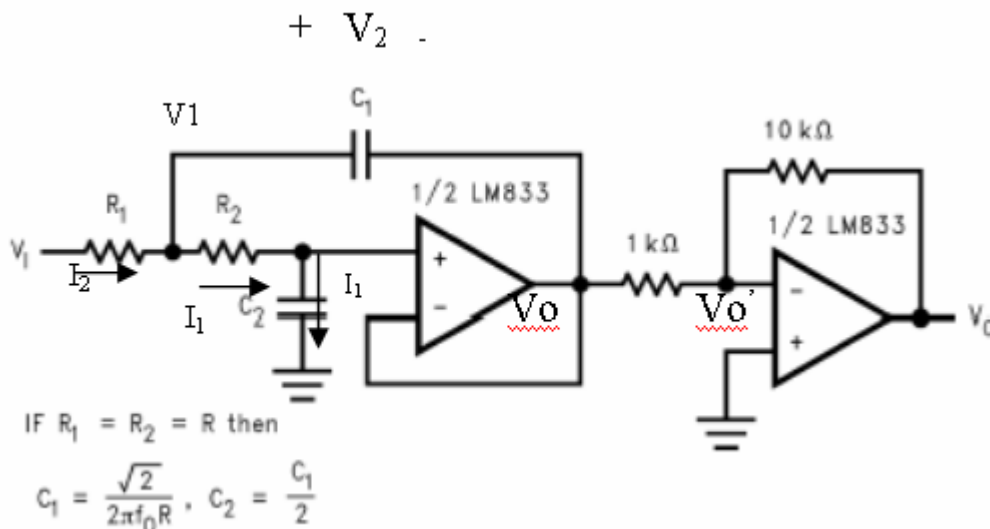
$$\frac{V_o}{V_o'} = \frac{-10K}{1K} = -10$$

Las ecuaciones que caracterizan el filtro activo (primer amplificador) de segundo orden se muestran a continuación asumiendo:

$$R_1 = R_2 = R \quad V_1 = V$$

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

Figura 30 Etapa preamplificadora con filtro pasabajos



Fuente: Hoja de datos LM4651-52

La realimentación que tiene el amplificador en el filtro de segundo orden, se puede detallar que posee tanto realimentación positiva como negativa, al hacer un análisis de estabilidad del sistema se encuentra que la realimentación dominante es la negativa preservándose el corto virtual entre la entrada inversora y no-

inversora, y la corriente que circula por ellas es despreciable y se asume como cero.

$$i_1 = \frac{V_o s C}{2}$$

$$V_1 = R i_1 + V_o = \frac{V_o C R s}{2} + V_o$$

$$i_2 = \frac{V - V_1}{R} = \frac{V - \left( \frac{V_o C R s}{2} + V_o \right)}{R} = \frac{V}{R} - \frac{V_o C s}{2} - \frac{V_o}{R}$$

$$V_2 = \frac{(i_2 - i_1) s C}{s C} = \frac{\left( \frac{V}{R} - \frac{V_o C s}{2} - \frac{V_o}{R} - \frac{V_o s C}{2} \right)}{s C} = -\frac{V_o}{2} - \frac{V_o}{R C s} - \frac{V_o}{2} + \frac{V}{R s C}$$

$$V_o = -V_2 + V_1$$

$$V_o = V_o + \frac{V_o C R s}{2} + \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{s R C} - \frac{V}{s R C}$$

$$-V_o - \frac{V_o C R s}{2} - \frac{V_o}{s R C} = -\frac{V}{s R C}$$

$$V_o \left( \frac{2 R s C + V_o R^2 s^2 C^2 + 2 V_o}{2 R s C} \right) = \frac{V}{s R C}$$

$$\frac{V_o}{V} = \frac{2}{s^2 R^2 C^2 + 2 s R C + 2} = \frac{2}{s^2 + \frac{2 s}{R C} + \frac{2}{R^2 C^2}}$$

Ec (2.11)

Llevando la ecuación a la forma canónica

$$W_n = \sqrt{\frac{2}{R^2 C^2}} = \frac{\sqrt{2}}{R C}$$

$$\frac{V_o}{V} = \frac{2}{s^2 + s \sqrt{2} + W_n^2}$$

$$W = 2 p f \Rightarrow f = \frac{W}{2 p} = \frac{\sqrt{2}}{R C 2 p}$$

En el diseño se busco que este filtro tuviese una frecuencia de corte más allá de 20kHz con el fin de que todas las frecuencias de audio tengan la misma atenuación. Y no aumentar con mayor o menor ganancia las frecuencias cercanas a la máxima frecuencia de audio, por tanto se escogió una frecuencia de corte de

37kHz que garantiza la condición anterior; usando un condensador comercial de  $C=0.0022\mu\text{F}$  tenemos:

$$R = \frac{\sqrt{2}}{37 \times 10^3 (0.0022 \times 10^{-6}) 2\pi} = 2.765 \text{ k}\Omega$$

### 3. ANÁLISIS PRÁCTICO DEL AMPLIFICADOR CLASE AB Y D

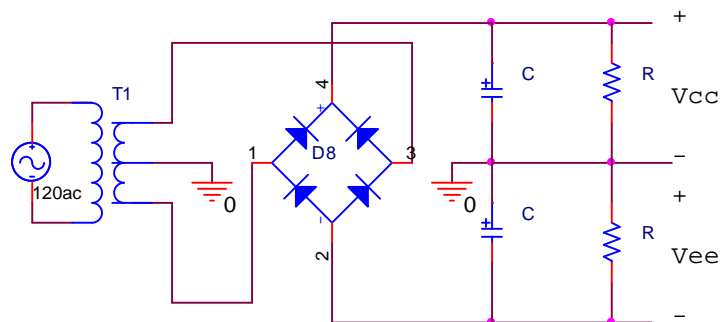
En este capítulo se presenta un análisis práctico, a partir de los resultados obtenidos de los amplificadores de audio que fueron implementados con topología clase AB y clase D. Los amplificadores con que se realizaron las pruebas son el LM4780 en configuración puente y paralelo, y el LM4651-52

Por último se realizará un análisis detallado de cada una de las señales presentes en el amplificador clase D y de la presencia de los armónicos de la señal de conmutación a la salida del sistema de amplificación.

#### 3.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN PARA LOS AMPLIFICADORES DE AUDIO

Como fuente de alimentación se implementó el modelo mas usado por los fabricantes para alimentar los amplificadores de audio [12], esta fuente consta de un transformador reductor de voltaje, un puente rectificador de onda completa, un par de condensadores y un par de resistencias que se conectan en paralelo a cada condensador con el fin de disminuir el pico en el transitorio de encendido y apagado (figura 31),

Figura 31 Fuente de alimentación para un amplificador de audio.



Fuente: Hoja de datos STK4171V [12]

Como se explicó en el capítulo uno, los amplificadores clase D poseen un PSRR (**Power Supply Rate Rejection**) de cero; por tal razón se busca mantener lo más estable posible el nivel de DC de la fuente de alimentación, para ello se incrementó la capacitancia del condensador de 4700uF, que es el más utilizado, por uno de 15000uF, este valor se escogió porque es el condensador de mayor valor que se consigue en el mercado local a un costo razonable.

El puente rectificador, se escogió con base en la máxima corriente de consumo del amplificador clase D y el AB, esta medición se tomó de acuerdo a las referencias dadas por el fabricante y para este caso es de 10A, de igual forma este puente rectificador debe soportar una tensión alrededor de 80V correspondiente a las tensiones duales de alimentación del amplificador LM4780.

Por último, se adquirió un transformador con derivación central y tensiones de salida duales para alimentar la fuente. Este transformador soporta la máxima corriente de consumo del amplificador, con el fin evitar efectos de saturación en el núcleo del transformador y que la tensión de alimentación se vea reducida al aumentar el consumo de corriente por parte de la carga (amplificador de audio).

### **3.2 CARGA DEL AMPLIFICADOR DE AUDIO**

Los amplificadores de audio vienen referenciados para dos tipos de impedancias conocidas, a 4  $\Omega$  y 8  $\Omega$ , aunque en el mercado se consiguen parlantes desde 4  $\Omega$  hasta 32  $\Omega$ , y por medio del arreglo serie-paralelo entre ellos se pueden obtener las impedancias a las cuales el fabricante asegura la máxima potencia de salida.

Para realizar las pruebas de los amplificadores de audio clase AB y clase D, se optó por implementar una carga cuya impedancia fuese de 4  $\Omega$  (figura 32) y constituido solamente por resistencias de 20W, esto con el fin de evitar la

incomodidad del sonido producido por la generación de un tono, y más notorio cuando se trata de alta potencia.



Fig. 32 Carga implementada para realizar las pruebas a los amplificadores

La carga anteriormente citada no se pudo implementar por presentar disminución en su valor al incrementar la temperatura, por tanto se empleó otro tipo de resistencias que disipan gran cantidad de potencia, con el fin de mantener el valor de carga en la prueba lo más constante posible y a su vez proteger al I.C de posible cortos al disminuir la carga a causa de la temperatura.

Para escoger un tipo de carga óptimo se hará una breve explicación de las variaciones de la resistencia al variar la temperatura.

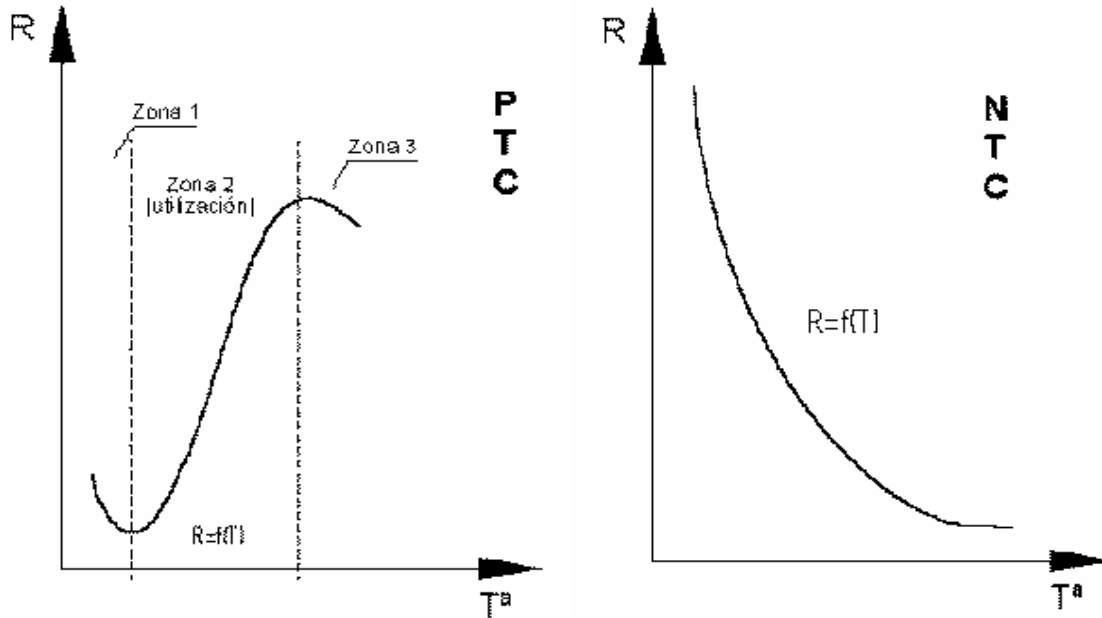
### **3.2.1 Variación de la resistencia de carga por cambios en la temperatura**

La variación de la temperatura produce una variación en la resistencia. Generalmente los metales aumentan su resistencia al aumentar su temperatura (coeficiente de temperatura positivo PCT figura 33a) y en el carbono la resistencia disminuye, por lo que tienen coeficiente de temperatura negativo (NCT figura. 33b).

Figura 33 Curvas para coeficiente de temperatura positivo y negativo

Figura 33a Curva característica PTC

Figura 33b Curva característica NCT



Fuente: [www.electronicafacil.net/tutoriales](http://www.electronicafacil.net/tutoriales)

La ecuación que describe la relación entre la temperatura y la resistencia metálica se describe a continuación y permite calcular la resistencia a una temperatura determinada.

$$R_T = R_{20^\circ} (1 + a \cdot \Delta T^\circ)$$

Donde:

- $R_{20}$  = Resistencia de referencia a  $20^\circ\text{C}$
- $a$  = Coeficiente de temperatura
- $\Delta T^\circ$  = diferencia de temperatura de la tabla siguiente
- $R_T$  = Resistencia a la temperatura deseada

Sabiendo la existencia de dos tipos de coeficientes, se buscó para este caso un resistor cuyo coeficiente fuese positivo, con el fin de evitar sobrecorrientes y posibles daños en el amplificador al disminuir la resistencia, en razón a que se trabajan con valores de carga muy pequeños y una variación en la resistencia es significativo.

Figura 34 Resistencia de Potencia empleada como carga



Fuente: Autor

En la búsqueda de el resistor más apto y de los disponibles tanto en la Universidad como en el mercado se escogió el resistor de potencia, (Figura 34) los cuales se pueden comparar a los modelos con cubierta de alta precisión de las resistencias fijas, a este tipo de resistencias se les denominan reóstatos, y son capaces de disipar elevadas potencias. Entre sus características se puede destacar:

- Valores desde 1 a 2,5KO para potencias hasta de 50W, hasta 5KO para 100W, y hasta 10KO para 250W
- Tolerancias del +/-10%, y +/-5%.
- Potencias nominales entre 25W y 1KW.
- Máxima temperatura de funcionamiento en torno a los 200 °C.

Las cargas reales no presentan problemas de recalentamiento, ya que los transductores convierten la energía en sonido, cuestión que no ocurre con las resistencias, pero como la bobina que genera el campo en el parlante posee una resistencia asociada, esta disipación a causa de esta resistencia es refrigerada por el movimiento del cono.

### 3.3 MEDICIÓN DE LA EFICIENCIA EN EL AMPLIFICADOR DE AUDIO

Partiendo de la definición de eficiencia de potencia como la relación entre la potencia de salida y la potencia suministrada por la fuente:

$$h(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100$$

Las variables necesarias para calcular la potencia de salida y la potencia de entrada (fuente); para la potencia de salida se conoce la impedancia de la carga, de este modo se puede calcular la potencia de salida como  $V^2/R$ . Para la potencia de entrada se necesita la corriente de entrada de cada fuente y el voltaje de entrada.

#### 3.3.1 Modo de medición de las variables necesarias para medir la eficiencia

- Corriente que entregan las fuentes de alimentación: para medir estas corrientes se puede utilizar un amperímetro conectado en serie a sus entradas con baja resistencia y alta precisión, ó insertar una resistencia en serie a cada una de sus entradas de bajo valor (0,1  $\Omega$ ) y medir la caída de tensión en esta. Aplicando la ley de Ohm se puede calcular la corriente que circula por ella. La resistencia se escogió de 0,1  $\Omega$  por dos razones, primero porque es la mas pequeña que se consigue en el mercado y segundo porque la carga es de tan solo 4  $\Omega$  de este modo si se colocase una resistencia de 1  $\Omega$  afectaría enormemente la medición y además ésta disiparía mucha potencia.

Para calcular la potencia de entrada y salida, se necesita el valor rms de la corriente, para esto se aprovechó la herramienta de medición que trae consigo el osciloscopio Tektronix, y así evitar la captura de la señal para calcularle el valor rms por medio de un software. Como el valor rms que

entrega el osciloscopio presenta variaciones y no se mantiene estable, se optó por promediar el valor rms final como el promedio entre el máximo valor de corriente y el mínimo valor de corriente rms que el Tektronix suministra

- Voltaje de alimentación: como la fuente de alimentación que se escogió y que es la mas comúnmente usada no posee retroalimentación para estabilizar el voltaje de salida, hay que medir el voltaje de alimentación, ya que a medida que se le exige mayor corriente al transformador este empieza a sufrir los efectos de la saturación generando una caída de tensión a la salida para compensar este efecto.
- Voltaje en la carga (voltaje de salida): se mide sobre la resistencia de salida a través de un osciloscopio. Se debe tener extremo cuidado cuando la salida de la carga es diferencial, ya que si se mide esta señal y cualquier otra del sistema en el mismo osciloscopio, no se debe colocar la tierra de las puntas en puntos diferentes, de no ser así podemos causar daños en el circuito.
- Impedancia de la carga: a pesar de ser su medición muy fácil, es importante tener en cuenta el incremento de la impedancia de la carga a causa del cable de conexión entre el banco de resistencias y la bornera de conexión, para evitar este inconveniente se recomienda hacer la medición de la impedancia de la carga desde los cables que se van a conectar a la bornera.
- Puntas de medición: para lograr una buena medición estas puntas deben tener una baja resistencia con el fin de evitar caídas de tensión a través del cable, y deben ser blindados para evitar las interferencias externas.

Cuando se use mas de un osciloscopio para medir señales en un mismo circuito, y estas señales sean diferenciales se recomienda aislar las tierras de los osciloscopios y generadores de señales ó medir con respecto a una misma tierra y obtener la diferencia restando las señales en el osciloscopio, esto con el fin de evitar cortos o lazos de tierra dentro del circuito y daños de las puntas del osciloscopio cuando se trabaja a alta potencia.

### **3.4 MEDICIÓN DE LA EFICIENCIA DEL AMPLIFICADOR CLASE AB LM4780**

Una vez elegido el amplificador de audio clase AB a implementar se procedió a su importación y a la fabricación de las tarjetas de evaluación para la configuración en puente y configuración en paralelo.

Las topologías puente y paralelo, se implementaron con el fin de analizar su comportamiento práctico, en especial de la configuración en puente, la cual ve aumentada su temperatura al doble para cada amplificador que se encuentre dentro del chip, sus montajes finales se pueden ver en la figura 35.

Figura 35 Amplificador de audio clase AB LM4780



Fuente: Autor

### 3.4.1 Prueba de eficiencia realizada al LM4780 en configuración básica

Usando las tarjetas de evaluación se procedió a la toma de datos para cargas de 4 y 8  $\Omega$  respectivamente, empleando como carga la resistencia de potencia, como fuente de alimentación se usó un transformador. Para algunas pruebas la resistencia varía un porcentaje debido a la manipulación del reóstato al cambiar los valores de carga y a la tolerancia que este presenta.

A continuación se tabulan los datos correspondientes a una carga de 8.2  $\Omega$

Tabla I Datos de I. y V. en la carga y la alimentación para R=8.2  $\Omega$

Fin= 1kHz		Rcarga= 8.2 $\Omega$		
Vin pico a pico [V]	I [Amp] entregada Vcc	I [Amp] entregada Vee	Voltaje Pico a Pico en la carga [V]	Voltaje de alimentación [V]
0,580	0,339	0,356	12,000	31,200
0,880	0,469	0,487	18,400	30,700
1,020	0,550	0,572	22,000	30,500
1,240	0,635	0,642	26,400	30,300
1,400	0,680	0,705	29,600	30,300
1,540	0,707	0,764	32,800	30,000
1,680	0,800	0,843	35,600	29,900
1,760	0,756	0,867	37,600	29,700
1,840	0,880	0,896	39,200	29,500
1,980	0,970	0,956	42,400	29,400
2,120	1,020	1,034	45,200	29,300
2,320	1,090	1,120	49,600	29,100
2,440	1,170	1,120	52,000	29,000
2,500	1,180	1,180	53,600	28,900

Una vez tabulados los datos se procede a calcular la eficiencia mediante la siguiente ecuación:

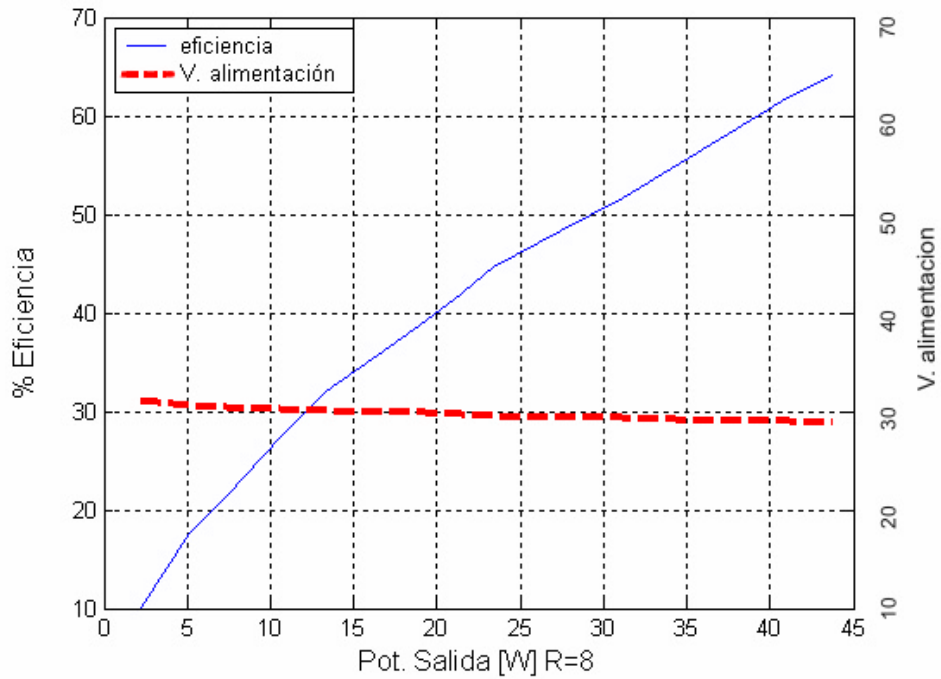
$$h\% = \frac{(I_{vcc} + I_{vee}) \times V_{a \text{ lim entacion}}}{\left( \frac{V_{pico - pico}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \times 8.2} \times 100 \quad \text{Ec(3.1)}$$

**Tabla II Potencia de entrada y salida en un clase AB LM4780 para R=8.2 O**

Vin pico a pico [V]	P [W] entrada	P [W] salida	? Eficiencia
0,580	21,715	2,195	10,11%
0,880	29,379	5,161	17,57%
1,020	34,251	7,378	21,54%
1,240	38,723	10,624	27,44%
1,400	41,778	13,356	31,97%
1,540	45,840	16,400	35,78%
1,680	49,170	19,319	39,29%
1,760	51,188	21,551	42,10%
1,840	52,525	23,424	44,60%
1,980	56,654	27,405	48,37%
2,120	60,314	31,144	51,64%
2,320	64,500	37,502	58,14%
2,440	66,555	41,219	61,93%
2,500	68,348	43,795	64,08%

Graficando la eficiencia contra la potencia de salida en la carga de 8.2O indicada por la línea continúa en la figura 36, y el Voltaje de alimentación contra la potencia de salida que se representa en la misma grafica a través de la línea punteada.

Figura. 36. Eficiencia contra Pot de salida ---V alimentación vs. Pot de salida para R=8.2 O



Fuente: Autor

Una vez se culminó la toma de datos se procede a hacer las mediciones para 4 O de carga. Los cuales fueron tabulados así:

Tabla III Datos de I. y V. en la carga y la alimentación para R=4 O

Fin= 1kHz		Rcarga= 4 O		
Vin pico a pico [V]	I [Amp] entregada Vcc	I [Amp] entregada Vee	Voltaje Pico a Pico en la carga	Voltaje de alimentación
0,600	0,780	0,796	12,000	30,100
0,880	1,170	1,160	18,400	29,300
1,080	1,315	1,325	22,400	28,700
1,260	1,515	1,540	26,400	28,300
1,400	1,670	1,685	29,600	28,000
1,520	1,870	1,825	32,000	27,500
1,700	2,030	1,975	35,600	27,400
1,780	2,165	2,070	37,600	27,100
1,880	2,055	2,220	39,200	26,900
2,000	2,505	2,345	42,000	26,500

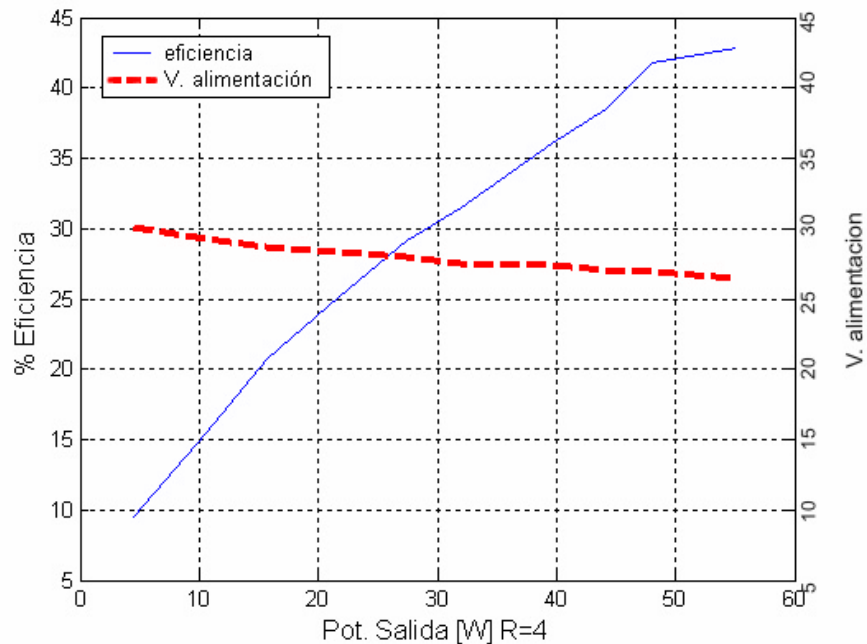
Una vez tabulados los datos se procede a calcular la eficiencia empleando la ecuación 3.1 y cambiando el valor de la resistencia de carga de 8 a 4  $\Omega$ .

**Tabla IV Potencia de entrada y salida en un clase AB LM4780 para R=4  $\Omega$**

Vin pico a pico [V]	P [W] entrada	P [W] salida	? Eficiencia
0,600	47,438	4,500	9,49%
0,880	68,269	10,580	15.50%
1,080	75,768	15,680	20.69%
1,260	86,456	21,780	25.19%
1,400	93,940	27,380	29.15%
1,520	101,612	32,000	31.42%
1,700	109,737	39,600	36.09%
1,780	114,768	44,180	38.50%
1,880	114,975	48,020	40.48%
2,000	128,525	55,130	42.90%

Ahora graficaremos la eficiencia contra potencia de salida en la carga de 4  $\Omega$ , representado en la figura 37 por la línea y el Voltaje de alimentación contra la potencia de salida que se representa en la misma grafica a través de la línea a trazos.

Figura 37 Eficiencia contra Pot de salida ---V alimentación vs. Pot de salida para R=4  $\Omega$



Fuente: Autor

Un análisis rápido a las graficas de eficiencia para las cargas de 4 y 8 O, indica que se logra eficiencias más altas empleando la carga de 8 O, y a su vez el consumo de corriente es menor lo que ocasiona una menor caída de tensión en la fuente.

### 3.4.2 Prueba de eficiencia realizada al LM4780 en configuración de puente

A continuación se tabulan los datos para una carga de 4 O en conexión de puente.

**Tabla V Datos de I. y V. en la carga y la alimentación para R=4 O**

Fin= 1kHz		Rcarga= 4 O		
Vin pico a pico [V]	I [Amp] entregada Vcc	I [Amp] entregada Vee	Voltaje Pico a Pico en la carga	Voltaje de alimentación
0,600	1,150	1,20	12,800	21,600
0,860	1,640	1,44	18,000	20,700
1,040	2,020	2,00	22,000	19,900
1,200	2,370	2,300	26,000	19,300
1,360	2,640	2,500	29,000	18,700
1,540	2,910	3,050	32,000	18,300
1,690	3,220	3,200	34,000	17,800
1,740	3,320	3,400	37,200	17,600
1,840	3,510	3,500	39,200	17,300
1,960	3,680	3,650	41,200	16,900
2,100	3,860	3,750	43,100	16,700

Una vez tabulados los datos se procede a calcular la eficiencia empleando la ecuación 3.1 y cambiando el valor de la resistencia de carga de 8 a 4 O.

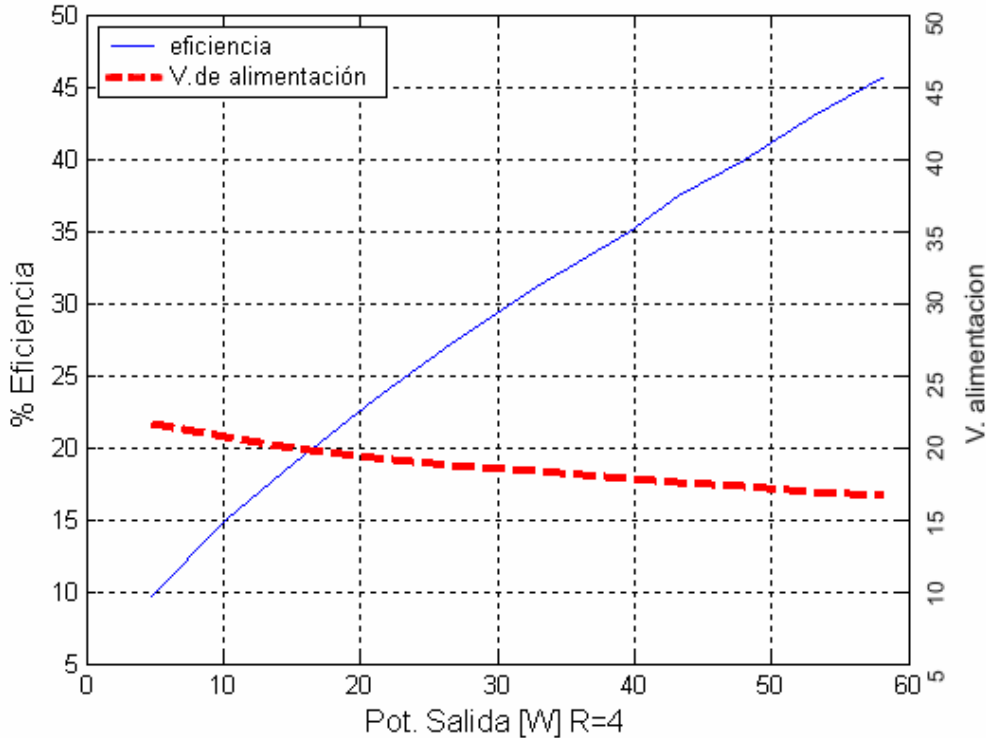
**Tabla VI Potencia de entrada y salida en un clase AB LM4780 para R=4 O conexión en puente**

Vin pico a pico [V]	P [W] entrada	P [W] salida	? Eficiencia
0,600	49,600	4,800	9,74%
0,860	67,690	10,120	14,96%
1,040	80,100	15,130	18,88%
1,200	90,520	21,130	23,34%
1,360	98,080	26,650	27,17%
1,540	105,500	32,810	31,09%
1,690	113,470	39,610	34,90%
1,740	115,460	43,550	37,46%
1,840	120,06	48,020	39,99%
10,00	123,37	53,050	42,99%
11,00	127,50	58,320	45,74%

Graficando la eficiencia contra la potencia de salida en la carga de 4  $\Omega$ , se tiene la figura 38.

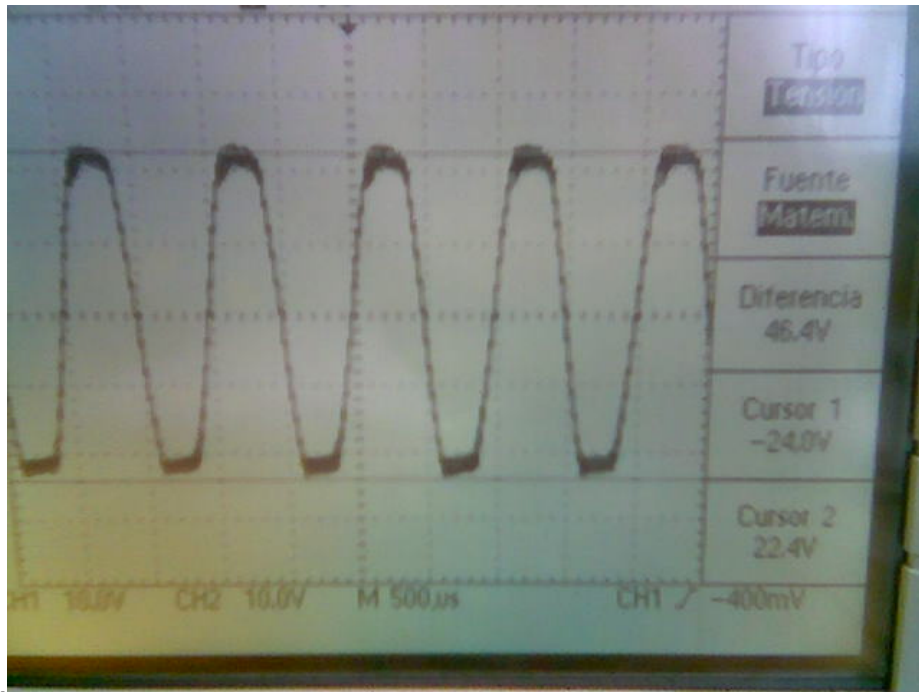
Por ultimo cabe mencionar que 43.2 V pico a pico es la máxima exclusión de la señal alcanzada con esta carga para un nivel de alimentación de 15.3V, y que un aumento en la señal de entrada generaría saturación en el sistema tal y como se muestra en la figura 39, esta saturación en la onda de salida incrementa la distorsión armónica total (THD), generando una señal de audio de baja calidad

Figura 38. Eficiencia contra Pot. de salida en un Clase AB en configuración puente R=4



Fuente: Autor

Figura 39 efecto de saturación en un amplificador clase AB LM4780



Fuente: Autor

Ahora se tabularán los datos para una carga de 8  $\Omega$  y los amplificadores en configuración de puente

Tabla VII Datos de I. y V. en la carga y la alimentación para  $R=8 \Omega$

Conexión de puente

Fin= 1kHz		Rcarga= 8 $\Omega$		
Vin pico a pico [V]	I [Amp] entregada Vcc	I [Amp] entregada Vee	Voltaje Pico a Pico en la carga	Voltaje de alimentación
0,600	0,525	0,530	12.4	23
0,840	0,745	0,740	18.4	22.5
1,040	0,885	0,885	22.4	22.3
1,220	1,025	1,015	26.6	22
1,380	1,145	1,120	29.2	21.7
1,500	1,280	1,265	32.8	21.5
1,620	1,355	1,340	35.2	21.3
1,700	1,425	1,415	37.2	21.1
1,820	1,490	1,475	39.2	21
1,940	1,610	1,570	42.4	20.8
2,100	1,705	1,690	45.2	20.6
2,240	1,815	1,820	49.2	20.4
2,440	2,025	1,990	53.6	20.1
2,600	2,130	2,045	56	19.8

2,720	2,215	2,190	59.2	19.7
2,820	2,370	2,350	62.4	19.3
2,950	2.420	2,380	63.6	19.1

Una vez tabulados los datos se procede a calcular la eficiencia empleando la ecuación 3.1

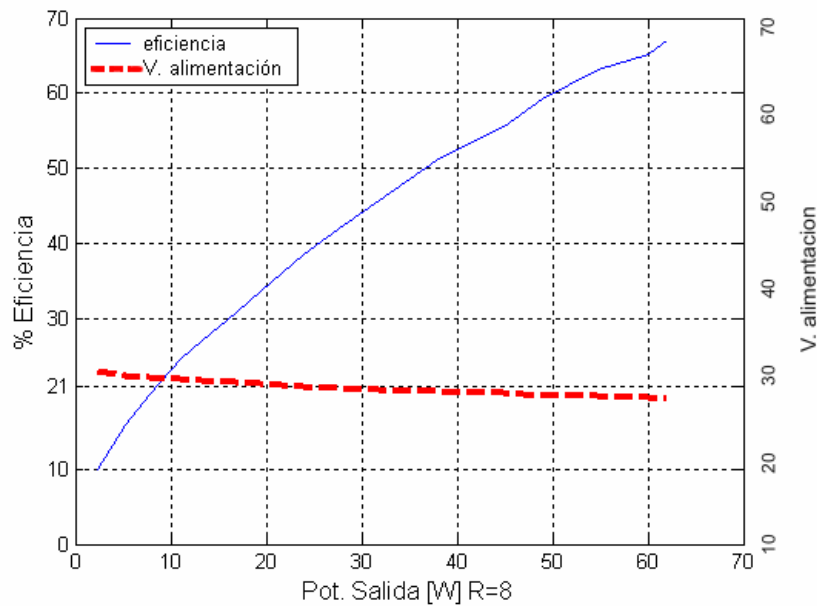
**Tabla VIII Potencia de entrada y salida en un clase AB LM4780 para R=8 O**

**Conexión en puente**

Vin pico a pico [V]	P [W] entrada	P [W] salida	? Eficiencia
0,600	24.265	2.403	9.9%
0,840	33.413	5.290	15.83%
1,040	39.471	7.840	19.86%
1,220	44.880	11.056	24.63%
1,380	49.151	13.323	27.11%
1,500	54.717	16.810	30.72%
1,620	57.403	19.360	33.73%
1,700	59.924	21.623	36.08%
1,820	62.265	24.010	38.56%
1,940	66.144	28.090	42.47%
2,100	69.937	31.923	45.64%
2,240	74.154	37.823	51.00%
2,440	80.701	44.890	55.62%
2,600	82.665	49.00	59.28%
2,720	86.778	54.86	63.10%
2,820	92.040	60.063	65.26%
2,950	92.64	62.056	66.94%

En la figura 40 se muestra la eficiencia vs potencia de salida para un amplificador clase AB a una carga de 8 O, indicada por la línea continua, donde podemos apreciar que la eficiencia nuevamente no alcanzó la teórica esperada, lo que nos indica que la eficiencia práctica de un clase AB no alcanzará la teórica a pesar de variar su carga.

Figura 40. Eficiencia contra Pot. de salida clase AB en configuración puente R=8



Fuente: Autor

Como se mencionó en el capítulo uno la configuración en puente permite que la carga vista por cada amplificador sea la mitad de la carga instalada, de este modo los datos anteriores asemejan a una carga de 2  $\Omega$  para la primera prueba y de 4  $\Omega$  para la segunda, conectadas a cada amplificador. En este tipo de aplicación no se puede instalar carga de 16  $\Omega$  ya que estamos limitados en el voltaje de alimentación y la potencia que se logra es baja.

### 3.4.3 Prueba de eficiencia realizada al LM4780 en configuración Paralelo

En el capítulo uno en el numeral 1.3.2 se analizó la impedancia vista por cada amplificador en la conexión en paralelo, esta es igual a la impedancia total de la carga, multiplicada por el número de amplificadores conectados en paralelo, es por esta razón que las cargas para la prueba de la conexión en paralelo son de 20 y 40 para asemejar cargas de 40 y 80 vistas por los amplificadores respectivamente.

**Tabla IX Datos de I. y V. en la carga y la alimentación para R=4.1  $\Omega$**   
**Configuración en paralelo**

Vin pico a pico [V]	Fin= 1kHz		Rcarga= 4.1 $\Omega$	
	I [Amp] entregada Vcc	I [Amp] entregada Vee	Voltaje Pico a Pico en la carga	Voltaje de alimentación
0,610	0,651	0,649	12,000	30,600
0,928	1,000	0,993	18,400	29,600
1,130	1,215	1,215	22,000	29,000
1,340	1,410	1,410	26,400	28,500
1,480	1,595	1,595	29,600	28,100
1,680	1,730	1,730	32,800	27,700
1,800	1,910	1,910	35,600	27,300
1,900	1,995	1,995	37,600	27,300
2,020	2,080	2,080	39,200	27,100
2,120	2,255	2,255	42,400	26,600
2,200	2,330	2,330	43,600	26,500

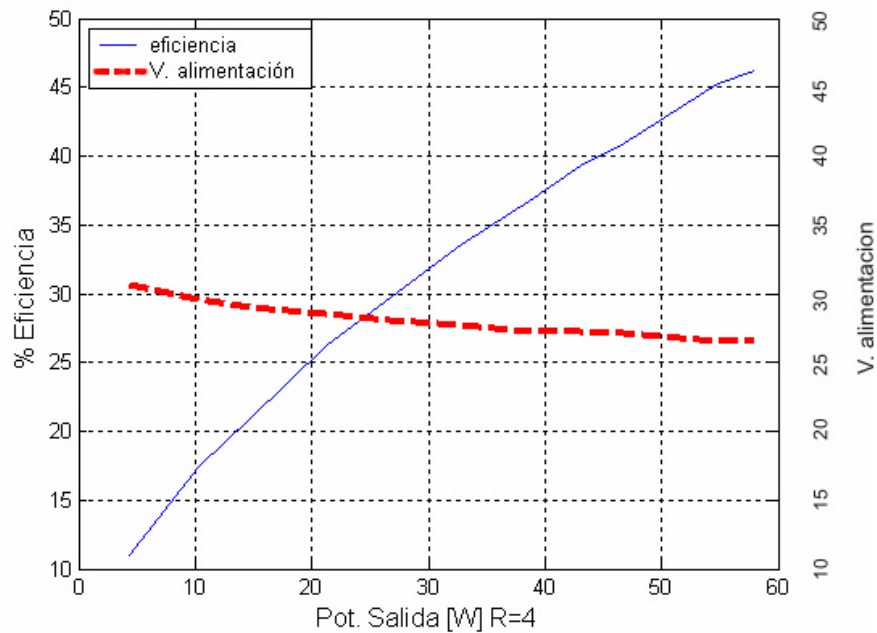
Una vez tabulados los datos se procede a calcular la eficiencia empleando la ecuación 3.1, y reemplazando el valor de la resistencia de carga de 8 por 4.1  $\Omega$

**Tabla X Potencia de entrada y salida en un clase AB LM4780 para R=4.1  $\Omega$**   
**Configuración en paralelo**

Vin pico a pico [V]	P [W] entrada	P [W] salida	? Eficiencia
0,610	39,765	4,390	11,04%
0,928	59,067	10,320	17,47%
1,130	70,470	14,460	20,94%
1,340	81,230	21,250	26,16%
1,480	89,780	26,710	29,75%
1,680	97,781	32,800	33,54%
1,800	105,378	38,640	36,67%
1,900	109,610	43,100	39,32%
2,020	114,360	46,850	40,97%
2,120	121,163	54,810	45,24%
2,200	125,345	57,960	46,24%

Graficando la eficiencia contra la potencia de salida en la carga de 4.1 Ohm, representado en la figura 41 por la línea y voltaje de alimentación que se representa en la misma grafica a través de la línea a trazos

Figura 41 Eficiencia contra Pot. de salida clase AB en configuración paralelo R=4



Fuente: Autor

A continuación se procede a hacer la prueba para una carga de 2  $\Omega$  en la configuración en paralelo

Tabla XI Datos de I. y V. en la carga y la alimentación para R=2  $\Omega$   
Conexión en paralelo

Fin= 1kHz		Rcarga= 2 $\Omega$		
Vin pico a pico [V]	I en [Amp] entregada Vcc	I en [Amp] entregada Vee	Voltaje Pico a Pico en la carga	Voltaje de alimentación
0,340	0,678	0,670	6,00	30,30
0,680	1,420	1,410	12,00	28,50
1,000	2,150	2,140	18,40	26,90
1,200	2,665	2,660	22,00	25,80
1,490	3,095	3,165	26,40	24,50
1,650	3,460	3,390	29,20	24,00
1,830	3,795	3,730	32,40	23,20
1,880	3,890	3,785	33,20	23,00

Una vez tabulados los datos se procede a calcular la eficiencia empleando la ecuación 3.1, y reemplazando el valor de la resistencia de carga de 8 por 20

**Tabla XII potencia de entrada y salida en un clase AB LM4780 para R=2 O**

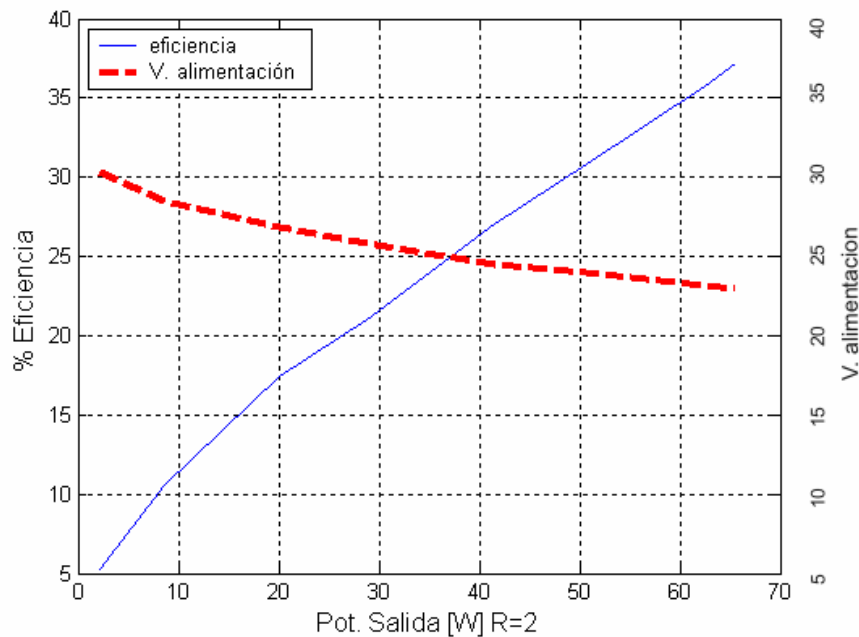
**Conexión en paralelo**

<b>Vin pico a pico [V]</b>	<b>P [W] entrada</b>	<b>P [W] salida</b>	<b>? Eficiencia</b>
0,340	40,290	2,143	5,25%
0,680	80,655	8,571	10,63%
1,000	115,401	20,152	17,46%
1,200	137,256	28,810	21,00%
1,490	153,370	41,485	27,05%
1,650	164,400	50,752	30,87%
1,830	174,580	62,485	35,79%
1,880	176,525	65,610	37,18%

Graficando la eficiencia contra la potencia de salida en la carga de 2 O, representado en la figura 42 por la línea y el Voltaje de alimentación contra la potencia de salida que se representa en la misma grafica a través de la línea a trazos

Una constante que se observó en los amplificadores lineales es el incremento en la corriente cuando se trabaja con cargas de 4 O, lo que genera que el transformador sea más robusto y costoso en su fuente de alimentación, a su vez la saturación de éstos es un factor importante a tener en cuenta en el diseño, con el fin de evitar fuertes caídas en la tensión de alimentación. Por otro lado se recomienda emplear cargas de 8O para lograr elevadas potencias, a costo de un incremento en el voltaje de alimentación; pero a su vez la eficiencia alcanzada con esta carga es superior en comparación a la lograda con la carga de 4 O, ocasionando menor consumo de potencia y por tanto la fuente necesita entregar menos corriente al amplificador, algo que es beneficioso en términos de costos.

Figura 42. Eficiencia contra Pot. de salida clase AB en configuración paralelo R=2 O



Fuente: Autor

### 3.5 ANÁLISIS PRÁCTICO DEL AMPLIFICADOR DE AUDIO CLASE D

En el capítulo 1 se explica porqué éste es un amplificador no lineal, y debido a ello se presentan en la salida una señal modulante con frecuencia igual a la frecuencia de conmutación. La presencia de esta señal de modulación en mayor o menor atenuación en la señal de salida dependerá de:

- Frecuencia de corte del filtro de salida
- Orden del filtro
- Magnitud de la componente fundamental de conmutación a ser atenuada por el filtro.
- Frecuencia de conmutación

Al hacer un análisis de la señal de salida en el amplificador en un osciloscopio, ésta posee la misma frecuencia de entrada pero además esta constituida por una

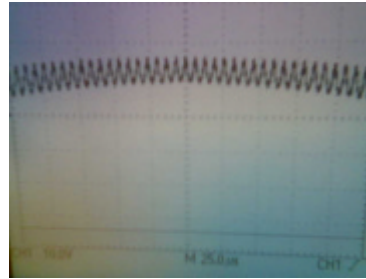
envolvente cuya frecuencia es igual a la frecuencia del oscilador del LM4651, tal y como se muestra en la figura 43.

Figura 43 señal de salida y frecuencia de conmutación presente en ella.

Señal de salida con la envolvente



Señal envolvente



La figura 43 se tomó en una prueba hecha al amplificador con las siguientes características:

- Voltaje de alimentación  $\pm 13V$
- Frecuencia de entrada 1kHz
- 4.5 Vpp de señal de entrada
- Frecuencia de conmutación de 200kHz

Los resultados vistos en la figura 43 tienen una Amplitud de la señal de conmutación a la salida de 5,36 Vpp, la cual puede aumentar si disminuye la frecuencia de conmutación, o disminuir si se aumenta la frecuencia de conmutación. Aunque la amplitud de la señal se puede tomar como considerable, para esta aplicación no lo es, debido que los transductores (parlantes) no pueden reproducir estas frecuencias.

Si se quisiera que la señal de salida tuviese menos contenido de armónicos de la conmutación se puede aumentar el orden del filtro ó reducir la frecuencia de corte del mismo o aumentar la frecuencia de conmutación, todo varía según el diseño que se desee y la cantidad máxima de armónicos permitidos en la señal de salida.

Esta presencia de armónicos en la señal de salida aumenta indiscutiblemente la distorsión armónica (THD), pero este incremento no afecta a nuestra aplicación, ya que nuestra banda de interés va hasta la frecuencia de 20kHz.

Aunque si bien es cierto, la distorsión armónica mide la calidad y la fidelidad de la señal de audio, en muchas aplicaciones no es influyente, como lo es para el caso del amplificador clase D, ya que el mayor contenido de armónicos se presenta a frecuencias inaudibles para el oído humano y por tanto muchas veces es difícil distinguir si la señal es reproducida por un amplificador de audio clase D o clase AB a pesar del elevado THD del clase D.

### 3.5.1 Cálculo de la eficiencia de un amplificador clase D

Una vez se implementó la tarjeta de evaluación se procedió a hacer la prueba de eficiencia para su único valor de carga posible, 4  $\Omega$ , ya que para usar otro valor se necesita cambiar el filtro de salida, el cual se encuentra instalado en la tarjeta de evaluación. Cuestión que no pasa con los amplificadores lineales para los cuales se puede conectar cualquier valor de carga (4 - 32  $\Omega$ ) sin necesidad de hacer modificaciones, claro está que se debe tener en cuenta la limitación en corriente del amplificador.

Para esta prueba se asume que la corriente entregada por la fuente de alimentación positiva ( $V_{cc}$ ) es la misma que la entregada por al fuente negativa ( $V_{ee}$ ) basado en la simetría del puente H.

Tabla XIII Datos de I. y V. en la carga y la alimentación para  $R=4 \Omega$  en un amplificador clase D

<b>Fin= 1kHz</b>		<b>Rcarga= 4 <math>\Omega</math></b>		
<b>Vin pico a pico [V]</b>	<b>I [Amp] entregada Vcc</b>	<b>I [Amp] entregada Vee</b>	<b>Voltaje Pico a Pico en la carga</b>	<b>Voltaje de alimentación</b>
2,00	0,289	0,289	10,80	12,5
2,24	0,316	0,316	12,00	12,5
2,36	0,326	0,326	13,00	12,5

2,64	0,345	0,345	14,00	12,5
2,90	0,369	0,369	15,00	12,5
3,28	0,400	0,400	16,10	12,5
3,56	0,440	0,440	17,00	12,5
3,72	0,495	0,495	18,00	12,5
4,12	0,550	0,550	19,00	12,5
4,40	0,600	0,600	20,00	12,5
4,80	0,657	0,657	21,00	12,5
5,20	0,720	0,720	22,00	12,5
5,48	0,775	0,775	23,00	12,5
5,72	0,825	0,825	24,00	12,5
5,96	0,890	0,890	25,00	12,5
6,28	0,955	0,955	26,00	12,5

Uno de los inconvenientes que tiene el clase D es la generación de picos elevados de corriente a causa del encendido simultáneo del diodo Shottky (Fig. 44) debido a la carga almacenada en ellos como se explicó en la sección 1.1.5.6.3. Lo anterior genera que las fuentes de alimentación diseñadas para este tipo de aplicación sean capaces de entregar estos picos de corriente.

Figura 44. Corriente entregada por la fuente de alimentación al clase D



Fuente: Autor

Una vez tabulados los datos se procede a calcular la eficiencia empleando la ecuación 3.1, y reemplazando el valor de la resistencia de carga de 8 por 4  $\Omega$

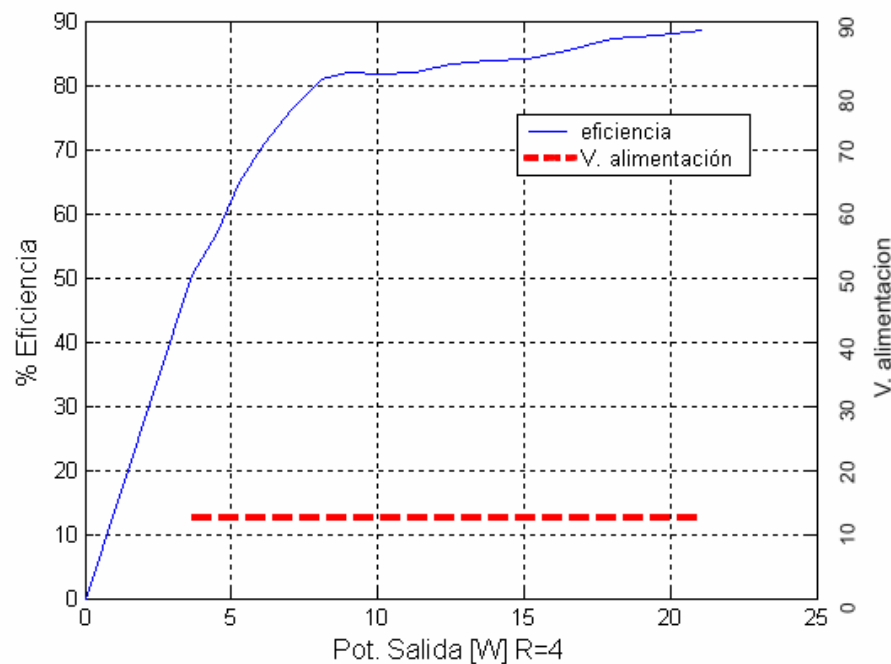
**Tabla 3.14 Potencia de entrada y salida para un clase D con R=4 O**

Vin pico a pico [V]	P [W] entrada	P [W] salida	? Eficiencia
2,00	7,225	3,645	50,45%
2,24	7,900	4,500	56,96%
2,36	8,150	5,281	64,80%
2,64	8,625	6,125	71,00%
2,90	9,237	7,031	76,10%
3,28	10,000	8,100	81,00%
3,56	11,000	9,031	82,10%
3,72	12,375	10,125	81,80%
4,12	13,750	11,281	82,00%
4,40	15,000	12,500	83,30%
4,80	16,437	13,781	83,80%
5,20	18,000	15,125	84,00%
5,48	19,375	16,531	85,00%
5,72	20,625	18,000	87,27%
5,96	22,250	19,531	87,78%
6,28	23,875	21.,250	88,48%

Graficando la eficiencia contra la potencia de salida en la carga de 40, representado en la figura 45 por la línea y el voltaje de alimentación contra la potencia de salida que se representa en la misma grafica a través de la línea a trazos.

Analizando el comportamiento de la eficiencia para el amplificador clase D, se puede predecir que este tipo de etapa de salida no alcanza la máxima eficiencia teórica esperada, esto significa un aumento en la disipación térmica y más notable cuando es un amplificador de alta potencia, debiéndose diseñar grandes y robustos sistemas de disipación de potencia. Cuestión que no ocurre con el amplificador clase D en el cual más del 85% de la energía es transferida a la carga. Esta ganancia en eficiencia es más notoria si se compara los sistemas de disipación de potencia implementados en este proyecto, mientras al clase AB se necesitó un robusto disipador de calor y de refrigeración externa para mantener un nivel de temperatura razonable, en el clase D se necesito un pequeño disipador.

Figura 45 Eficiencia contra. Pot. de salida clase D



Fuente: Autor

Otro análisis importante de las gráficas del amplificador clase AB y D es el comportamiento de la eficiencia, mientras en un clase AB la eficiencia se incrementa aproximadamente en forma lineal, el amplificador de audio clase D, alcanza rápidamente su máxima eficiencia, esta comportamiento hace que una mayor duración en las baterías sea posible en un clase D, aun a un porcentaje de potencia de salida bajo, con relación al máxima potencia de salida.

### 3.5.2 MEDICIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD) EN UN AMPLIFICADOR CLASE D

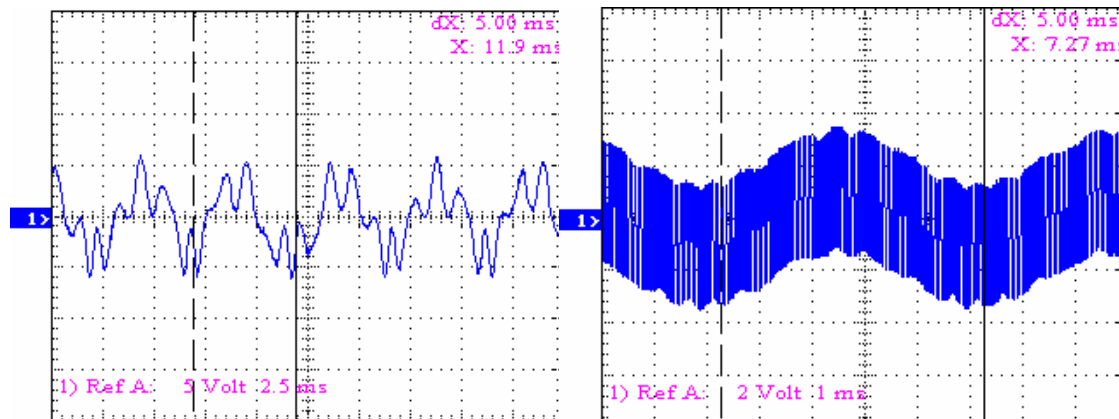
Para encontrar la THD se necesita de un equipo del laboratorio que este en capacidad de capturar la señal para luego exportar sus datos a Matlab y aprovechar sus herramientas matemáticas para calcular el espectro de frecuencia de esta señal, y de este modo calcular el porcentaje existente entre los armónicos y la fundamental.

Tektronix posee una amplia gama de osciloscopios digitales entre ellos se tiene el TDS210 al cual se le permite adaptar un modulo de expansión agregando así herramientas de captura de datos y calculo del espectro en frecuencia. El **software** que trae consigo este modulo de expansión para manejar en un PC, maneja una función que le permite calcular la distorsión armónica total. En este caso se captura una señal con una frecuencia igual a 200kHz (ajustada en el oscilador local del LM4651) modulando una señal de 200 Hz, y solo se toman 2500 muestras por pantalla, si se desea capturar 5 periodos de la señal de 200Hz tendremos  $(5/200) 0.025$  segundos a muestrear, empleando 2500 muestras se estará tomando una muestra cada  $(0.025/2500) 10\mu\text{s}$ , y aplicando el criterio de Nyquist solo podemos muestrear señales hasta de 50kHz con lo cual estamos perdiendo información de la señal de audio, tal y como se muestra en la figura 46. Por esta razón solo se puede tomar la señal de audio correctamente si solo se toma un periodo de la señal de audio, pero el software no permite calcular la THD con solo un periodo de modo que se vio la necesidad de calcular la THD con la ayuda de la herramienta matemática de Matlab.

Figura 46 Señal de salida a 200Hz tomada a diferentes escalas en el tektronix TDS210

Figura 46a Salida a 200Hz con 5 periodos

Figura 46b Salida a 200Hz alrededor de 2 periodos



Fuente: Autor

La figura 46a muestra el inconveniente que se observó con el Tektronix al visualizar más de dos períodos de la señal de salida del clase D. Debido que la frecuencia de audio es muy baja con relación a la frecuencia de la envolvente, por

lo tanto se necesitan demasiadas muestras para capturar de una forma correcta la señal de salida del clase D. Es así como el Tektronix al capturar solo 2500 muestras, este toma algunos datos y los demás se pierden, de modo que la señal que se muestra no es la correcta.

Por tanto cuando se mide la THD usando la FFT de algunos instrumentos de medición se debe tener en cuenta: [13]

- Número de muestras en un rango (Longitud FFT)
- Frecuencia de muestreo

Los armónicos de una señal se expanden a lo largo del espectro en frecuencia, pero para realizar la medición de la THD y demás figuras de medida válida, el ancho de banda debe ser especificado [13], para este caso solo tomaremos aquellos armónicos que se encuentren dentro del rango de frecuencias de audio. De igual manera se escoge las frecuencias de 200Hz y 1kHz como las frecuencias de prueba por ser señales que pueden presentar más armónicos dentro del rango de audio. Otras frecuencias como 10kHz no garantizan una buena medición, ya que solo su segundo armónico aporta a la medida.

A continuación se presenta el primer análisis para una frecuencia de 200Hz. Como primera instancia analizaremos la señal de entrada, la señal que se midió se muestra en la figura 47.

Como se puede ver sólo los primeros armónicos tienen aportes significativos a la distorsión armónica, así que solo se tiene en cuenta los 5 primeros armónicos, las demás componentes que se ven son el denominado piso de ruido el cual no es incluido en la medición del THD.

Figura 47 Señal de entrada a 200 Hz y su Espectro

Figura 47a Señal de entrada 200Hz

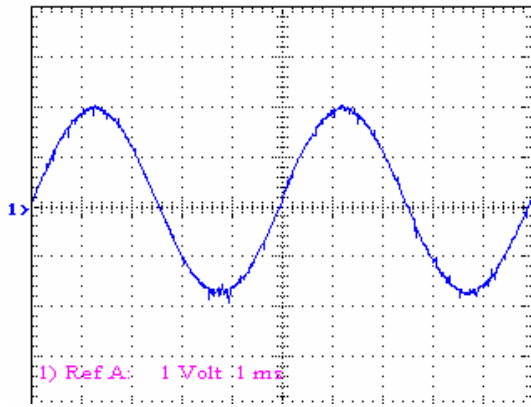
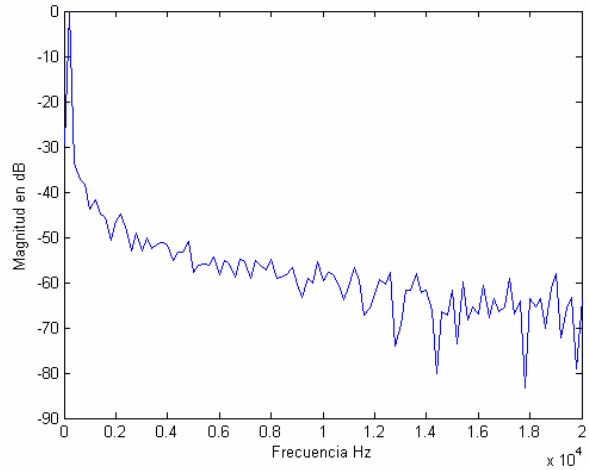


Figura 47b Espectro señal de entrada



Fuente: Autor

Después de adquirir esta señal con el Tektronix, se exportaron los datos a Matlab y por medio de un programa se calculó la transformada de Fourier de la señal adquirida para posteriormente calcular el porcentaje de THD así: Se midió la magnitud del espectro fundamental, se midieron y sumaron las magnitudes de los armónicos de la fundamental y posteriormente se dividió la suma de las magnitudes de los armónicos por la fundamental.

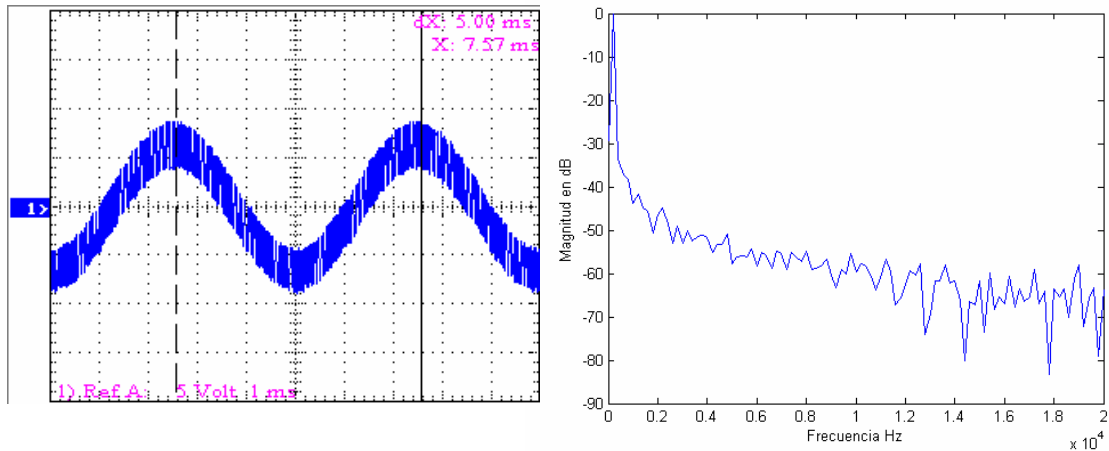
El valor de THD obtenido para la señal de entrada es:

$$\text{THD} = 1.35\%$$

A continuación se analiza la señal de salida del amplificador de audio ante la señal de entrada anteriormente descrita.(Figura 48)

Figura 48 Señal de salida en el clase D a 200Hz y su espectro

Figura 48a Señal de salida en el Clase D a 200Hz    Figura 48b Espectro de la señal de salida



Fuente: Autor

Como la señal de salida posee una envolvente con una frecuencia igual a la frecuencia de oscilación, solo se tendrá en cuenta el aporte de armónicos en el rango de frecuencias de audio. Haciendo un barrido hasta la frecuencia de 8KHz, podemos observar que solo los primeros armónicos tienen un aporte significativo, por tanto solo tendremos en cuenta los primeros 10 armónicos para el cálculo de THD, y con ayuda de Matlab se obtuvo un THD de:

$$\text{THD} = 2.87\%$$

Ya obtenido el valor de la THD de la señal de salida, se analiza la distorsión introducida por el clase D a la señal calculando la diferencia entre la señal de salida y de entrada.

$$\text{THD}_D = 2.87\% - 1.35\% = 1.52\%$$

A continuación se realizan las mismas pruebas y procedimientos explicados anteriormente, pero ahora con una frecuencia de entrada de 1KHz como se muestra en la figura 49.

Figura 49 Señal de entrada a 1 kHz y su Espectro en el clase D

Figura 49a Señal de entrada 1 kHz

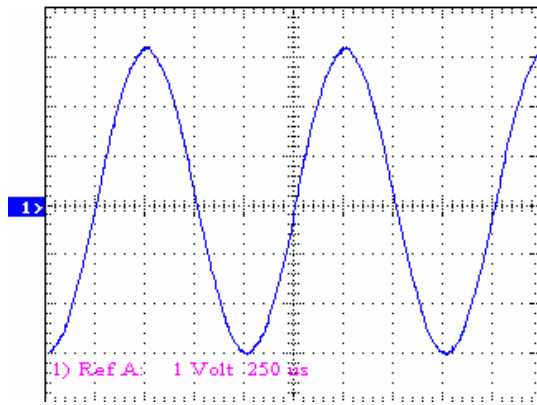
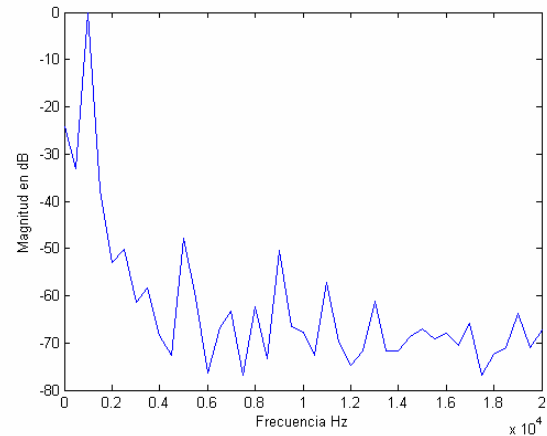


Figura 49b Espectro señal de entrada



Fuente: Autor

Exportando los datos a Matlab y aplicando la función matemática FFT se obtuvo una medida del THD de:

$$\text{THD} = 0.34\%$$

Después de analizar la señal de entrada se procede a analizar la señal de salida en el amplificador clase D (Figura 50), como respuesta a la señal de entrada analizada anteriormente. Esta señal fue exportada a Matlab y posteriormente se calculó su THD con la herramienta matemática FFT cuyo resultado fue:

$$\text{THD} = 1.784\%$$

Sabiendo ya el valor de la THD en la señal de salida, se analiza la distorsión introducida por el clase D a la señal calculando la diferencia entre la señal de salida y de entrada.

$$\text{THD}_D = 1.784\% - 0.34\% = 1.44\%$$

Figura 50 Señal de salida a 1 kHz en el clase D y su Espectro

Figura 50a Señal de salida 1 kHz

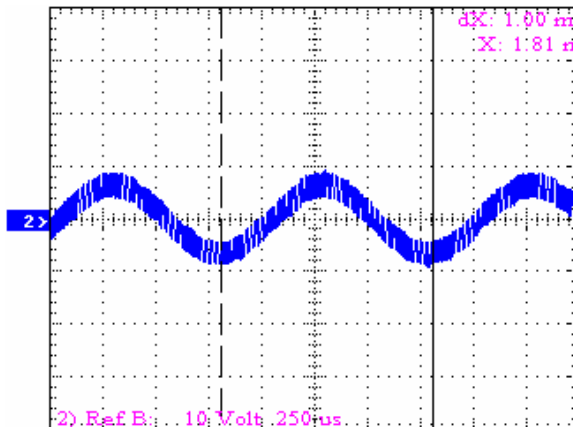
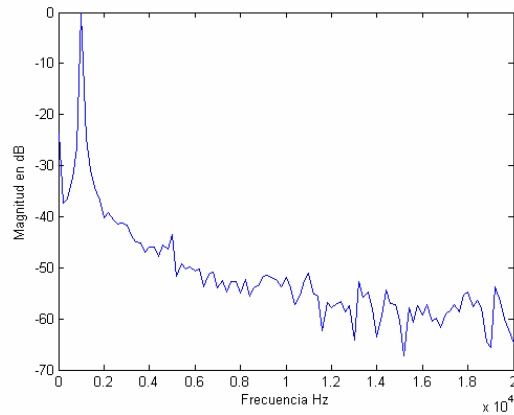


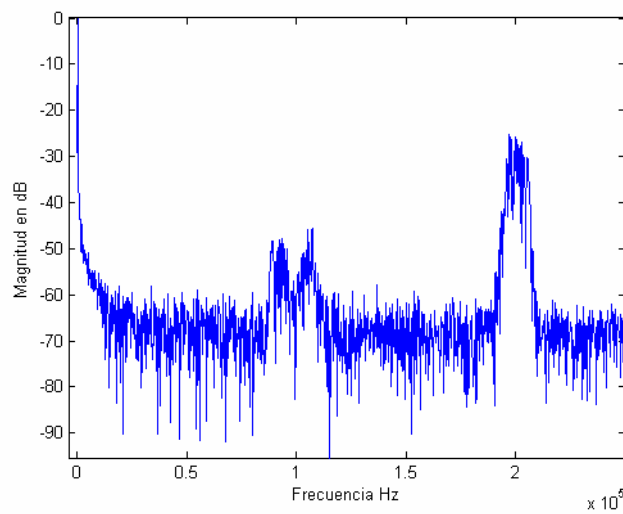
Figura 50b Espectro señal de salida



Fuente: Autor

Un análisis de los resultados anteriormente descritos permite aclarar que la distorsión generada en la banda de audio por el amplificador clase D es admisible permitiendo una aceptable calidad de la señal de salida. Además la distorsión aportada por la fundamental de conmutación y sus armónicos (Figura 51) no afectan la medición por que estas frecuencias no pueden ser reproducidas ni escuchadas por el oído humano.

Figura 51 Espectro total de salida en el amplificador clase D



Fuente: Autor

Por último no se puede afirmar mucho acerca de la distorsión armónica total de un clase D si no se conoce la del clase AB, por tanto se hace un breve análisis de este amplificador para el mismo rango en el que se analizó la THD en el clase D (200Hz y 1kHz)

### 3.5.3 MEDICIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD) EN UN AMPLIFICADOR CLASE AB

En la figura 52 se muestra la señal a la entrada del clase AB y su espectro en frecuencia, los datos fueron exportados a Matlab y su distorsión armónica es de:

$$\text{THD} = 5.65\%$$

La distorsión de esta señal es mayor que la presentada como señal de entrada en el amplificador clase D, debido que este amplificador, requiere una amplitud menor para alcanzar la misma ganancia que el clase AB, por esta razón es que la señal de entrada del clase AB es de apenas unos mV, generando de este modo mayor THD causada por el generador cuando se manejan señales pequeñas.

Figura 52 Señal de entrada a 200 Hz en el clase AB y su Espectro

Figura 52a Señal de entrada 200Hz

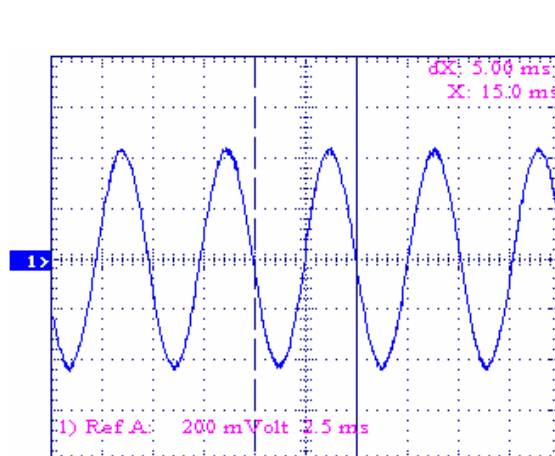
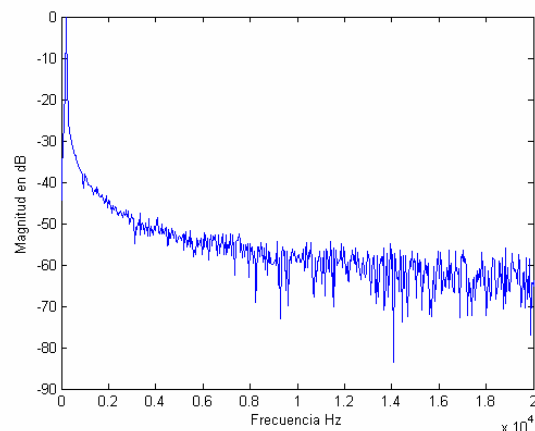


Figura 52b Espectro señal de entrada



Fuente: Autor

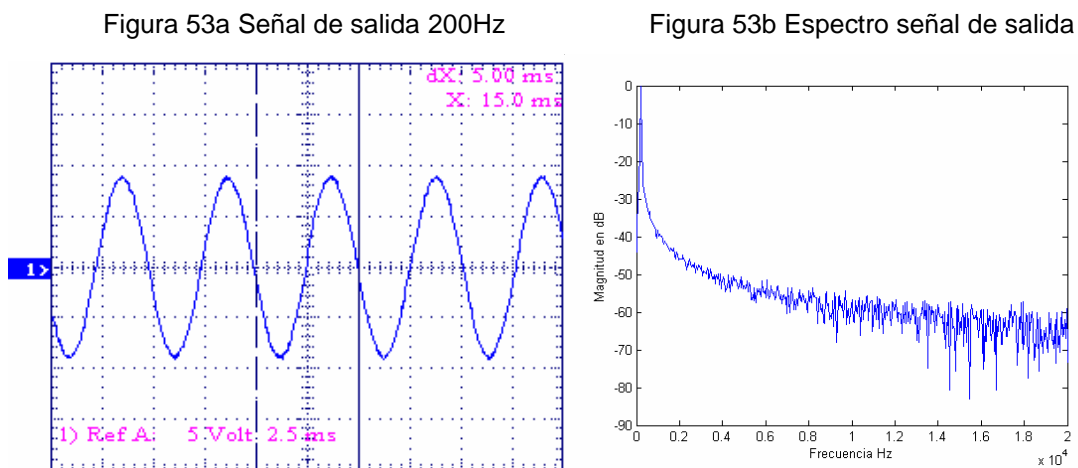
En la figura 53 se muestra la señal de salida en el clase AB, correspondiente a la señal de entrada mostrada anteriormente. Al exportar estos datos a Matlab y calcular su THD, se obtuvo una medición de:

$$\text{THD} = 5.698\%$$

Ya obtenido el valor el THD de la señal de salida, se analizara la distorsión introducida por el clase AB a la señal calculando la diferencia entre la señal de salida y de entrada.

$$\text{THD}_{\text{AB}} = 5.698\% - 5.65\% = 0.048\%$$

Figura 53 Señal de salida a 200 Hz en el clase AB y su Espectro



Fuente: Autor

A continuación se hace una última prueba para una frecuencia de 1kHz y en la figura 54 se muestra la señal de entrada al clase AB y su espectro para una frecuencia de 1kHz, los datos fueron exportados a Matlab y su distorsión armónica es de:

$$\text{THD} = 0.959\%$$

Figura 54 Señal de entrada a 1kHz en el clase AB y su Espectro

Figura 54a Señal de entrada 1kHz

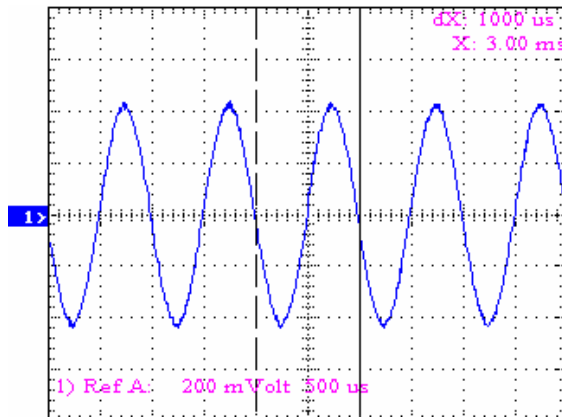
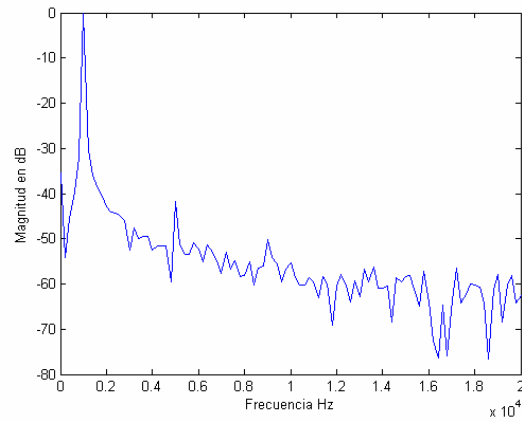


Fig 54b Espectro señal de entrada



Fuente: Autor

En la figura 55 se muestra la señal de salida en el clase AB, correspondiente a la señal de entrada a una frecuencia de 1kHz. Al exportar estos datos a Matlab y calcular su THD, se obtuvo una medición de:

$$\text{THD} = 0.965\%$$

Figura 55 Señal de salida a 1KHz en el clase AB y su Espectro

Figura 55 Señal de salida 1KHz

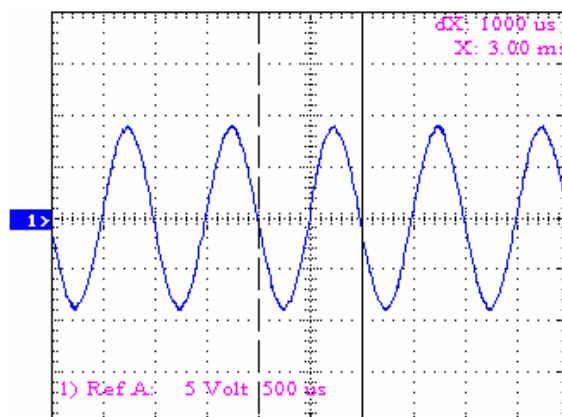
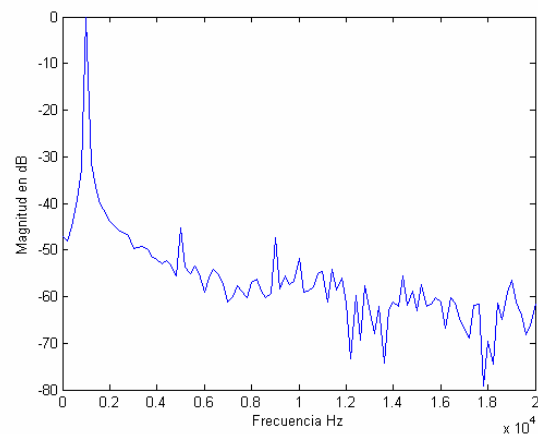


Figura 55b Espectro señal de salida



Fuente: Autor

Una vez se calculo la THD de la señal de salida con ayuda de, se analiza la distorsión introducida por el clase AB a la señal calculando la diferencia entre la señal de salida y de entrada.

$$\text{THD}_{\text{AB}} = 0.965\% - 0.959\% = \%0.006$$

De los valores de THD resultantes de la diferencia entre la señal de salida y la de entrada para el clase AB y clase D, se puede detallar cómo este último presenta un aumento significativo en la distorsión armónica, la cual es causada por la no linealidad del sistema y de la baja frecuencia de modulación como se explico en el capitulo uno. La envolvente de la señal de salida no es preocupación porque los transductores de audio sólo reproducen frecuencias alrededor de 20kHz. Cabe resaltar que si el clase D fuese empleado para otra aplicación que no fuese audio, se debe suprimir la envolvente, tanto como la aplicación lo requiera.

## CONCLUSIONES

- El amplificador de audio clase D LM4651-52 no puede alcanzar la máxima potencia de salida alimentando a 17V, ya que esto genera en el momento de alcanzar el punto de saturación de la señal de salida, el daño del puente o del controlador.
- Los amplificadores lineales manejan diferentes valores de carga, permitiendo tener un rango dinámico de diseño más amplio al variar los voltajes de alimentación y corriente entregada por la fuente para alcanzar un mismo valor de potencia, según sean sus requerimientos y necesidades.
- La configuración en puente permite alcanzar aproximadamente 4 veces la potencia de salida para un mismo valor de fuente de alimentación a costo de un incremento en 4 veces la potencia de disipación de un solo amplificador, siendo este parámetro la principal limitación para alcanzar este valor de potencia, mientras La configuración en paralelo permiten alcanzar el doble de potencia y su disipación se reduce a la mitad que la alcanzada con un solo amplificador.
- La combinación de las configuraciones paralelo y puente, permiten generar soluciones para elevadas potencias de sonido, la cual no se puede alcanzar con un solo dispositivo integrado, mientras se mantienen niveles razonables de disipación de potencia en cada uno de los amplificadores que constituyen la solución.

- Existe un punto de operación en el amplificador clase D donde la eficiencia de este amplificador es inferior a la alcanzada con el clase AB
- Los amplificadores de audio clase D, pueden alcanzar eficiencias prácticas hasta del 90%, permitiendo así menores voltajes de alimentación y fuentes menos robustas, ya que se necesita un suministro de corriente inferior en comparación con las fuentes que alimentan un clase AB de igual potencia.
- A pesar de tener una señal envolvente en la onda de salida, la distorsión en el clase D es próxima al 1.78%, en la banda de audio, lo que lo hace atractivo para este tipo de aplicaciones.
- El mayor aporte de no linealidad en un amplificador clase D es debido a la instauración del tiempo muerto, el cual busca evitar el accionamiento simultaneo de los transistores superior e inferior del mismo lado del puente.
- Realizando las primeras mediciones con las resistencias de potencia que se consiguen en el mercado, se observo una variación sustancial de su valor al aumentar temperatura. Al hacer un análisis se determino que el material en el cual están hechos este tipo de resistores es muy sensible a la temperatura, disminuyendo su valor resistivo al incrementar la temperatura, y por ello no era conveniente emplearlos para esta prueba

## RECOMENDACIONES

- Cuando se realice captura de señales con el Tektronix TDS210, se debe tener en cuenta la tasa de muestreo, con el fin de evitar pérdida de información como ocurre con la señal de audio a la salida del amplificador clase D cuando se analiza en el osciloscopio mas de dos periodos de esta señal.
- En amplificadores de elevada potencia, se recomienda el uso de una etapa preamplificadora de audio con el fin de evitar grandes ganancias en los sistemas de amplificación, lo que podría generar la inestabilidad del mismo.
- El filtro de salida de un clase D, se recomienda sea un filtro Butterworth, con el fin de aprovechar su respuesta máximamente plana y así generar la misma atenuación para todas las frecuencias en la banda de audio
- Cuando se implementan fuentes de alimentación para amplificadores de audio con transformadores, se recomienda usar cargas de 80, ya que estas permiten alcanzar los mismos niveles de potencia que cargas de 40, con solo aumentar el voltaje de alimentación, disminuyendo así el consumo de corriente y permitiendo una reducción de costos y aumento de su eficiencia.

- En un amplificador clase D, se recomienda emplear una frecuencia de oscilación mayor a diez veces la máxima señal de audio, con el fin de evitar la señal envolvente en la onda de salida y de este modo evitar la robustez de filtros muy selectivos cuando esta señal no es deseada.
- Se recomienda aislar ópticamente el puente H del controlador. De igual manera se permite aumentar la potencia de salida para ser usado en otras aplicaciones.
- Por las discrepancias encontradas entre los datos suministrados en la hojas de datos del fabricante del amplificador de audio clase D LM4651-52 y los resultados alcanzados en la práctica, se recomienda el cambio del IC para continuar con el estudio del amplificadores clase D.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] **Maxim Semiconductors**, “Class D Audio Amplifiers Save Battery Life”, application note AN-1760, pp 2-3, 5-9, 2002.
  
- [2] **S. Sedra & C. Smith**, “Circuitos Microelectronicos” 4ª Edición, pp. 752- 765, 892-896, 2001.
  
- [3] **Tripath Technology**, “Class-T Digital Audio D Amplifier Technology”, Information technical AN1, 1999.
  
- [4] **J. Honda & J. Adams**, “Class D Audio Amplifier Basics”, International Rectifier, Application note AN1071, pp. 3, 4, 6, 7, 9-13, 2005.
  
- [5] **W. Marshall Leach**, “The Class-D Amplifier” , Introduction to lectroacoustics and Audio Amplifier design, Second Edition, 2001.
  
- [6] **A. Palacheria**, “Using PWM to Generate Analog Output”, Application Note AN538 Microchip, 1997.
  
- [7] **G. Ledwich**, “Linear and Switching Amplifiers”. [Internet] Visite: [www.powerdesigners.com/InfoWeb/design\\_center/articles/Amplifiers/amplifier.shtm](http://www.powerdesigners.com/InfoWeb/design_center/articles/Amplifiers/amplifier.shtm)
  
- [8] **H. Rashid**, “Electronica de Potencia” 2ª Edición, pp 263-269,280-285,359, 382-386, 1995.
  
- [9] **National Semiconductor**, “Bridge/Parallel Amplifier (BP4-200) Documentation”, pp. 3,4, 1997.

- [10] **Nacional Semiconductor**, “ LM4780 Overture™ Audio Power Amplifier Series Stereo 60w, mono 120W” , 2003.
- [11] **Nacional Semiconductor**, “LM4651 & LM4652 Overture™ Audio Power Amplifier 170W Class D Audio Power Amplifier Solution”, Datasheet , pp. 10-13, 22-30, 2004.
- [12] **Sanyo**, “STK4171V, AF power amplifier (split power supply), Stereo 40W”, 1997.
- [13] **Texas Instrument**, “Digital audio Measurements”, Application Report, pp. 2-6, 8, 10, 2001
- [14] **C. Tiam Boom**, “Switch Mode Multilevel (Class D) Power Amplifier”, Department of Information Technology and Electrical Engineering, University of Queensland, 2001
- [15] **Texas Instruments**, “*Design Consideration for Class-D Audio Power Amplifiers*”, Application report, pp. 5, 6, 1999.
- [16] **K. P. Sozanski, R. Strzelecki, Z. Fedyczak**, “Digital Control Circuit for Class-D Audio Power Amplifier”, Universidad técnica de Zielona Góra, Escuela de ingeniería Eléctrica
- [17] **B. Putzeys**, “Digital Audio's Final Frontier”, magazine spectrum online IEEE. [Internet] Visite:  
[www.spectrum.ieee.org/WEBONLY/publicfeature/mar03/dig.html#f1](http://www.spectrum.ieee.org/WEBONLY/publicfeature/mar03/dig.html#f1)

## ANEXO I

### PRUEBAS DE DIAGNOSTICO REALIZADAS AL LM4651

Para implementar la tarjeta de evaluación del LM4651, se buscó que fuese lo más semejante a la recomendada por el fabricante, con el fin de conservar las reglas de diseño de PCBs que el fabricante había tenido en cuenta, para esto se utilizó el software Orcad Layout para el diseño de este PCB. Una vez se adecuaron los footprint\* de los elementos que no se consiguen en el mercado colombiano por elementos que prestasen las mismas prestaciones, se terminó el diseño del mismo y se procedió a realizar la primera prueba.



Figura A.1 Tarjeta de evaluación lm4651

#### A. Primera prueba de diagnostico realizada al LM4651

Con la tarjeta de evaluación lista (figura A.1), se procedió a alimentar a una tensión de 12V, en esta primera prueba, el amplificador de audio funcionó ante una entrada de audio proveniente de un reproductor de **CD**. Deseando hacer un análisis de la máxima potencia de salida del sistema, con el fin de corroborar los

---

\* Footprint: diagrama de pines ubicados espacialmente iguales a los del chip, y que lo representa en el PCB

datos de potencia de salida suministrados por el fabricante, se alimento a la máxima tensión recomendada por el fabricante, +22V, al alimentar a esta tensión el puente rectificador emitió un ruido y culmino con la destrucción del mismo, expulsando una parte de su encapsulado. Figura A.2

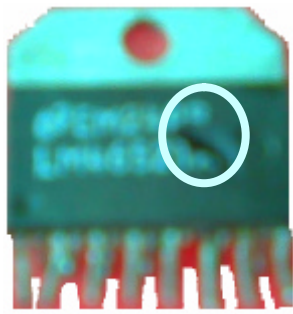


figura A.2 orificio que se origino a causa de la destrucción del puente

Ya dañado el puente se procedió a examinar el estado del controlador (LM4651), donde se detalló que todas sus partes estaban funcionando menos los drivers de disparo de los MOSFET, los cuales muy posiblemente se dañan cuando se perfora el oxido de la puerta de los MOSFET del puente y estos inyectan corriente por la puerta hacia los driver, causando su daño.

Cabe destacar que para esta prueba la resistencia que va en paralelo con el condensador de la fuente de alimentación no se había implementado aún.

No encontrando una respuesta de lo que generaba el daño del amplificador se escribió al fabricante del dispositivo (National Semiconductor) acerca de lo sucedido, quien respondió que posiblemente el daño se había generado por una sobretemperatura, y que recomendaba revisar la conexión del pin 4 del Im4652 hacia el Im4651, con el cual se censaba la temperatura en el puente, de igual forma recomendó revisar la fuente de alimentación del amplificador, y analizar si el transitorio generado por el encendido entre Vcc y Vee no fuese mayor que 44 Voltios.

Una vez recibida las recomendaciones por parte del fabricante se hizo un análisis del voltaje de alimentación con el Tektronic y se obtuvieron los siguientes resultados:

Voltaje pico a pico de salida del puente rectificador de onda completa sin resistencia en paralelo al condensador es de 39.2 Volt (figura A.3), valor que no supera al máximo recomendado por el fabricante.

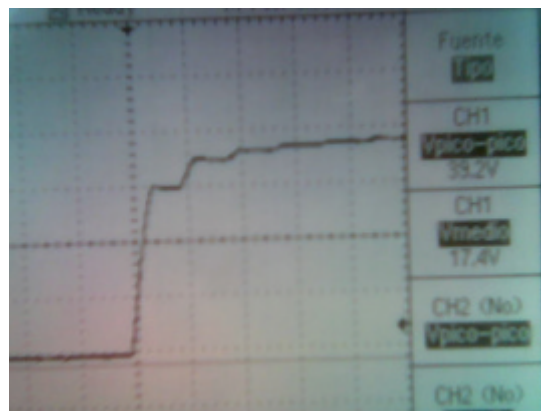


Figura A.3 Voltaje de salida del puente rectificador sin resistencia en paralelo al condensador

A pesar que el voltaje medido entre VCC y VEE no supero los 44Volts se opto por instaurar la resistencia en paralelo con el fin de descargar el condensador y eliminar posibles picos a la salida del puente rectificador cuando el condensador este cargado. De esta manera se conecto una resistencia de 500 Ohm en paralelo a cada condensador de las dos fuentes de alimentación (Vcc, Vee), este valor fue escogido en base a un modelo de fuente recomendado por SANYO para su amplificador STK4771-II que posee un consumo de potencia muy similar al LM4651. El valor pico a pico que se obtuvo fue de 38.4Volt (figura A.4)

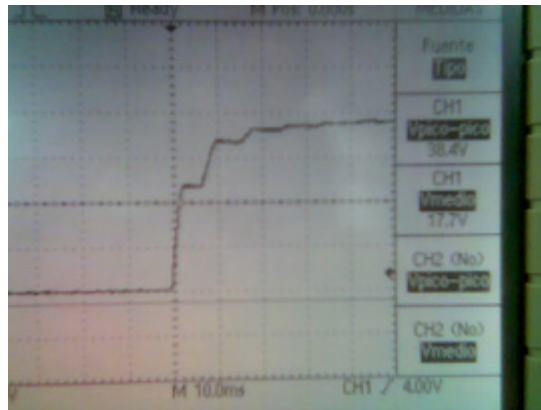


Figura A.4 Voltaje de salida del puente rectificador sin resistencia en paralelo al condensador

## B. Segunda prueba de diagnostico realizada al LM4651

Una vez se recibió las recomendaciones por parte del fabricante se reviso la conexión del pin 4 del LM4652 que transmite la señal de temperatura hacia el lm4651; al revisarlo se encontró que este estaba en perfecto estado y haciendo conexión entre los dos integrados.

Después de seguir las recomendaciones del fabricante, se procedió a energizar el sistema, alimentando a  $\pm 20V$ , el sistema no funcionó como se esperaba, y en cambio trataba de iniciar o arrancar pero nuevamente dejaba de funcionar como se muestra en la figura. A.5

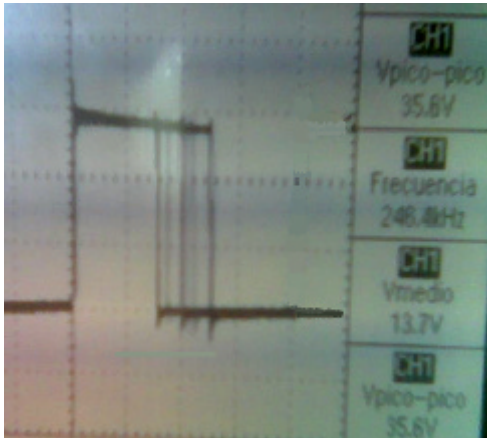


Fig A.5 Señal diferencial entre Out1 y Out 2

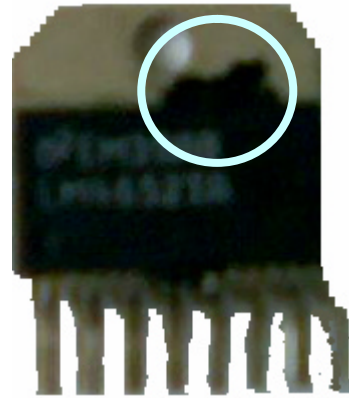


Fig A.6 Daño de lm4652 por expulsión de una sustancia del encapsulado

Transcurrido un tiempo de no haberse podido iniciar el sistema el puente se quemó, expulsando una sustancia desde su interior (figura A.6), nuevamente este daño causó la ruptura del óxido y por ende la inyección de corriente hacia el LM4651 ocasionando el daño de los drivers.

Pensando que el daño del puente se había generado por sobrecorriente, se limitó la corriente que circularía a través de él, implementando dos resistencias de 25  $\Omega$ , una se conectó entre Vcc y la alimentación positiva del puente y otra entre Vee y la alimentación negativa de la señal.

### C. Tercera prueba de diagnóstico realizada al LM4651

Una vez implementada la protección se instaló un nuevo par de integrados (LM4651-52) y se energizó a  $\pm 13V$ , esta vez el puente H no se quemó pero uno de los drivers de disparo de la puerta salió defectuoso en razón a que las señales de disparo de las puertas de los mosfet varían entre 0-6V, y una de ellas estaba disparando entre 0-2V como se muestra en la figura A.7

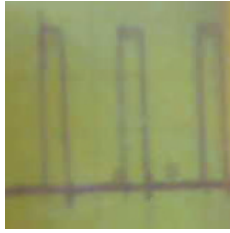


Fig A.7.a Señal de disparo correcta

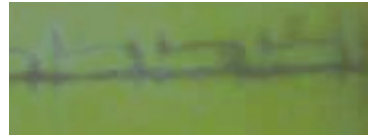


Fig A.7.b Señal de disparo defectuosa

Fig A.7 señal de disparo a la entrada de los mosfets

#### **D. Cuarta prueba de diagnostico realizada al LM4651**

En esta prueba se conservaron las protecciones de corriente anteriormente mencionadas a través de las resistencias conectadas al puente, se alimento el sistema a  $\pm 13V$ ; en esta prueba el LM4651 salio defectuoso, ya que al energizar el sistema se producía a la salida una onda seno de aproximadamente 13 Vp sin haber señal de entrada, y esta oscilación solo se presentaba alrededor de los 160Khz. Al ingresar una señal de audio el sistema no respondía lo que dio a entender un fallo. Se desmonto el controlador y se probó en un protoboard, donde se detectó que el amplificador sumador de entrada estaba dañado y no aceptaba señal de entrada, esta prueba se hizo conectando el amplificador sumador en configuración de seguidor de voltaje, si estuviese en buen estado al ingresar un nivel de continua se generaría a la salida del controlador una onda PWM que varía al cambiar el nivel e DC, lo que no ocurrió.

#### **E. Quinta prueba de diagnostico realizada al LM4651**

En esta prueba el amplificador funcionó y la señal de salida respondía ante cambios en la señal de entrada, pero se notó inmediatamente una falla en el dispositivo el cual era que se obtenía la máxima amplitud de salida cuando la señal de entrada solo estaba en 75mV, y según la ecuación de ganancia proporcionada por el fabricante el sistema tenía una ganancia de 3.26V/V, lo cual

indicaba una falla. Más tarde se procedió a revisar el ancho de banda del amplificador variando la señal de entrada de 1kHz a 20kHz con una onda seno. Al hacer el barrido se observó que la señal de salida se atenuaba a medida que la frecuencia de entrada aumentaba, la salida llegó a un valor de 3.6V cuando la señal de entrada tenía una frecuencia de 20kHz, de igual modo cuando la frecuencia de la señal de entrada se acercaba a 1kHz la ganancia se hacía tan grande que el sistema se apagaba y producía un golpeteo semejante a la prueba anterior cuando se quemó el puente. Una vez analizados estos efectos se procedió a hacer medición a un voltaje de alimentación mayor, y se alimentó ahora a +19V, obteniéndose el mismo resultado al variar la frecuencia de entrada. Pero ahora al acercar la frecuencia de la señal de entrada a 1kHz nuevamente la ganancia se hizo tan grande que el sistema se apagó, al revisar los componentes se detectó que el puente H se había quemado.