



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

# **Amplificador clase D de intervalo de audio completo**

**TESIS**

Que para obtener el título de

**Ingeniero Eléctrico Electrónico**

**P R E S E N T A**

Carlos Hasmanhy Hilario Huerta

**DIRECTOR DE TESIS**

M.I José Castillo Hernández



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2017



A mi madre:  
Con cariño y afecto.

## Agradecimientos.

Le agradezco la confianza, apoyo y dedicación de tiempo a mi director de tesis el M.I José Castillo Hernández. Por darme la oportunidad de crecer profesionalmente, compartir su gran conocimiento y sobre todo su amistad.

Al Laboratorio de Electrónica del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, por la asesoría y apoyo.

Le agradezco la confianza apoyo y dedicación de tiempo a mi profesor el Ing. Manuel Alberto Soriano Ávila. Por el conocimiento brindado, por su tiempo y amistad.

Al Programa de Apoyo a Proyectos para la Innovación y Mejoramiento de la Enseñanza (PAPIME) por permitirme participar en el proyecto “Sensores y Actuadores” para el mejoramiento de la enseñanza en las carreras e Ingeniería en Mecatrónica e Ingeniería en Electrónica con número de clave PE103214.

## Contenido

Agradecimientos.....	3
Nomenclatura .....	6
Índice de Figuras.....	7
Introducción.....	9
Definición del problema.....	10
Entorno actual.....	11
Relevancia y limitaciones.....	11
Objetivos.....	11
Método.....	12
I. Acondicionamiento de la señal de audio.....	13
1.1 Seguidor de voltaje.....	13
1.2 Amplificador inversor.....	14
1.3 Amplificador no inversor.....	14
1.4 Amplificador sumador inversor.....	15
1.5 Filtros activos.....	16
1.5.1 Filtro Paso-Altas.....	18
1.5.2 Filtro Paso-Bajas.....	19
II. Fuente conmutada.....	22
2.1 Convertidores DC-DC.....	23
2.2 Fuente conmutada modulada por ancho de pulso.....	24
2.3 Convertidor Push-Pull.....	25
2.3.1 Análisis del convertidor Push-Pull.....	26
2.3.2 Intervalo de $0 < t \leq DT$ .....	26
2.3.3 Intervalo de $DT < t < T/2$ .....	28
2.3.4 Intervalo $T/2 < t < (T/2 + DT)$ .....	29
2.3.5 Límite entre Modo de Conducción Continua (MCC) y Modo de Conducción Discontinua (MCD). .....	29
2.3.6 Voltaje de rizo en el convertidor.....	30
2.4 Transformador de alta frecuencia.....	31
2.4.1 Cálculo de transformadores de alta frecuencia.....	31

2.4.2 Elección del núcleo.....	31
2.4.3 Pérdidas en el núcleo. ....	32
2.4.4 Cálculo del número de vueltas del devanado primario. ....	33
2.4.5 Cálculo del número de vueltas en el devanado secundario.....	34
2.4.6 Cálculo de la sección del alambre de cada devanado. ....	35
2.4.7 Cálculo de las pérdidas totales en el transformador.....	36
2.5 Lazo de control. ....	37
2.5.1 Control a frecuencia fija. ....	38
2.6 Amplificador de error. ....	39
2.7 Compensación del circuito de retroalimentación. ....	39
2.7.1 Convertidor en modo avance controlado por voltaje.....	40
2.7.2 Estabilidad en fuentes conmutadas. ....	41
2.7.3 Compensación de 2 polos y 2 ceros. ....	42
III. Etapa de potencia del amplificador clase D. ....	45
3.1 Modulación por ancho de pulso PWM.....	45
3.1.1 Modulación por ancho de pulso bipolar. ....	47
3.1.2 Modulación por ancho de pulso Unipolar.....	49
3.2. Driver.....	51
3.3. Convertidor puente completo.....	53
3.4. Filtro de salida. ....	54
IV Diseño del amplificador clase D ..... 57	57
4.1 Diseño de la fuente conmutada. ....	57
4.2 Diseño del acondicionamiento de la señal de audio.....	66
4.3 Diseño del modulador de PWM. ....	71
4.4 Diseño de etapa de salida.....	72
V Pruebas y resultados. ....	74
Conclusiones.....	83
Apéndice.....	85
Referencias y bibliografía. ....	92

## Nomenclatura

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
<b>PWM</b>	Modulación por ancho de pulso
<b>D</b>	Ciclo de trabajo
<b><math>V_I</math></b>	Voltaje de entrada
<b><math>V_0</math></b>	Voltaje de salida
<b>n</b>	Factor de transformación
<b><math>i_L</math></b>	Corriente en el inductor
<b><math>\Delta i_L</math></b>	Rizo de corriente pico a pico
<b>T</b>	Periodo de la señal
<b><math>f_c</math></b>	Frecuencia de conmutación
<b><math>I_0</math></b>	Corriente de salida
<b><math>R_L</math></b>	Resistencia de carga
<b><math>v_r</math></b>	Voltaje de rizo
<b><math>r_c</math></b>	Resistencia serie en el capacitor
<b>PA</b>	Producto área
<b><math>A_W</math></b>	Producto área de la ventana
<b><math>A_e</math></b>	Producto de la sección transversal del núcleo
<b><math>P_E</math></b>	Potencia de entrada
<b><math>P_S</math></b>	Potencia de salida
<b><math>\eta</math></b>	Eficiencia
<b>C.L</b>	Pérdidas en el núcleo
<b><math>B_{pk}</math></b>	Densidad de flujo pico
<b><math>\Delta B</math></b>	Densidad de flujo pico a pico
<b><math>N_P</math></b>	Número de vueltas en el devanado primario
<b><math>N_S</math></b>	Número de vueltas en el devanado secundario
<b><math>P_S</math></b>	Potencia de salida
<b>J</b>	Densidad de corriente
<b><math>P_T</math></b>	Pérdidas totales
<b>LMV</b>	Longitud media por vuelta en el núcleo
<b><math>\rho</math></b>	Resistencia del cobre
<b><math>T_0</math></b>	Temperatura de funcionamiento
<b><math>\Delta T</math></b>	Cambio de temperatura
<b><math>V_{ref}</math></b>	Voltaje de referencia
<b><math>V_{tri}</math></b>	Voltaje de la señal triangular
<b><math>V_{aud}</math></b>	Voltaje de la señal de audio
<b><math>f_{tri}</math></b>	Frecuencia de la señal triangular

## Índice de Figuras

Figura 1. 1 Seguidor de voltaje .....	13
Figura 1. 2 Amplificador inversor .....	14
Figura 1. 3 Amplificador no inversor. ....	15
Figura 1. 4 Amplificador sumador .....	15
Figura 1. 5 Diagrama en el dominio de la frecuencia de los filtros ideales. a) paso-bajas, b) paso-banda, c) paso-altas y d) supresor de banda. ....	16
Figura 1. 6 Respuesta de los tipos de filtro. ....	17
Figura 1. 7 Filtro paso-altas de segundo orden, topología Sallen Key. ....	18
Figura 1. 8 Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro paso-altas de segundo orden. ....	19
Figura 1. 9 Filtro paso-bajas de segundo orden, topología Sallen Key.....	20
Figura 1. 10 Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro paso-bajas de segundo orden.....	21
Figura 2. 1 Diagrama de bloques de una fuente conmutada. ....	22
Figura 2. 2 Clasificación de las fuentes conmutadas reguladas. ....	23
Figura 2. 3 Convertidores DC-DC unipolares, a) Reductor, b) Elevador, c) Reductor-elevador, d) Retorno, e) Avance y f) SPIC .....	24
Figura 2. 4 Convertidores DC-DC bipolares, a) Medio puente, b) Puente completo y c) Push-pull.....	25
Figura 2. 5 Intervalo de $0 < t < DT$ del convertidor push-pull.....	26
Figura 2. 6 Intervalo de $DT < t < T/2$ del convertidor push-pull. ....	28
Figura 2. 7 Intervalo de $T/2 < t < (T/2+DT)$ del convertidor push-pull. ....	29
Figura 2. 8 Grafica del manual de Micrometals (pérdidas en el núcleo vs densidad de flujo) material -26 [3]. ....	33
Figura 2. 9 Diagrama de bloques del lazo de control. ....	37
Figura 2. 10 Amplificador de error típico. ....	39
Figura 2. 11 Circuito de compensación de dos polos y dos ceros. ....	43
Figura 3. 1 Comparador.....	46
Figura 3. 2 Convertidor de puente completo. ....	47
Figura 3. 3 Formas de onda de la modulación por ancho de pulso bipolar [5].....	47
Figura 3. 4 Formas de onda de la modulación por ancho de pulso unipolar [5].....	50
Figura 3. 5 Aislamiento de las señales de control. ....	52
Figura 3. 6 Diagrama del driver utilizando la técnica de Bootstrap. ....	53
Figura 3. 7 Diagrama del filtro de salida para una modulación unipolar. ....	55
Figura 4. 1 Set de medios 165 A3 Focal.....	58
Figura 4. 2 Ferrita tipo toroidal. ....	59
Figura 4. 3 Pérdidas en el núcleo vs densidad de flujo [8]. ....	60
Figura 4. 4 Inductor de salida de la fuente conmutada.....	64
Figura 4. 5 Diagrama de la fuente conmutada. ....	66
Figura 4. 6 Circuito de ganancia general del amplificador. ....	67
Figura 4. 7 Diagrama del acondicionamiento de la señal.....	71
Figura 4. 8 Diagrama del modulador PWM.....	72

Figura 4. 9 Diagrama de la etapa de salida del amplificador clase D.....	73
Figura 5. 1 Circuito impreso del amplificador clase D.....	74
Figura 5. 2 Señales de Gate del convertidor push-pull.....	75
Figura 5. 3 Señales de Drain del convertidor push-pull.....	76
Figura 5. 4 Señales del devanado secundario del transformador.....	76
Figura 5. 5 Rizo y voltaje de salida de la fuente conmutada.....	77
Figura 5. 6 Rizo de corriente en el inductor de salida de la fuente conmutada.....	78
Figura 5. 7 Señal de entrada y salida de la pre-amplificación general.....	78
Figura 5. 8 Señal triangular a la salida del oscilador XR2206.....	79
Figura 5. 9 Señales PWM unipolares.....	80
Figura 5. 10 Señales de salida. a) Corriente en la bocina sin filtro. b) Corriente en la bocina con filtro. ....	81
Figura 5. 11 Voltaje de salida. a) Voltaje de 12 $V_{rms}$ . b) Voltaje de 16 $V_{rms}$ . ....	81
Figura 5. 12 Espectro en frecuencia a la salida del amplificador. a) Fundamental. b) Armónicos. ....	82

## Introducción.

Un amplificador de audio es un circuito electrónico capaz de elevar la potencia de una señal de entrada obteniendo así una señal amplificada a la salida. Este circuito proporcionará una ganancia acústica necesaria para un sistema de audio. El requerimiento de estos circuitos surgió debido a la necesidad de escuchar un discurso o música a niveles altos para así poderlo escuchar en masas.

El primer amplificador de audio se inventó en el año de 1909 por Lee De Forest, estos amplificadores de potencia se basaron en tubos de vacío, alcanzando alta fidelidad pero mostrando baja eficiencia. Más tarde con el advenimiento del desarrollo electrónico generado a partir de los transistores, los amplificadores evolucionaron convirtiéndose en aparatos electrónicos más eficientes y pequeños en comparación de los de tubos de vacío. A partir de la década de los sesenta la electrónica de los amplificadores de audio se basó en dispositivos de estado sólido lo que permitió tener amplificadores eficientes y de bajo costo.

Con el desarrollo de nuevos circuitos integrados así como de dispositivos electrónicos los amplificadores también sufrieron modificaciones en sus etapas de salida, a estas se les denomina también clases. Actualmente existen distintas clases de amplificadores de potencia, como son los clase A, B, C y D entre otros, cada uno de éstos posee ventajas y desventajas; por ejemplo el de clase A ofrece una alta fidelidad pero su eficiencia es baja. En el caso del amplificador clase B, se observa una mejora en la eficiencia pero se tiene el efecto de cruce que disminuye la calidad viéndose reflejada en la distorsión armónica total que se genera. El amplificador clase C está orientado para aplicaciones en alta frecuencia y finalmente, de los amplificadores mencionados, el amplificador clase D es el que ofrece la mayor eficiencia y puede presentar una baja distorsión armónica total, bajo ciertas condiciones. A partir de estas características se pueden generar algunas combinaciones, por ejemplo una de las más empleadas es la clase AB. En estos amplificadores se explota la alta calidad del amplificador clase A y se aprovecha la eficiencia moderada del clase B, que en el mejor de los casos llega a ser del 60%. En este punto es importante recalcar que una eficiencia de un 60% significa que para generar 60 watts es necesaria una fuente de 100 [W] de donde 40 [W] se desechan en forma de calor.

Los amplificadores clase D orientado a sistemas electro-acústicos, son amplificadores conmutados, es decir, los transistores de salida trabajarán como interruptores prendiendo y apagando, permitiendo así tener mayor eficiencia. Para que esto ocurra, los amplificadores clase D usan técnicas de modulación por ancho de pulso, donde una señal

analógica se convierte en una señal de pulsos con periodo constante y ciclo de trabajo variable, bajo este esquema los transistores operan como interruptores, trabajando en corte y saturación, con esto se reducen las pérdidas en la etapa de potencia del amplificador. A partir de este tipo de modulación se tiene una eficiencia alta, un mejor control de la señal de audio y un menor esfuerzo de los transistores. Por otro lado, trabajando la modulación a una frecuencia alta se reducen los efectos de ruido por conmutación de la etapa de potencia del amplificador en las bocinas, obteniendo así una menor distorsión armónica.

A pesar de que los amplificadores clase D son utilizados por su gran potencia de salida, sus bajos valores de relación señal a ruido y altas eficiencias; éstos son utilizados para reproducir bajas frecuencias. El amplificador usa un filtro paso bajas que se pone en la salida para eliminar el ruido de conmutación. Este filtro añade distorsión y desplazamiento de fase, incluso limita las características del amplificador en alta frecuencia, razón por la cual limita el intervalo de frecuencias audibles; sin embargo, permite reducir suficientemente el ruido de conmutación sin causar pérdida de potencia, desplazamiento de fase, o distorsión.

### Definición del problema.

Debido a la conmutación de los dispositivos electrónicos tanto de la etapa de potencia y la fuente conmutada del amplificador clase D, se producirán picos en el sistema de alimentación que pueden afectar los distintos bloques del amplificador. Este ruido puede ser percibido en la bocina por lo que es necesario reducirlo lo más que sea posible. También se producen radiaciones electromagnéticas dentro de un automóvil, que se deben al motor, estas llegar a afectar a los circuitos dentro, es por ello que se diseñarán filtros de salida capaces de atenuar, bajo ciertas condiciones, esos picos de corriente que se inducen a través de la terminal de referencia. De igual forma el uso de un filtro EMI para impedir que ésta conmutación afecte a circuitos externos es indispensable.

Entre otros problemas que se deben tomar en cuenta para poder desarrollar el amplificador, se tiene la distorsión de amplitud no lineal que ocurre debido a las características del dispositivo. También se debe considerar la distorsión de frecuencia, ya que los elementos del circuito y el dispositivo de amplificación pueden responder a la señal de modo diferente en diversos rangos de frecuencia de operación.

Finalmente se tiene la distorsión de fase que se produce cuando las señales de salida sufren adelantos o retrasos en fase con la señal original y se produce por los componentes reactivos (bobinas y condensadores) que lleva el amplificador.

En este trabajo se plantea el diseño y desarrollo de un amplificador clase D orientado a la caracterización de equipo electro-acústico. Se pretende desarrollar un amplificador con una eficiencia por encima de las otras clases, también se pretende que este amplificador conserve la calidad acústica en todas sus etapas.

### Entorno actual.

Actualmente el desarrollo de equipos electrónicos apunta al diseño de sistemas más eficientes con el fin de abatir costos de fabricación, de mantenimiento, confort y de energía.

En el mercado existen una gran cantidad de clases de amplificadores de audio, las cuales por su eficiencia se destacan unas de otras. Los amplificadores clase D se están abriendo paso en el rango de frecuencias audibles altas. Son pocas las marcas que diseñan amplificadores de audio clase D que manejan todo el intervalo audible, pues el ruido de conmutación generado por las fuentes limita esta operación. El problema reside en que estos amplificadores son demasiado costosos ya que sus componentes deben trabajar a frecuencias muy altas. Al trabajar a frecuencias muy por encima de las audibles, se podrá atenuar el ruido de conmutación con el filtro de salida evitando así que se escuche en las bocinas.

### Relevancia y limitaciones.

La motivación del presente trabajo es realizar el diseño e implementación de un amplificador clase D que abarque el espectro audible de frecuencias. Este proyecto se realizará tomando en cuenta el diseño de los amplificadores comerciales clase AB y clase D. Se diseñará una fuente conmutada específica para la potencia que requerirá la carga y bajo nivel de ruido, que se deben a la conmutación.

### Objetivos.

Diseñar un amplificador conmutado clase D que trabaje en el intervalo completo de frecuencias audibles para su aplicación en estudios de caracterización de equipos electro-acústicos.

El amplificador deberá generar potencias de salida de hasta 100 [ $W_{rms}$ ] con una eficiencia mínima del 90%, manteniendo una alta fidelidad en su respuesta que se deberá reflejar en una baja distorsión armónica total.

## Método.

Para acondicionar la señal de audio se recurrirá a los conocimientos de circuitos integrados analógicos, amplificadores operacionales, los cuales permitirán acondicionar la señal para procesarla a lo largo de cada una de las etapas del amplificador. El diseño de filtros activos permitirá ajustar la ganancia en algunos rangos de frecuencia, así como el diseño de un pre-amplificador que genere una ganancia en el intervalo de frecuencias audible.

Partiendo de los conocimientos obtenidos en la materia de sistemas eléctricos analógicos, se diseñará el control de la fuente conmutada a partir de una configuración Push-Pull, el diseño del transformador de ferrita permitirá trabajar a alta frecuencia y posteriormente eliminar cualquier ruido que se pueda inducir al amplificador. El diseño de una fuente conmutada eficiente y menos robusta dará al amplificador una estética más pequeña, así como una mayor transferencia de energía a la salida. Para esto el diseño de un transformador de ferrita más pequeño y diseñado específicamente para la potencia requerida, será de gran importancia.

Por otro lado, para tener la mayor transferencia de energía de la entrada a la salida del amplificador, se utilizarán transistores MOSFET que permitirán trabajarlos a velocidades de conmutación altas y presentarán pérdidas menores. Se realizarán dos configuraciones de la etapa de potencia: medio puente y puente completo. Y de éstas configuraciones se estudiarán en su forma unipolar y bipolar para poder diseñar la más óptima.

El diseño de los filtros de salida tomando en cuenta si la modulación será unipolar o bipolar, es de gran importancia para el altavoz. Este diseño será capaz de reducir el ruido de conmutación tanto de la etapa de potencia del amplificador como de la fuente conmutada que alimenta al sistema, sin llegar a perder el intervalo de frecuencias audibles. El filtro LC pasivo de salida se diseñará con ferritas que ofrezcan la menor pérdida permitiendo la máxima transferencia de potencia hacia el altavoz y la mejor calidad sonora posible.

## I. Acondicionamiento de la señal de audio.

El presente capítulo está dedicado al procesamiento analógico de la señal de audio, a este acondicionamiento se le dará gran importancia debido a que se manipulará la señal de audio, procedente de un reproductor. El procesamiento de la señal debe pasar por distintos bloques como son la amplificación, la manipulación de la ganancia de ciertas frecuencias y la modulación, para poder llevar la señal ya procesada a la etapa de potencia. A continuación se analizarán algunos circuitos utilizados para el procesamiento de la señal.

### 1.1 Seguidor de voltaje.

Es una configuración del amplificador operacional donde presenta las características de impedancia de entrada y salida más próximas a las ideales. Está retroalimentado directamente a la entrada no inversora. La finalidad del seguidor de voltaje es dar una transformación de impedancias entre los elementos conectados en su entrada con respecto a los conectados en su salida. En la figura 1.1 tenemos el circuito de un seguidor de voltaje.

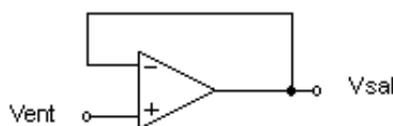


Figura 1. 1 Seguidor de voltaje

En la ecuación 1.1 se indica la relación entre la entrada y salida del circuito seguidor. Esta expresión indica que el voltaje de salida es igual al de entrada con la ventaja que la corriente que demanda es cero, debido a su impedancia infinita de entrada, en tanto que la corriente que entrega el circuito en teoría es infinita por su impedancia de salida cero. En la práctica la corriente de entrada queda limitada por la corriente de Bias (corriente de polarización que fluye a través de las terminales de entrada del amplificador operacional) y la corriente de salida llega a ser alrededor de 30 [mA].

$$V_{Ent} = V_{sal} \quad (1.1)$$

## 1.2 Amplificador inversor.

En el caso del amplificador inversor, como su nombre lo indica la entrada y la salida del amplificador están desfasadas 180°; dicho de otra forma, la señal de entrada se multiplica por un signo negativo. Este circuito permite amplificar o atenuar la señal de entrada. En la Figura 1.2 se muestra el diagrama del circuito, en la ecuación 1.2 se indica su voltaje de salida en función de su voltaje de entrada. La ganancia del circuito se obtiene con la relación de las resistencias R1 y R2, usualmente esta ganancia se ajusta modificando el valor de la resistencia R2 y manteniendo fija R1.

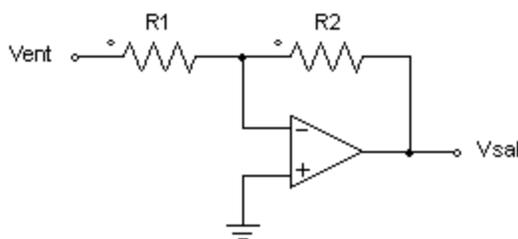


Figura 1. 2 Amplificador inversor

$$V_{sal} = -\frac{R2}{R1}V_{ent} \quad (1.2)$$

Por lo tanto la ganancia de voltaje queda

$$Av = -\frac{R2}{R1} \quad (1.3)$$

Este circuito tiene la característica de tierra virtual, la cual es un punto donde su voltaje es cero pero no está conectado a la tierra del sistema y se encuentra en la entrada inversora del circuito. La impedancia de entrada del circuito coincide con el valor de R1.

## 1.3 Amplificador no inversor.

En este amplificador no se invierte la señal de entrada pero la puede amplificar. La ganancia del circuito se obtiene con la relación de las resistencias R2 y R1, al igual que la configuración inversora se modifica R2 y se mantiene el valor de R1 fijo. En la figura 1.3 se muestra el diagrama de la configuración no inversora y en la ecuación 1.4 su voltaje de salida. En teoría la impedancia de entrada de esta topología es infinita debido a que la señal de entrada se aplica en la terminal no inversora.

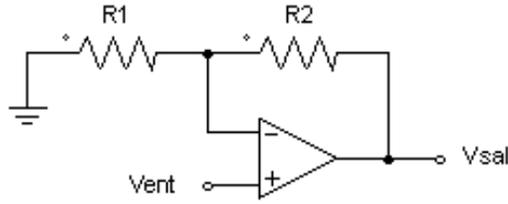


Figura 1. 3 Amplificador no inversor.

$$V_{sal} = \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) V_{ent} \quad (1.4)$$

Por lo tanto la ganancia de voltaje es

$$Av = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (1.5)$$

A diferencia de la configuración inversora, el amplificador no inversor no contiene una tierra virtual. Una ventaja de esta topología radica en su impedancia de entrada, puesto que la corriente que se demanda a la señal de entrada es prácticamente nula.

#### 1.4 Amplificador sumador inversor.

Las características principales de esta configuración son que invierte la suma de las señales de entrada, contiene tierra virtual y tiene una ganancia. En la figura 1.4 se muestra el diagrama del amplificador sumador inversor y en la ecuación 1.6 su voltaje de salida. A partir de un caso particular, si todas las resistencias de entrada son iguales, se puede tener la expresión de la ecuación 1.7.

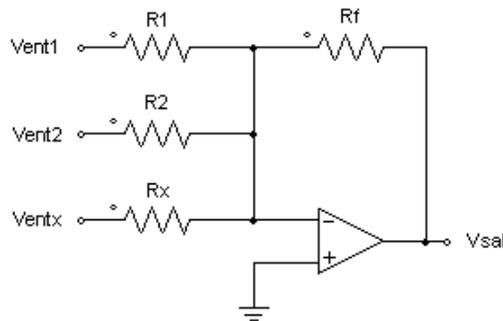


Figura 1. 4 Amplificador sumador

$$V_{sal} = - \left( \frac{R_f}{R_1} (V_{ent1}) + \frac{R_f}{R_2} (V_{ent2}) + \dots + \frac{R_f}{R_x} (V_{entx}) \right) \quad (1.6)$$

En el caso particular donde  $R_1 = R_2 = \dots = R_x = R_i$

$$V_{sal} = - \frac{R_f}{R_i} (V_{ent1} + V_{ent2} + \dots + V_{entx}) \quad (1.7)$$

## 1.5 Filtros activos.

A continuación se estudiarán los circuitos para el filtrado de las señales de audio con el fin de obtener ganancias en bandas de frecuencias particulares, así como atenuar otras que no son de nuestro interés.

Los filtros activos son circuitos formados por resistencias, capacitores y amplificadores operacionales, estos circuitos se emplean para atenuar cierto intervalo de frecuencias o componentes espectrales de la señal de entrada. Los filtros activos se usan para acondicionar la señal de entrada, amplificar o atenuar ciertas frecuencias en circuitos como: generadores electrónicos de música, instrumentos sísmicos, circuitos de comunicaciones, circuitos biomédicos, etc.

Un filtro activo permite el paso de cierta proporción del espectro de frecuencias. Estos filtros se clasifican de acuerdo a la banda del espectro que dejan pasar.

En la figura 1.5 se muestran cuatro funciones ideales de filtrado, éstas muestran su idealidad en el sentido de presentar una pendiente de rechazo infinita. En cada uno de los distintos filtros ideales, se observa que un filtro activo amplifica las frecuencias de interés, mientras que las frecuencias superiores son atenuadas.

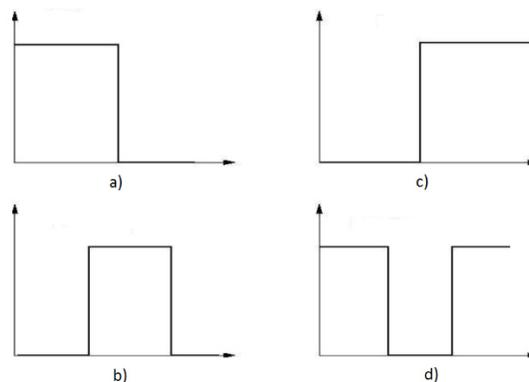


Figura 1. 5 Diagrama en el dominio de la frecuencia de los filtros ideales. a) paso-bajas, b) paso-banda, c) paso-altas y d) supresor de banda.

Por otro lado, los filtros reales no tienen una pendiente infinita o dicho de otra forma, su respuesta en frecuencia no es tan abrupta, por ello es necesario cuantificar la aproximación de los filtros reales a las funciones de transferencia ideales, esto es lograr una respuesta lo más parecida a la ideal.

En el estudio de filtros se hace referencia a los polos y ceros, un polo se refiere a la proporción en que varía la atenuación en la región de transición, por causa de cada red RC utilizada para determinar la respuesta en frecuencia del filtro. El orden de un filtro indica el número de sus polos. Por ejemplo un filtro de sexto orden tiene seis polos y su variación de atenuación en la región de transición es de 36 dB/octava.

Los filtros de menor orden pueden ser conectados en cascada para formar filtros de orden superior, es decir, puede conectarse en cascada 3 filtros de segundo orden para realizar un filtro de sexto orden.

Las tres aproximaciones más conocidas de la respuesta de un filtro con orden mayor o igual a dos son el Butterworth, Bessel y Chebyshev, Figura 1.6.

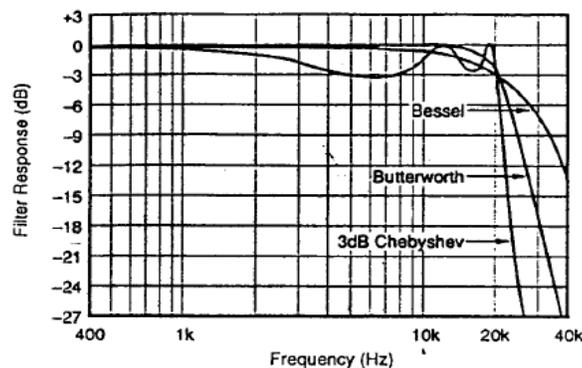


Figura 1. 6 Respuesta de los tipos de filtro.

La respuesta de un filtro Butterworth es plana en la banda de paso, por otro lado, la atenuación de este tipo de filtros en la región de transición es de 6dB/octava por cada polo. La respuesta de fase de este tipo de filtros no es lineal, esto es, que el tiempo necesario para que una señal se propague a través del filtro no conserva una proporción constante en función de la frecuencia.

La respuesta del filtro Chebyshev tendrá una ondulación en la banda de paso, pero no en la banda de supresión, mientras más alto sea el orden de este filtro mayor será la

ondulación en la banda de paso. La amplitud de esta ondulación puede establecerse en el diseñarlo y es fijado entre 0.5 [dB] y 3 [dB]. Mientras más grande sea la amplitud de esta ondulación mayor atenuación se obtendrá en la región de transición. Este tipo de filtros es muy útil cuando la transición entre la región de paso y la de atenuación debe ser muy rápida.

El filtro Bessel, también llamado filtro de fase lineal o de retraso lineal, tiene un retraso de una señal de entrada con respecto a la salida, que permite un aumento lineal de la fase, por ello son los mejores para filtrar ondas rectangulares sin alterar su forma.

### 1.5.1 Filtro Paso-Altas.

En la figura 1.7 se muestra la configuración del filtro de segundo orden paso altas aproximación Butterworth. Este circuito tiene una configuración Sallen Key, que se basa en la conjunción de dos redes RC que individualmente forman un filtro paso altas de primer orden.

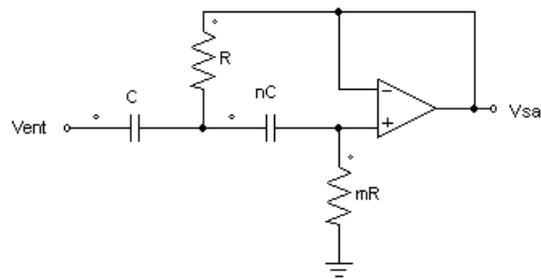


Figura 1. 7 Filtro paso-altas de segundo orden, topología Sallen Key.

En la ecuación 1.8 se muestra la función de transferencia de este filtro. En la referencia [1] se desarrolla el análisis completo del filtro

$$H_{HP} = \frac{s^2 C C_n}{s^2 C C_n + s \frac{C C_n}{mR} + \frac{1}{RmR}} \quad (1.8)$$

En esta ecuación se observan dos ceros y dos polos lo que hace referencia a un filtro de segundo orden. Los subíndices HP refieren a que se trata de un filtro paso altas por sus siglas en inglés High Pass. La ecuación se puede transformar en la expresión 1.9, en donde  $f$  es la frecuencia para la que se evalúa la función de transferencia,  $f_c$  se refiere a la frecuencia de corte del filtro y  $Q$  es el factor de calidad del mismo.

$$H_{HP} = \frac{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2}{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + \frac{j}{Q}\left(\frac{f}{f_c}\right) + 1} \quad (1.9)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}RC} \quad (1.10)$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{n+1} \quad (1.11)$$

En la figura 1.8 se muestra un ejemplo de un filtro Paso-Altas con una frecuencia de corte de 10 [KHz]. La atenuación de un filtro de segundo orden es de -40 dB/Dec.

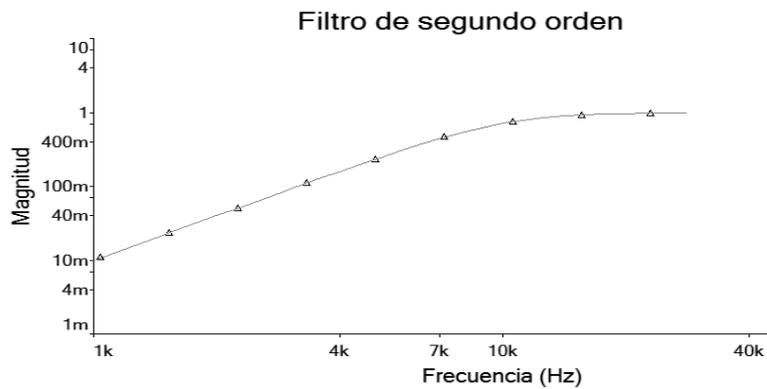


Figura 1. 8 Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro paso-altas de segundo orden.

### 1.5.2 Filtro Paso-Bajas.

El diagrama de un filtro de segundo orden se muestra en la figura 1.9, la configuración del circuito es Sallen Key. La ecuación 1.12 muestra la función de transferencia del filtro. En la referencia [1] se realiza el análisis más detallado del circuito.

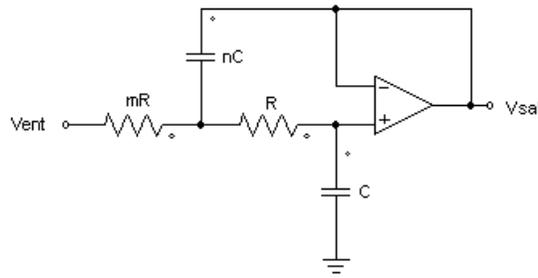


Figura 1. 9 Filtro paso-bajas de segundo orden, topología Sallen Key.

$$H_{LP} = \frac{1}{-S^2 mnR^2 C^2 + s(m+1)RC + 1} \quad (1.12)$$

En el dominio de la frecuencia, la ecuación anterior se expresa:

$$H_{HP} = \frac{1}{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + j\frac{1}{Q}\left(\frac{f}{f_c}\right) + 1} \quad (1.13)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}RC} \quad (1.14)$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1} \quad (1.15)$$

Donde  $f_c$  corresponde con la frecuencia de corte del filtro y Q al factor de calidad, como es el caso del filtro paso-altas. Nuevamente en la ecuación 1.12 notamos dos polos, teniendo así un filtro de segundo orden. El subíndice LP se refiere al filtro paso bajas por sus siglas en inglés “Low Pass”.

En la figura 1.10 se muestra la gráfica en frecuencia del filtro Paso-Bajas de segundo orden para una frecuencia de corte de 1 [KHz].

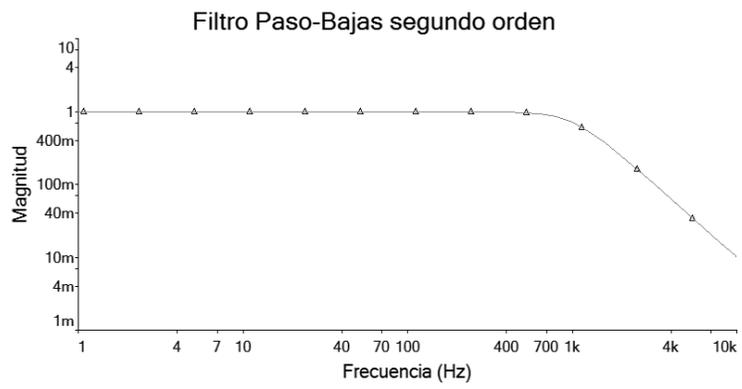


Figura 1. 10 Respuesta en el dominio de la frecuencia del filtro paso-bajas de segundo orden.

## II. Fuente conmutada.

Se les llama así a los sistemas de alimentación donde sus componentes activos se encuentran trabajando en su régimen de conmutación, estas fuentes mantienen su voltaje de salida constante. El uso de fuentes conmutadas en amplificadores de audio es hoy en día más común debido a su gran eficiencia y tamaño compacto con respecto a las fuentes lineales.

Las fuentes conmutadas se pueden dividir en no reguladas y reguladas. Las no reguladas son dependientes del voltaje de entrada y la corriente que demanda la carga, es decir, el voltaje de salida es constante pero depende del voltaje de entrada y la corriente que la carga demande. Las fuentes reguladas a pesar de que su voltaje de entrada pueda presentar fluctuaciones, mantienen su voltaje de salida constante aún ante los cambios de corriente en la carga.

Las fuentes de alimentación conmutadas pueden ser aisladas o no aisladas. Los transformadores pueden ser utilizados para obtener el aislamiento entre la entrada y su salida. En nuestro caso, el diseño de una fuente conmutada para alimentar la etapa de potencia del amplificador es necesaria, ya que el sistema se encuentra orientado a equipo automotriz, alimentándose a partir de una batería de 12 V. Se propone el diseño de una fuente elevadora que asegure obtener la potencia RMS (Root Mean Square por sus siglas en inglés) manejando un voltaje alto con corrientes pequeñas. En la Figura 2.1 se muestran los distintos bloques de una fuente conmutada regulada.

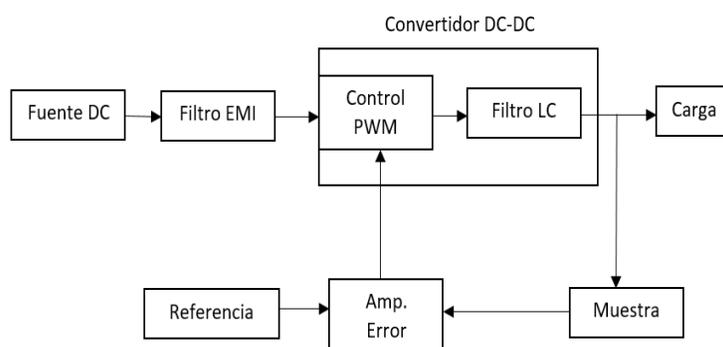
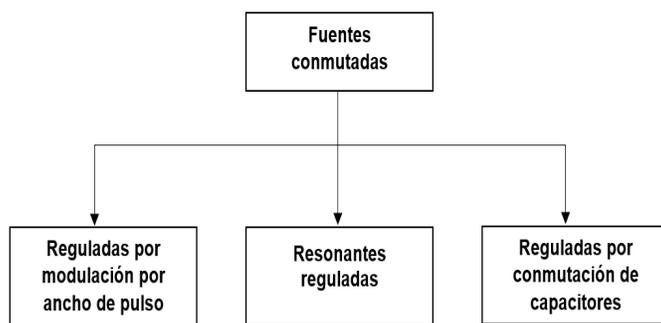


Figura 2. 1 Diagrama de bloques de una fuente conmutada.

Las fuentes conmutadas se dividen, como lo indica la Figura 2.2, en tres categorías: convertidores DC-DC modulados por ancho de pulso (PWM), convertidores DC-DC

resonantes y convertidores DC-DC a condensador conmutado. Para nuestro interés se utilizará la modulación por ancho de pulso, éstas se usan en los amplificadores de audio comerciales.



*Figura 2. 2 Clasificación de las fuentes conmutadas reguladas.*

## 2.1 Convertidores DC-DC.

Un convertidor DC-DC es un circuito electrónico que transforma la magnitud de su voltaje de entrada en un voltaje de magnitud diferente en su salida dependiendo de su topología. Por su parte la entrada puede ser un voltaje que puede estar regulado o no regulado. Por lo general, la entrada de un convertidor DC-DC es constante, similar al de una batería como es en nuestro caso, puede ser también una alimentación de corriente alterna rectificadas como en las fuentes de computadora.

El voltaje de salida en estos convertidores puede ser menor, mayor y/o negativo respecto al voltaje de entrada, lo que resulta en convertidores elevador (Boost), reductor (Buck) o reductor-elevador (Buck-Boost). En un convertidor de Buck, el voltaje de salida es inferior al voltaje de entrada, al contrario de un convertidor de Boost, en el que el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada. Algunos convertidores pueden actuar tanto como convertidores de subida como de bajada. La fuente de voltaje de salida puede ser de la misma polaridad (no inversora) o polaridad opuesta (inversora) a la de la polaridad de voltaje de entrada. Los convertidores pueden tener una o múltiples salidas.

## 2.2 Fuente conmutada modulada por ancho de pulso.

Los convertidores mencionados anteriormente son de tipo unipolar, su voltaje conmutado presenta solo una polaridad. En la Figura 2.3 se muestran los ya mencionados y algunas variantes de estos.

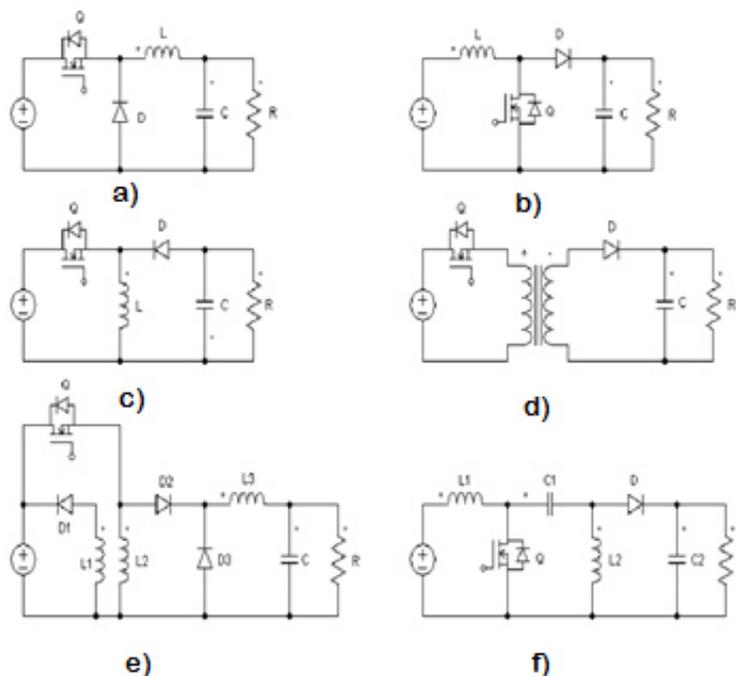


Figura 2. 3 Convertidores DC-DC unipolares, a) Reductor, b) Elevador, c) Reductor-elevador, d) Retorno, e) Avance y f) SPIC

Existen también los convertidores por modulación de ancho de pulso bipolar, que puede ser de medio puente, puente completo o push-pull, mostrados en la Figura 2.4. Con este tipo de convertidores podemos obtener voltajes de salida tanto positivos como negativos, permiten manejar mayores potencias de salida y permiten una mayor relación de transformación. Estas configuraciones se distinguen además por usar transformadores de alta frecuencia.

En nuestro caso, utilizaremos la configuración push-pull para obtener una fuente que alimente la etapa de potencia, manejando así la potencia RMS que requiere la bocina para su funcionamiento. Esta configuración permite manejar potencias en un intervalo de 100 a 500 [W]. El número de interruptores que requiere es menor al de puente completo. A diferencia de una configuración medio puente, la configuración push-pull no requiere de circuitos auxiliares como fuentes flotadas para activar los interruptores.

La configuración de puente completo se estudiará más adelante, aunque su aplicación en este trabajo no empleará transformador. El puente completo será utilizado para la salida de potencia del amplificador. Las demás configuraciones se pueden consultar en [2].

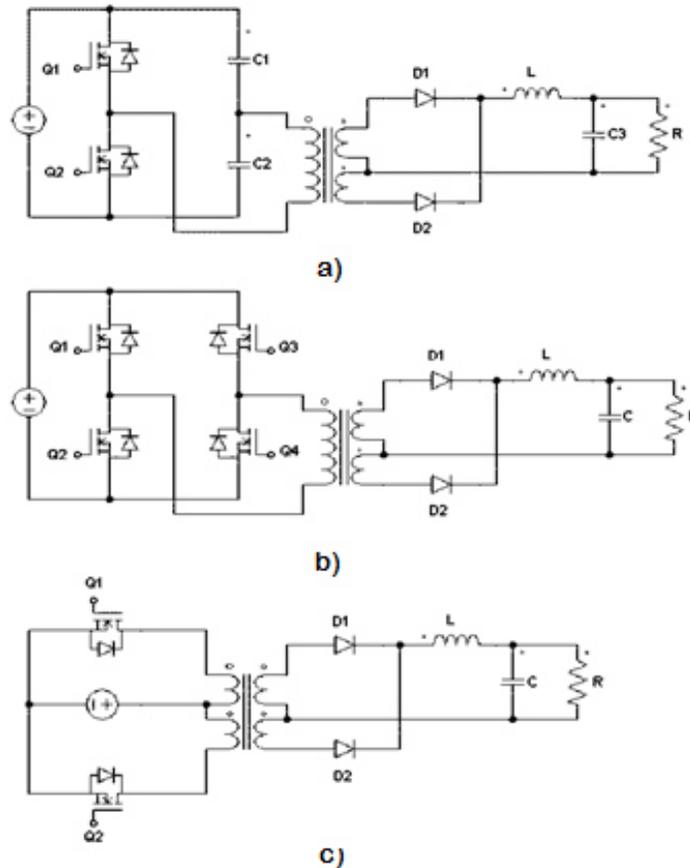


Figura 2. 4 Convertidores DC-DC bipolares, a) Medio puente, b) Puente completo y c) Push-pull

### 2.3 Convertidor Push-Pull.

El convertidor Push-Pull hace uso de dos transistores, sus señales de encendido están desfasadas  $180^\circ$  entre sí, además de que el ciclo de trabajo (DT) de cada transistor no es mayor al 50%. Estos transistores están activados con respecto a tierra, que hace más sencillo su control a comparación del convertidor medio puente o puente completo, donde los transistores están en configuración serie. Este tipo de topología de convertidor hace uso de un transformador con tap-central que sirve como aislamiento entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida, permite un manejo eficiente con respecto a las configuraciones unipolares.

Una de las desventajas principales de este tipo de convertidor es que el circuito se descompensa debido a la saturación del núcleo de su transformador, por ello la configuración Push-Pull se utiliza en aplicaciones de potencia media que van de 100 a 500 [W].

El convertidor se compone de dos transistores de potencia T1 y T2, los cuales funcionarán como interruptores controlados, un transformador con tap-central tanto en el devanado primario como el devanado secundario, dos diodos rectificadores D1 y D2 y un filtro paso bajas compuesto por un inductor L y un capacitor C.

### 2.3.1 Análisis del convertidor Push-Pull.

Para el análisis del convertidor se realizarán las siguientes suposiciones:

1. Los diodos y transistores de potencia son interruptores ideales.
2. Los efectos capacitivos e inductivos en diodos y transistores son despreciados.
3. El modelo del transformador solo incluirá las inductancias de magnetización y los demás elementos serán despreciados.
4. Los elementos pasivos son componentes lineales invariantes en el tiempo e independientes de la frecuencia.
5. La impedancia de salida de la fuente de alimentación del convertidor es cero tanto para componentes de corriente directa como de corriente alterna.
6. El circuito es simétrico.
7. El convertidor opera en estado estacionario y continuo.
8. El capacitor de salida es lo suficientemente grande para tener un voltaje de salida constante.

El análisis se dividió en tres intervalos de tiempo, un análisis más detallado se puede consultar en la referencia [2].

### 2.3.2 Intervalo de $0 < t \leq DT$ .

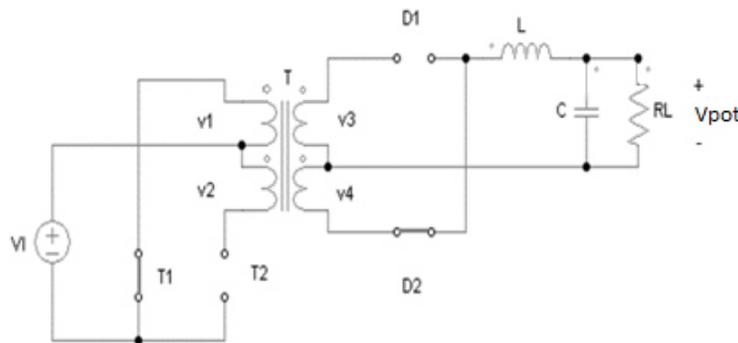


Figura 2. 5 Intervalo de  $0 < t < DT$  del convertidor push-pull.

Durante este intervalo se tiene que el transistor T1 y el diodo D2 están en conducción, Figura 2.5, el transistor T2 y diodo D1 se encuentran abiertos. El voltaje en el embobinado superior primario (LP1) será

$$v_1 = -V_{Emín} = v_2 \quad (2.1)$$

A partir de lo anterior el transistor T2 está sometido al voltaje

$$V_{T2} = V_I - v_2 = 2V_I \quad (2.2)$$

El voltaje que se presenta en el embobinado inferior secundario (LS2) será

$$v_4 = -\frac{v_1}{n} = \frac{V_I}{n} \quad (2.3)$$

Donde n es la relación de transformación del transformador. El diodo D2 se pone en conducción por lo que el voltaje al cual está sometido es

$$v_{D2} = -v_3 - v_4 = -\frac{2V_I}{n} \quad (2.4)$$

La corriente que circula a través del embobinado secundario, el diodo y el inductor es por tanto

$$i_3 = i_{D1} = i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt = \frac{1}{L} \int_0^t \left( \frac{V_I}{n} - V_{CC_{pot}} \right) dt = \frac{\frac{V_I}{n} - V_{CC_{pot}}}{L} t \quad (2.5)$$

El valor pico de la corriente se obtiene cuando  $t = DT$ . La corriente pico a través del inductor L será

$$\Delta i_L = i_L(DT) = \frac{\left( \frac{V_I}{n} - V_{CC_{pot}} \right) DT}{L} \quad (2.6)$$

Sabiendo que  $T = \frac{1}{f_c}$ , la ecuación anterior queda expresada como

$$\Delta i_L = \frac{\left( \frac{V_I}{n} - V_{CC_{pot}} \right) D}{L f_c} \quad (2.7)$$

Esta ecuación corresponde con la variación de la corriente en el inductor.

### 2.3.3 Intervalo de $DT < t < T/2$ .

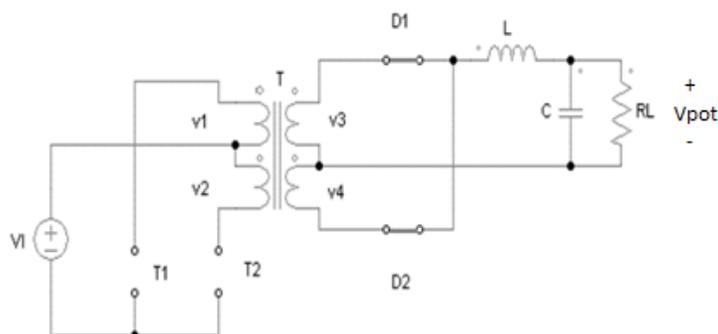


Figura 2. 6 Intervalo de  $DT < t < T/2$  del convertidor push-pull.

Durante este periodo los transistores T1 y T2 se encuentran apagados mientras que los diodos D1 y D2 se encuentran encendidos, Figura 2.6, debido a los cambios de voltaje en los devanados, otro efecto es generado por la inductancia L del filtro de salida que mantiene polarizados los diodos para tener una corriente continua.

La corriente a través de los devanados secundarios es igual en magnitud pero de diferente en dirección, obteniendo así un flujo magnético igual a cero en el núcleo. Los voltajes a través de los devanados secundarios del transformador son:

$$V_3 = V_4 = 0 \quad (2.8)$$

Los voltajes sobre los transistores son

$$V_{S1} = V_{S2} = V_I \quad (2.9)$$

Mientras que el voltaje en el inductor del filtro de salida es

$$V_L = -V_{CC_{pot}} = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.10)$$

En este intervalo la corriente del inductor será dada por la siguiente integral

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{DT}^t V_L dt = \frac{1}{L} \int_{DT}^t -V_{CC_{pot}} dt = \frac{-V_{CC_{pot}}}{L} (t - DT) \quad (2.11)$$

Las corrientes a través de los diodos D1 y D2 se calcula como

$$i_3 = i_{D1} = i_{D2} = -i_4 = \frac{i_L}{2} = \frac{-V_{CC_{pot}}}{2L}(t - DT) \quad (2.12)$$

2.3.4 Intervalo  $T/2 < t < (T/2 + DT)$ .

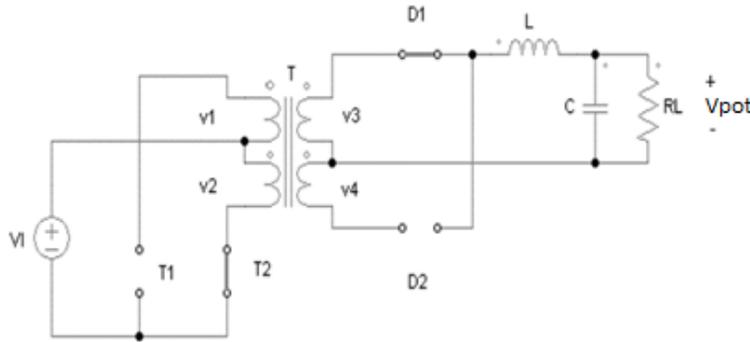


Figura 2. 7 Intervalo de  $T/2 < t < (T/2+DT)$  del convertidor push-pull.

Durante este tiempo el transistor T2 y el diodo D1 están en conducción, Figura 2.7, los voltajes en el embobinado primario son iguales

$$V_1 = V_2 = V_I \quad (2.13)$$

En esta condición los voltajes en los embobinados secundarios serán

$$V_3 = V_4 = -\frac{V_1}{n} = -\frac{V_I}{n} \quad (2.14)$$

Y el voltaje en el transistor T1 y el diodo D2 se puede calcular como

$$V_{S1} = V_I + V_1 = 2V_I \quad (2.15)$$

$$V_{D1} = V_3 + V_4 = \frac{-V_1}{n} - \frac{V_1}{n} = \frac{-2V_1}{n} \quad (2.16)$$

2.3.5 Límite entre Modo de Conducción Continua (MCC) y Modo de Conducción Discontinua (MCD).

La forma de onda en el inductor de salida está dada por la siguiente ecuación

$$i_L = \frac{V_I - V_{CC_{pot}}}{n} t, \text{ para } 0 < t < DT \quad (2.17)$$

El valor del rizo pico a pico en el inductor se expresa según

$$\Delta i_{Lm\acute{a}x} = \Delta i_L(D_{m\acute{i}n}T) = \frac{\left(\frac{V_{Im\acute{a}x}}{n} - V_{CC_{pot}}\right) D_{m\acute{i}n}T}{L_{m\acute{i}n}} = \frac{V_{CC_{pot}} \left(\frac{1}{2} - D_{m\acute{i}n}\right)}{f_c L_{m\acute{i}n}} \quad (2.18)$$

En los l\imites de MCC y MCD la corriente directa en la salida se calcula a partir de la siguiente ecuaci3n

$$I_{0m\acute{i}n} = \frac{\Delta i_{Lm\acute{a}x}}{2} = \frac{V_{CC_{pot}} \left(\frac{1}{2} - D_{m\acute{i}n}\right)}{2f_c L_{m\acute{i}n}} \quad (2.19)$$

Por lo tanto el valor m\imino de la inductancia de salida ser\acute{a}

$$L_{m\acute{i}n} = \frac{V_0 \left(\frac{1}{2} - D_{m\acute{i}n}\right)}{2f_c I_{0m\acute{i}n}} = \frac{R_{Lm\acute{a}x} \left(\frac{1}{2} - D_{m\acute{i}n}\right)}{2f_c} \quad (2.21)$$

### 2.3.6 Voltaje de rizo en el convertidor.

Para calcular el valor del capacitor de salida se debe tomar en cuenta el voltaje de rizo en el mismo, este valor debe ser tan peque\no como sea posible para tener el valor m\as constante. El valor m\imino del capacitor para  $D_{m\acute{a}x} \leq 0.5$  es

$$C_{m\acute{i}n} = \left[ \frac{D_{m\acute{a}x}}{2r_c f_c}, \frac{\frac{1}{2} - D_{m\acute{i}n}}{2r_c f_c} \right] \quad (2.22)$$

Donde el voltaje de rizo pico a pico es

$$V_r = r_c \Delta i_{Lm\acute{a}x} \quad (2.23)$$

El voltaje de rizo se determina a partir de la ESR del capacitor de filtrado para cualquier valor de  $D \leq 0.5$ . El voltaje de rizo depender\acute{a} tanto de la ca\ida de voltaje en el capacitor como de la ESR.

## 2.4 Transformador de alta frecuencia.

El uso de un transformador de alta frecuencia en convertidores DC-DC se debe principalmente al voltaje de entrada que se maneja y el que se desea a la salida del mismo. Este tipo de transformadores también toma importancia en sistemas donde se requiere múltiples salidas de voltaje. Teóricamente el transformador es un elemento que no consume energía, sin embargo, en el diseño de la fuente tenemos que tomar en cuenta las características del núcleo así como su respuesta en frecuencia, ya que estos factores limitan el desarrollo del sistema.

El principal parámetro en este tipo de transformadores es la frecuencia a la cual pueden trabajar, por ejemplo, los transformadores convencionales laminados trabajan a frecuencias bajas menores a 1 [kHz]. Por su parte la frecuencia en los transformadores de conmutación se encuentra por encima de los 10 [kHz].

El uso de núcleos de ferrita hace posible reducir las pérdidas a frecuencias altas, estos a la vez tienen una permeabilidad magnética mayor y constante, lo que lo convierte en lineales en su respuesta. Con lo anterior tenemos una gran ventaja a comparación de los otros tipos de transformadores, necesitándose así devanados con menor número de vueltas. Este tipo de núcleos se encuentran en el mercado en diferentes formas como son: EE, EI, ETD, Toroidales, entre otros.

### 2.4.1 Cálculo de transformadores de alta frecuencia.

Para el cálculo de los transformadores en sistemas de conmutación es necesario tener ciertos parámetros como son; tipo de convertidor, voltaje de entrada, voltaje de salida del convertidor y características del núcleo. Estos cálculos están orientados para aquellos transformadores que tengan como función el aislamiento o acoplamiento de voltajes. Se tendrán en cuenta diversos factores que influirán en su funcionamiento como es las pérdidas en el núcleo, pérdidas en cada devanado, temperatura de operación, formas de onda y frecuencia de conmutación.

### 2.4.2 Elección del núcleo.

Para el diseño del transformador se requiere en primera instancia obtener el producto área para estimar del núcleo adecuado que se requiere en la construcción del transformador. El término producto área (PA) se define como: el producto de área de la ventana ( $A_w$ ) por la sección transversal del núcleo ( $A_c$ ).

También se puede estimar el producto área a partir de la siguiente ecuación:

$$PA = \left( \frac{41.7(P_{Emáx})}{Kf_c} \right)^{1.58} (K_H f_c + K_E f_c^2)^{0.66} [cm^4] \quad (2.25)$$

Esta es una aproximación en función de la frecuencia de conmutación y la máxima potencia de entrada. Los valor de K depende de la topología utilizada, Tabla 3.1, este valor es el producto de los factores  $K_U, K_P$  y  $K_F$ . Los demás factores  $K_H = 4(10^{-5})$  y  $K_E = 4(10^{-10})$  son constantes que se utilizan en el cálculo de pérdidas de histéresis y pérdidas de Eddy.

La potencia máxima de entrada se calcula con la siguiente ecuación:

$$P_{Emáx} = \frac{P_S}{\eta} [W] \quad (2.26)$$

Donde  $P_S$  se refiere a la potencia de salida que se requiere y la eficiencia  $\eta$  normalmente se considera por encima del 80% en un transformador.

CONVERTIDOR	DEVANADO	K	$K_f$	$K_u$	$K_p$
DIRECTO	S/S	0.141	0.71	0.40	0.50
M. PUENTE Y PUENTE COMPLETO	S/TC	0.165	1.00	0.40	0.41
TAP-CENTRAL	TC/TC	0.141	1.41	0.40	0.25

Tabla 3.1 Devanados Primario/Secundario, S=Sencillo y TC= Tap-central

Con el valor calculado del producto área se selecciona el núcleo que por excesos sea mayor al calculado.

### 2.4.3 Pérdidas en el núcleo.

A partir del núcleo seleccionado se utilizará la gráfica de pérdidas en el núcleo (CoreLoss) vs Densidad de Flujo (Peak AC Flux Density), Figura 2.8. En el método que utilizaremos

se comenzará seleccionando las pérdidas en el núcleo, las cuales deben ser lo más bajas posibles para evitar el calentamiento del núcleo, estas pérdidas generalmente son menores a  $100 \left[ \frac{mW}{cm^3} \right]$ .

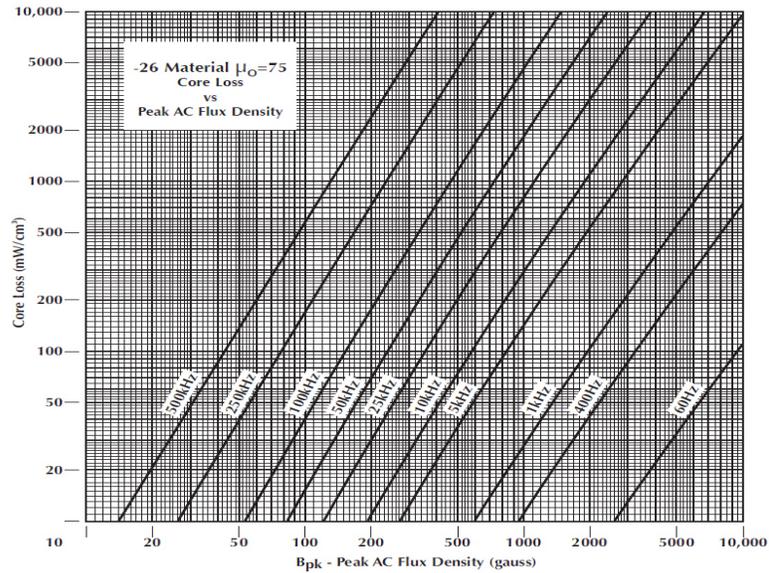


Figura 2. 8 Grafica del manual de Micrometals (pérdidas en el núcleo vs densidad de flujo) material -26 [3].

Con el valor de las pérdidas seleccionadas y la frecuencia de conmutación a la que trabajará el núcleo, obtendremos la densidad de flujo en Gauss. Otro método más preciso para saber las pérdidas que tenemos a cierta densidad de flujo es a partir de la siguiente ecuación:

$$C.L \left[ \frac{mW}{cm^3} \right] = \frac{f_c}{\frac{a}{B_{pk}^3} + \frac{b}{B_{pk}^{2.3}} + \frac{c}{B_{pk}^{1.65}}} + [(d)(B_{pk}^2)(f_c^2)] \quad (2.27)$$

Las constantes a, b, c y d son propias de cada núcleo como del material pero muchas veces el fabricante no las proporciona, por esta razón la ecuación anterior no se puede aplicar siempre. En dicha ecuación se propone una densidad de flujo pico ( $B_{pk}$ ) y se obtendrán las pérdidas en el núcleo.

#### 2.4.4 Cálculo del número de vueltas del devanado primario.

En el cálculo del devanado primario se tomará en cuenta el voltaje al que será sometido, así como el tiempo de encendido  $T_{on} = \frac{1}{2f_c}$ . Este número de vueltas será el mínimo y se

recomienda redondearlo hacia arriba si es necesario. Este valor se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$N_P > \frac{V_{E\ min}(10^4)}{A_e \Delta B 2 f_c} \quad (2.28)$$

El valor  $V_{E\ min}$  se refiere al voltaje DC de entrada mínimo, que en nuestro caso será el que se aplicará en el tap-central de la topología que utilizaremos, Push-pull. La dimensión magnética  $A_e$  se refiere a la sección transversal efectiva, la cual está dada en  $cm^2$  y es dada por el fabricante. La densidad de flujo pico a pico  $\Delta B$  esta dada en Teslas, ésta sería el doble de la densidad de flujo pico ( $B_{pk}$ ) obtenida de la gráfica o de la ecuación de pérdidas en el núcleo. Finalmente  $f_c$  se refiere a la frecuencia de conmutación a la que trabajará el transformador, para ello es importante saber la topología que se manejará.

#### 2.4.5 Cálculo del número de vueltas en el devanado secundario.

Para determinar el número de vueltas del devanado secundario se debe hacer referencia a la relación de transformación

$$n = \frac{V_E}{V_S} = \frac{N_P}{N_S} \quad (2.29)$$

Despejando el número de vueltas en el secundario se tiene la ecuación siguiente:

$$N_S = \frac{V_S N_P}{V_{E\ min}} \quad (2.30a)$$

El valor obtenido en esta ecuación se debe redondear al mayor inmediato si es necesario. Debe considerarse que este voltaje de salida solo es del transformador.

Para tener el valor de salida total de la fuente de conmutación se utiliza la siguiente ecuación:

$$n = \frac{0.9(V_{E\ min} - V_{on})D}{V_{CC\ pot} + V_F} \quad \dots (2.30b)$$

Donde

$V_{E\ min}$  Se refiere al voltaje de entrada mínimo de la fuente.

$V_{on}$  Voltaje de encendido de los transistores.

$D$  Ciclo de trabajo mínimo.

$V_{CC_{pot}}$  Voltaje de salida total de la fuente.

$V_F$  Voltaje del diodo rectificador.

#### 2.4.6 Cálculo de la sección del alambre de cada devanado.

Para calcular el área transversal del alambre tanto del devanado primario como del secundario, se debe calcular la corriente que circula por cada uno de ellos. Esto se lleva a cabo a través de las siguientes ecuaciones:

$$I_{P\ máx} = \frac{P_{E\ máx}}{k_F V_{E\ mín}} [A] \quad (2.31)$$

$$I_{S\ máx} = \frac{P_{S\ máx}}{V_S \sqrt{2}} [A] \quad (2.32)$$

Donde:

$I_{P\ máx}$ : Corriente máxima que circula por el devanado primario.

$P_{E\ máx}$ : Se refiere a la potencia máxima en el devanado primario.

$k_F$ : Depende de la topología utilizada, Tabla 3.1.

$I_{S\ máx}$ : Es la corriente máxima que circula por el devanado secundario.

$P_{S\ máx}$ : Potencia máxima en el devanado secundario.

$V_S$ : Voltaje pico de salida del transformador.

Una vez obtenidas las corrientes se realiza el cálculo de la máxima densidad de corriente del núcleo seleccionado a partir de la ecuación siguiente:

$$J_{máx} = 450 P A^{-0.24} \left[ \frac{A}{cm^2} \right] \quad (2.33)$$

Con el valor de las corrientes en cada devanado y su densidad de corriente, se calcula el área o sección de alambre de cada devanado utilizando las siguientes ecuaciones:

$$A_{AP} = \frac{I_{P\ máx}}{J_{máx}} [cm^2] \quad (2.34)$$

$$A_{AS} = \frac{I_S \text{máx}}{J_{\text{máx}}} [cm^2] \quad (2.35)$$

Con los valores obtenidos se selecciona el calibre del alambre que por exceso tenga el área calculada. Cada fabricante de alambres tiene su tabla con el área para cada calibre, si el alambre es demasiado grueso puede recurrirse a unir varios de ellos en paralelo hasta formar el área necesaria para que circule esa cantidad de corriente en cada devanado, este tipo de alambre se le llama Litz.

#### 2.4.7 Cálculo de las pérdidas totales en el transformador.

Para calcular las pérdidas totales del transformador es necesario proponer un incremento en la temperatura de funcionamiento ( $\Delta T_{pro}$ ). Las pérdidas totales son la suma de las pérdidas del núcleo, perdidas de devanado primario y las pérdidas del devanado secundario. Se calculan con la siguiente ecuación:

$$P_T = P_N + P_{DP} + P_{DS} [W] \quad (2.36)$$

Las pérdidas en el núcleo se obtienen de la gráfica densidad de flujo vs pérdidas en el núcleo que cada fabricante de ferritas proporciona. Las unidades están dadas en  $\frac{mW}{cm^3}$ , por lo que es necesario multiplicarlas por el volumen efectivo del núcleo para tenerlas en Watts. Las pérdidas en cada uno de los devanados se calculan a partir de las siguientes ecuaciones:

$$P_{DP} = I_P^2 \text{máx} N_P LMV \frac{R_P}{cm} [W] \quad (2.37)$$

$$P_{DS} = I_S^2 \text{máx} N_S LMV \frac{R_S}{cm} [W] \quad (2.38)$$

LMV es la longitud media por vuelta en el núcleo, mientras que  $\frac{R_P}{cm}$  y  $\frac{R_S}{cm}$  se calculan con las ecuaciones:

$$\frac{R_P}{cm} = \frac{\rho}{A_{AP}} \left[ \frac{\Omega}{cm} \right] \quad (2.39)$$

$$\frac{R_S}{cm} = \frac{\rho}{A_{AS}} \left[ \frac{\Omega}{cm} \right] \quad (2.40)$$

Donde  $\rho$  es la resistividad del cobre calculada a la temperatura de funcionamiento, con la ecuación:

$$\rho = 1.724[1 + 0.0042[T_0 - 20]]10^{-4}[\Omega cm] \quad (2.41)$$

Donde

$$T = \Delta T + t_{amb} \quad (2.42)$$

## 2.5 Lazo de control.

La función principal del bloque de control es mantener censado el voltaje de salida, la corriente o ambas, con esto podemos tener en cuenta que el ciclo de trabajo dependerá de la potencia que requiera la carga. Este lazo de control es retroalimentado a partir del punto de unión del convertidor y la carga y está formado por los bloques que se muestran en la Figura 2.9. Se toma una muestra de la señal de salida de la fuente, posteriormente entra al bloque del amplificador de error en la que es comparada contra una señal de referencia. El modulador es el encargado de regular el ciclo de trabajo de la señal de conmutación en función de las señales recibidas en el bloque del amplificador de error.

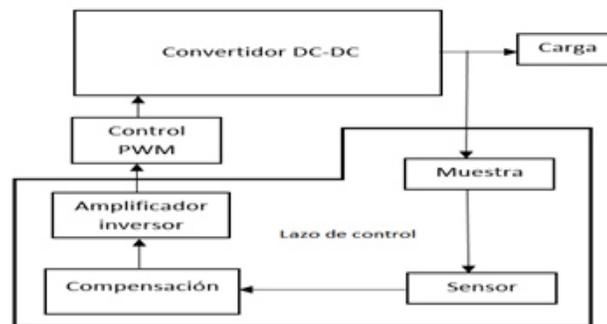


Figura 2.9 Diagrama de bloques del lazo de control.

El control de la señal de salida puede ser realizado a partir de dos formas diferentes: control a frecuencia fija, donde la frecuencia de conmutación se mantiene fija y solo se modifica el tiempo de conducción de esta señal y el control a frecuencia variable que se divide en dos a su vez, dependiendo si el tiempo de conducción es fijo o variable. En nuestro proyecto nos enfocaremos más al control a frecuencia fija por su utilidad en CI.

### 2.5.1 Control a frecuencia fija.

Este método consiste en tomar la diferencia de una señal de error que se obtiene de una muestra de la salida del convertidor y una señal de referencia. El resultado de esta operación se compara contra una señal de frecuencia fija que resulta de un oscilador que determina la frecuencia de operación del control. De este procesamiento se obtiene una señal cuadrada con frecuencia igual a la del oscilador y un ciclo de trabajo que depende de la respuesta del amplificador de error; este proceso corresponde con una modulación por ancho de pulso.

El bloque que se encarga de generar la señal de PWM es el modulador, que regula el ciclo de trabajo de la señal que activará los transistores de potencia en función de las señales que entran al amplificador de error. En caso de que el voltaje de la fuente disminuya debido a la carga, el ciclo de trabajo aumentará para poder tener un voltaje de salida fijo y estable.

La variación del ciclo de trabajo tiene también un margen que dependerá de los voltajes de salida y entrada, la frecuencia de conmutación y la rapidez en la respuesta del circuito integrado.

Existen distintas formas de tomar la señal de muestra, por lo que el control a frecuencia fija puede clasificarse en: control por muestra de voltaje, control por muestra de corriente y finalmente control por muestra de voltaje y corriente.

#### 2.5.1.1 Control por muestra de voltaje.

El control por muestra de voltaje se genera con la comparación de la señal de referencia y la señal muestra tomada de un sensor (divisor de voltaje). Esta señal resultante modificará el ciclo de trabajo en función de su magnitud.

#### 2.5.1.2 Control por muestra de corriente.

La muestra es tomada generalmente a la entrada del filtro pues es ahí donde se produce la máxima variación de la corriente. Esta muestra se convierte en voltaje y se amplifica, de forma que la regulación del ciclo de trabajo se modifica mediante la comparación de esta señal y la señal rampa.

## 2.6 Amplificador de error.

El amplificador de error, Figura 2.10, nos ayuda a tener una desviación de voltaje o corriente, de tal forma que actuando sobre el modulador por ancho de pulso, la salida tenga un valor establecido. Esta desviación o error depende de dos señales, una señal que se obtiene después del filtro LC y una señal de referencia fija.

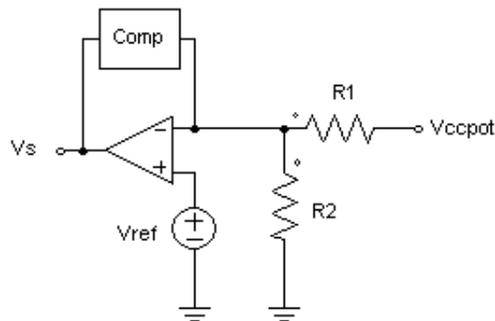


Figura 2. 10 Amplificador de error típico.

Cuando el sistema converge el voltaje en la terminal inversora es igual al voltaje de referencia  $V_{ref}$ , bajo esta condición el voltaje de salida  $V_s$  es tal que el voltaje  $V_{CC_{pot}}$  obedece a la siguiente ecuación:

$$V_{CC_{pot}} = \left( \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_{ref} \quad (2.43)$$

## 2.7 Compensación del circuito de retroalimentación.

Como se mencionó anteriormente la parte principal de una fuente conmutada es el circuito de retroalimentación, el amplificador de error trata de minimizar el error entre el voltaje de salida y un voltaje de referencia ideal. Este amplificador de error debe actuar rápidamente pues la carga varía y/o el voltaje de entrada puede también sufrir cambios; así mismo si la respuesta es lenta, el sistema puede llegar a oscilar, por ello el compensar el circuito de retroalimentación es fundamental para su correcto desempeño.

Combinación de componentes pasivos como resistencias, inductores y capacitores producen respuestas llamadas polos y ceros, por ejemplo, un filtro paso bajos RC (un polo) produce una ganancia en la pendiente de -20 dB/Dec por arriba de su frecuencia de corte y un retraso en fase de salida de -90°. Esta frecuencia de corte es la frecuencia a la que la impedancia de los dos componentes es igual. Por otro lado un filtro pasa altas, circuito CR (un cero), produce respuesta en ganancia de +20 dB/Dec y adelanto en fase máximo de +90°.

En el caso de las fuentes conmutadas el filtro de salida LC, donde ambos elementos son reactivos, la respuesta es plana desde DC hasta su frecuencia de resonancia y a partir de esta tiene una respuesta en ganancia de -40 dB/Dec y un retraso en fase de -180°. Esta fase de retraso corresponde directamente a un retardo en el tiempo a través del filtro de salida de la fuente conmutada.

También son utilizados amplificadores operacionales para modificar la función de transferencia, éstos contribuyen a unos -180° de retraso, en caso del inversor y cualquier polo o cero suma o resta la ganancia o fase de esos -180°.

Para diseñar el circuito de compensación es necesario identificar la topología que se manejará. Existen dos tipos de respuestas en las que se dividen las diferentes topologías:

- 1.- Convertidor Forward.
- 2.- Convertidor Flyback.

En este capítulo solo se entrará en detalle en el convertidor de modo avance controlado por voltaje, por la topología usada en el proyecto. Para más detalle del convertidor en modo retorno controlado por voltaje se puede estudiar la referencia [4].

### 2.7.1 Convertidor en modo avance controlado por voltaje.

El método que aquí se describe se tomó de la referencia [4] y se corrigió debido a que se encontraron errores de procedimiento. La topología utilizada en este proyecto está comprendida dentro de esta categoría, otras que también lo están son buck, half-forward, medio puente y puente completo. Para comenzar a diseñar la compensación del convertidor en modo avance es necesario calcular la ganancia del sistema en corriente directa.

$$A_{DC} = \frac{N_S}{N_P} D \quad (2.44)$$

Cambiando las unidades a dB se tiene que la ganancia en DC se expresa como:

$$G_{DC} = 20 \log(A_{DC}) \quad (2.45)$$

El primer polo que se tomará en cuenta será el del filtro LC de salida, este polo es de segundo orden con una atenuación de -40 dB/Dec por encima de su frecuencia de corte. La ubicación del polo se encuentra en:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.46)$$

El cero que se tiene por la combinación del ESR del capacitor y la frecuencia de corte se ubican en:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C} \quad (2.47)$$

A partir de esto el control de salida añadirá ganancia y fase por encima de este cero.

### 2.7.2 Estabilidad en fuentes conmutadas.

Para que el sistema de lazo cerrado pueda mantenerse estable existen ciertas reglas a seguir como por ejemplo, que la fase del lazo cerrado no podrá ser mayor de  $-360^\circ$  de desfase cada vez que la ganancia del sistema en lazo cerrado sea mayor a 1 (0 dB). Un límite de fase sería  $315^\circ$  en el lazo cerrado, un retardo en fase más cercano a los  $360^\circ$  constituiría a un sistema metaestable, produciendo así en la fuente periodos de oscilación cuando se presenten cargas por encima de las establecidas o transitorios en la línea.

Con base a lo anterior se diseñará la compensación del amplificador de error tomando en cuenta 4 aspectos importantes:

1. La fase de lazo cerrado debe mantenerse a menos de  $-315^\circ$  siempre que la ganancia es mayor a 0 dB.
2. La frecuencia de corte de la ganancia de lazo cerrado debe ser tan alta como sea posible, realizando esto se acelerará el tiempo de respuesta.
3. La ganancia de lazo cerrado en corriente continua debe ser tan alta como sea posible, con esto se tendrá un impacto directo en la regulación de la carga.
4. La pendiente resultante de la curva de ganancia del lazo cerrado debe tener un promedio de -20 dB/Dec.

De igual forma se debe tener en cuenta el producto ganancia por ancho de banda del amplificador operacional que se utilizará como amplificador de error.

Existen distintos esquemas de compensación, todos estos pueden ser utilizados en cada aplicación, sin embargo solo un esquema es considerado el óptimo para cada aplicación.

	COMPENSACIÓN UNIPOLAR.	COMPENSACIÓN UNIPOLAR CON GANANCIA DE BANDA LIMITADA.	COMPENSACIÓN DE 1 POLO Y 1 CERO.	COMPENSACIÓN DE 2 POLOS Y 2 CEROS.
CONVERTIDOR MODO AVANCE CONTROLADO POR VOLTAJE.	X			X
CONVERTIDOR MODO IMPULSO CONTROLADO POR VOLTAJE O CORRIENTE.		X	X	
CONVERTIDOR MODO AVANCE CONTROLADO POR CORRIENTE.		X	X	

Tabla 3.2 Compensación óptima dependiendo del convertidor.

En este proyecto se utilizará la compensación de dos polos y dos ceros, que es la óptima para el tipo de convertidor. Por esto se procederá con su explicación, sin embargo los otros tipos de compensación pueden ser estudiados en la referencia [4].

### 2.7.3 Compensación de 2 polos y 2 ceros.

Este tipo de compensación es usada en convertidores modo avance controlados por voltaje, que presenta una característica de segundo orden por el filtro de salida (dos polos), el cual tiene un retraso en fase y un incremento de su ganancia. La compensación tiene un par de ceros que contrarrestan la ganancia y en especial la fase del filtro, contiene un polo de alta frecuencia para contrarrestar el cero producido por la ESR del capacitor y por último tiene un polo de muy alta frecuencia para garantizar que los márgenes de fase ganancia y frecuencia de corte se comporten correctamente, Figura 2.10.

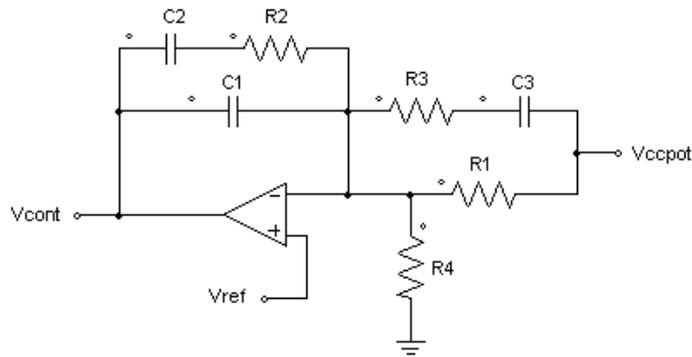


Figura 2. 11 Circuito de compensación de dos polos y dos ceros.

En este método los polos y los ceros se pueden situar independientes unos de otros, es recomendable que el par de polos de alta frecuencia se separen para tener mejores resultados. Por su parte el par de ceros pueden ser situados juntos, pero estos pueden ser separados y colocados a cada lado de la frecuencia de corte del filtro de salida. Esto ayudará a minimizar los efectos del factor “Q” del filtro.

Para el diseño de la compensación se utilizan las ecuaciones descritas en el subtema 3.8.1. Obtenida la ganancia DC, se procede a calcular la frecuencia máxima  $f_{x0}$  del lazo que no es más de una quinta parte de la frecuencia de conmutación:

$$f_{x0} = 0.2f_c \quad (2.48)$$

El siguiente paso es obtener la ganancia que se requiere para llevar la función de salida por arriba de 0 dB de la ganancia de corte.

$$G_{x0} = 40 \log \left( \frac{f_{x0}}{f_p} \right) - G_{DC} \quad (2.49)$$

Como se mencionó anteriormente el par de ceros dan mejores resultados si se colocan a cada extremo de la frecuencia de corte del filtro de salida. Para esto el primer cero estará a:

$$f_{c1} = \frac{f_p}{5} \quad (2.50)$$

El siguiente cero debe estar por encima del polo generado por el filtro, por lo tanto:

$$f_{c2} = \frac{1.2f_p - f_p}{2} + f_p \quad (2.51)$$

El polo de frecuencia más baja se colocará a la frecuencia del cero generado por la ESR del capacitor:

$$f_{p1} = f_{ESR} \quad (2.52)$$

El polo de frecuencia más alta se coloca ligeramente superior a la frecuencia máxima de lazo cerrado.

$$f_{p2} = 1.5f_{x0} \quad (2.53)$$

Con los datos obtenidos se calcula la ganancia, donde se situaron los dos ceros de la compensación:

$$G_1 = G_{x0} + \log\left(\frac{f_{c2}}{f_{c1}}\right) \quad (2.54)$$

$$A_1 = 10^{\left(\frac{G_1}{20}\right)} \quad (2.55)$$

Con esta ganancia procedemos a calcular el valor de los componentes:

$$A_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.56)$$

Escriba aquí la ecuación.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{x0} A_1 R_1} \quad (2.57)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{c2} R_1} \quad (2.58)$$

$$A_2 = 10^{\left(\frac{G_{x0}}{20}\right)} \quad (2.59)$$

$$A_2 = \frac{R_2}{R_3} \quad (2.60)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{c1} R_2} \quad (2.61)$$

Donde  $A_1$  y  $A_2$  son los valores absolutos de la ganancia.

### III. Etapa de potencia del amplificador clase D.

En los capítulos anteriores se analizaron los distintos circuitos que servirán para acondicionar nuestra señal de audio y los principios de las fuentes conmutadas, en especial el convertidor push-pull, para alimentar esta etapa de potencia. En este capítulo se estudiará la configuración del convertidor puente completo o puente H, el cual será capaz de amplificar las señales PWM y suministrarlas a la carga.

Se analizarán los distintos tipos de modulación por ancho de pulso, unipolar y bipolar. Estas señales serán capaces de controlar las compuertas de los transistores en el convertidor. Posteriormente veremos algunos circuitos excitadores que permitirán montar las señales en los transistores de cada rama. A continuación se estudiará la configuración puente completo que es capaz de amplificar la señal de audio modulada. Finalmente se analizará el filtro de salida LC que se conecta directamente a la carga.

#### 3.1 Modulación por ancho de pulso PWM.

La modulación por ancho de pulso (PWM) es un proceso que transforma una señal analógica en una digital; se basa en la comparación de dos señales que dará por resultado una señal de pulsos con frecuencia constante pero un ciclo de trabajo variable, este último, en función de la amplitud de una de las señales de entrada. Esta señal constituida por un tren de pulsos será la que controle la compuerta de los transistores de potencia, este tipo de modulación reducirá considerablemente las pérdidas por conducción. Debe resaltarse que esta etapa de modulación PWM es el corazón del amplificador clase D.

La duración de cada uno de los pulsos es proporcional a la amplitud de la señal moduladora en el instante que se genera el pulso. Esta secuencia de pulsos se obtiene realizando la comparación de la señal portadora (triangular) con la señal moduladora (Audio), Figura 3.1, y cuyo ciclo de trabajo está determinado por el tiempo en el que la señal moduladora se mantiene por encima de la señal portadora en cada ciclo. La comparación entre la amplitud de la señal moduladora y la señal portadora, determinará el estado de la señal de salida modulada ya sea alto o bajo.

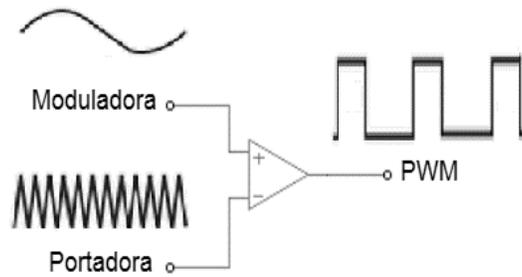


Figura 3. 1 Comparador.

La relación entre la amplitud de la señal portadora y la señal de referencia se llama índice de modulación y se representa por  $m_a$ , donde  $V_{aud}$  es la amplitud pico de la señal moduladora y  $V_{tri}$  es la amplitud pico de la señal portadora. El índice de modulación permite obtener un voltaje variable a la salida del inversor.

$$m_a = \frac{V_{aud}}{V_{tri}} \quad (3.1)$$

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{aud}} \quad (3.2)$$

La relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de referencia, se denomina índice de frecuencia y es representada por  $m_f$ , esta a su vez se recomienda mayor a 21 y la frecuencia de la portadora múltiplo de la frecuencia de la moduladora. El índice de frecuencia determina la distorsión armónica de la señal de salida la cual es una medida de su contenido armónico. La variación de la señal de referencia y la secuencia de conmutación dan como resultado diferentes técnicas de modulación PWM, dos de las técnicas de conmutación PWM se describirán a continuación. La descripción de estos tipos de modulación por ancho de pulso serán referidas al convertidor utilizado en la etapa de potencia del amplificador, puente completo Figura 3.2. Estos conceptos se pueden estudiar a mayor profundidad en la referencia [5].

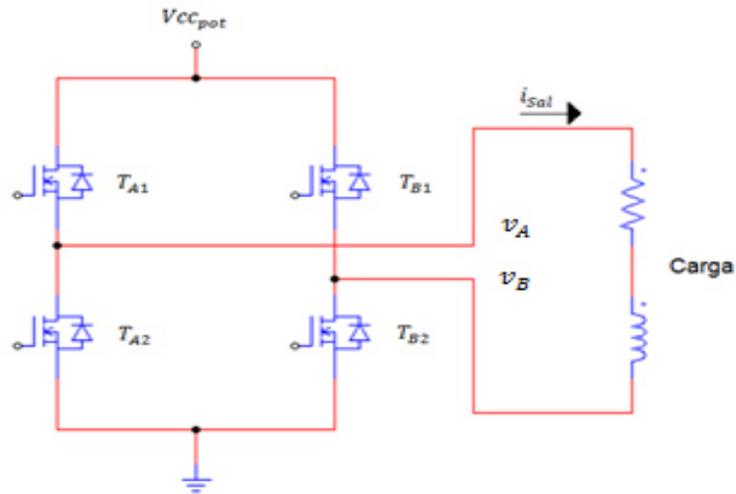


Figura 3. 2 Convertidor de puente completo.

### 3.1.1 Modulación por ancho de pulso bipolar.

En este esquema de modulación, la señal que controla la conmutación de los transistores se genera mediante la comparación de una señal triangular ( $V_{tri}$ ) con una señal de control ( $V_{aud}$ ). Cuando la señal  $V_{aud} > V_{tri}$  los transistores  $T_{A1}$  y  $T_{B2}$  se mantendrán encendidos mientras que  $T_{A2}$  y  $T_{B1}$  estarán apagados y viceversa. Estas señales se pueden observar en la figura 3.3a.

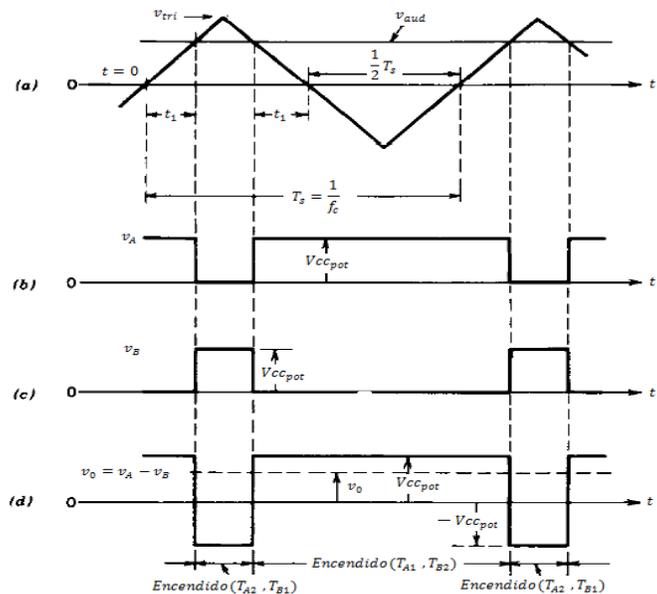


Figura 3. 3 Formas de onda de la modulación por ancho de pulso bipolar [5].

Tomando como referencia un origen de tiempo como se muestra en la figura 3.3, a continuación se desarrolla el procedimiento para obtener las ecuaciones que describen la modulación en función de su ciclo de trabajo y en función del voltaje de audio.

Iniciamos tomando medio ciclo de la señal triangular y obtenemos su función como una rampa, que se muestra en la siguiente ecuación:

$$v_{tri} = \frac{V_{tri}}{\frac{1}{4}T_s} t \quad 0 < t < \frac{1}{4}T \quad (3.3)$$

Cuando  $t = t_1$ ,  $V_{tri} = V_{aud}$ . Entonces despejando de la ecuación anterior se tiene:

$$t_1 = \frac{1}{4} \frac{V_{aud} T}{V_{tri}} \quad (3.4)$$

Analizando la figura 3.3a, encontramos que la duración de  $t_{on}$  en el par de transistores encendidos ( $T_{A1}$  y  $T_{B2}$ ) es:

$$t_{enc} = 2t_1 + \frac{1}{2}T_s \quad (3.5)$$

Recordando la ecuación de ciclo de trabajo se tiene:

$$D_A = \frac{t_{enc}}{T_s} \quad (3.6)$$

Sustituyendo  $t_s$  en la ecuación anterior se tiene la relación del ciclo de trabajo para el par de transistores  $T_{A1}$  y  $T_{B2}$  :

$$D_A = \frac{2 \left( \frac{1}{4} \frac{V_{aud} T_s}{V_{tri}} \right) + \frac{1}{2} T_s}{T_s} \quad (3.7)$$

$$D_A = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{aud}}{V_{tri}} + 1 \right) \quad (3.8)$$

Por su parte la relación de ciclo de trabajo para el par contrario de transistores  $T_{A2}$  y  $T_{B1}$  es:

$$D_B = 1 - D_A \quad (3.9)$$

Obteniendo los voltajes de salida de cada rama podemos tener el voltaje de salida, por lo tanto:

$$\begin{aligned}
v_0 &= V_A - V_B = D_A V_{CC_{pot}} - D_B V_{CC_{pot}} \\
v_0 &= D_A V_{CC_{pot}} - (1 - D_1) V_{CC_{pot}} \\
v_0 &= (2D_A - 1) V_{CC_{pot}} \tag{3.10}
\end{aligned}$$

La ecuación 3.10 corresponde al voltaje PWM de salida en función de su ciclo de trabajo. Por otro lado, sustituyendo  $D_A$  en la ecuación anterior se tiene:

$$\begin{aligned}
v_0 &= \left[ 2 \left( \frac{1}{2} \left( \frac{V_{aud}}{V_{tri}} + 1 \right) \right) - 1 \right] \\
V_0 &= \frac{V_{CC_{pot}}}{V_{tri}} v_{aud} \tag{3.11}
\end{aligned}$$

La ecuación 3.11 es la ecuación del voltaje de salida en función del voltaje de audio. La forma de onda para el voltaje de salida  $v_0$  en la Figura 3.3d muestra como el voltaje conmuta de  $+V_{CC_{pot}}$  a  $-V_{CC_{pot}}$ , es por ello que se le llama modulación por ancho de pulso bipolar.

El ciclo de trabajo  $D_A$  puede variar entre 0 y 1, dependiendo de la magnitud y la polaridad de  $v_{aud}$ . Es por esto que  $v_0$  puede variar en el rango de  $-V_{CC_{pot}}$  y  $V_{CC_{pot}}$ . Este voltaje de salida depende de la corriente de salida  $i_0$ .

### 3.1.2 Modulación por ancho de pulso unipolar.

De igual forma que para la modulación bipolar este tipo de modulación se genera a partir de la comparación de una señal triangular  $v_{tri}$  contra dos señales de control  $+v_{aud}$  y  $-v_{aud}$ . Esto es, se tendrán dos comparadores uno por cada rama del convertidor puente completo. Se analizará este tipo de modulación a partir de la Figura 3.4a.

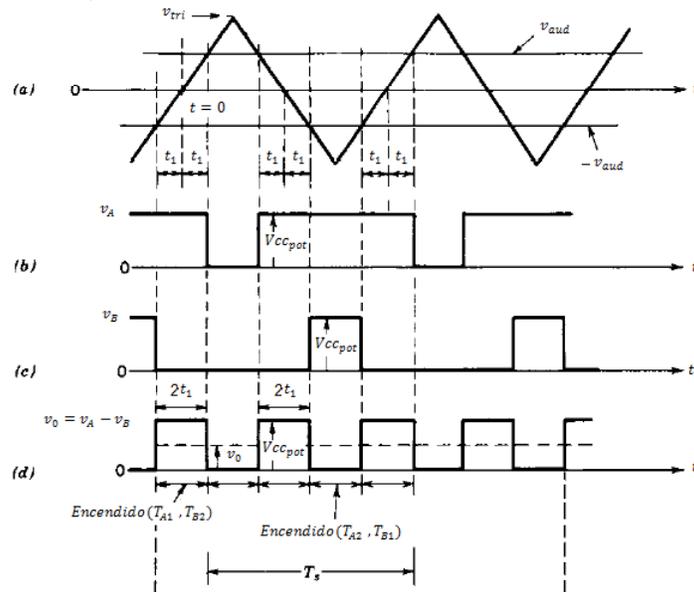


Figura 3. 4 Formas de onda de la modulación por ancho de pulso unipolar [5].

Para las señales que controlarán los transistores de la rama A se comparan la señal triangular  $v_{tri}$  contra la señal de control  $+v_{aud}$  esto es:

$$T_{A1} \text{ estará encendido si: } v_{aud} > v_{tri}$$

Por su parte las señales que controlan los transistores de la rama B, se generan a partir de la comparación de la señal triangular  $v_{tri}$  contra la señal de control invertida  $-v_{aud}$ , esto es:

$$T_{B1} \text{ estará encendido si: } -v_{aud} > v_{tri}$$

Lo dicho anteriormente se puede observar mejor en las Figuras 3.4b y Figura 3.4c respectivamente. El voltaje que se muestra será del punto medio de cada rama con respecto a tierra.

En la Figura 3.4d tenemos la señal de salida  $v_o$ , la cual es la diferencia de potencial entre el punto medio de la rama A y el punto medio de la rama B. En esta señal se puede observar que  $v_o = 0$  cuando  $T_{A1}$  y  $T_{B1}$  están encendidos y  $v_o = 0$  cuando  $T_{A2}$  y  $T_{B2}$  están encendidos.

El ciclo de trabajo  $D_A$  del transistor  $T_{A1}$  está dada por:

$$D_A = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{p_{aud}}}{V_{p_{tri}}} + 1 \right) \quad (3.12)$$

Realizando un análisis similar que en la modulación bipolar, podemos obtener el ciclo de trabajo  $D_B$  del transistor  $T_{B1}$  el cual es:

$$D_B = 1 - D_A \quad (3.13)$$

Por tanto la ecuación que describirá el voltaje de salida de la modulación unipolar en función del voltaje de audio es similar al observado en la modulación bipolar, esto es:

$$V_0 = \frac{V_{CC_{pot}}}{V_{p_{tri}}} V_{aud} \quad (3.14)$$

### 3.2. Driver.

Los drivers son circuitos que ayudan a la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia al pasar del estado activo al estado inactivo, estos circuitos reducen los tiempos de encendido y apagado de los transistores de potencia ayudando a tener un tiempo corto al atravesar la zona activa, donde la disipación de potencia instantánea es grande. Cuando la señal de control se encuentra en un estado alto o activo, el driver debe ser capaz de suministrar la potencia demandada por el transistor para mantenerlo en un estado activo donde las pérdidas por conducción son bajas.

Los valores de los componentes en estos circuitos son diversos en función de las características de los transistores, como en el caso de los MOSFET, que necesitan suministrar una corriente alta al inicio cuando el transistor se enciende y para el resto del intervalo activo se suministra un voltaje de compuerta-fuente alto con una corriente baja o casi nula.

Para el circuito de potencia conformado por un convertidor de puente completo se tiene algunos problemas en el encendido de los transistores; idealmente se evita que conduzcan en el mismo tiempo dos transistores de una misma rama, esto se debe principalmente a que los tiempos de encendido y apagado de cada transistor no son iguales. Esto junto con el retraso que produce el propio circuito de control, puede generar un corto circuito en una rama produciendo un daño irreparable en los componentes. Para solucionar este tipo de problema se introduce un tiempo entre la señal de encendido de un transistor y el encendido del otro, este tiempo se denomina como tiempo muerto y es mucho menor al periodo de la señal y por tanto despreciable en el análisis del convertidor.

Otro de los problemas asociados al control se debe a la necesidad de aislamiento en las señales de mando en la compuerta de los transistores, en caso de que la referencia del

circuito lógico coincide con la referencia de la señal del transistor inferior  $T_{A2}$ , Figura 3.5, la unión de la señal de control inferior  $U2$ , de una sola rama, con la terminal de compuerta del transistor inferior  $T_{A2}$  solo necesita un circuito de acoplamiento de nivel. Por otro lado, la terminal de referencia para el mando del transistor superior presenta un voltaje que varía respecto a la referencia del circuito de control y  $V_{ccpot}$  por lo que es necesario una referencia diferente para el control de la compuerta del transistor  $T_{A1}$ .

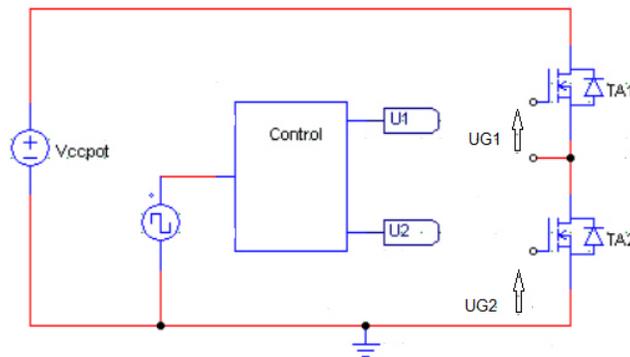


Figura 3. 5 Aislamiento de las señales de control.

Existen diversas técnicas para llevar a cabo esta operación; una de ellas consiste en el empleo de optoacopladores. El optoacoplador sirve para aislar el circuito de control, a partir de una fuente aislada se alimenta la compuerta del transistor superior para su conmutación. El inconveniente de esta técnica es la necesidad de dos fuentes independientes, una para alimentar el control y drivers de los transistores inferiores y otra para alimentar el optoacoplador de los transistores superiores de cada rama.

Otra técnica y de las más empleadas es conocida como bootstrap, Figura 3.6, esta técnica elimina la necesidad de tener dos fuentes independientes empleando un arreglo de un diodo  $D_{boot}$  y un capacitor  $C_{boot}$ . Cuando conmuta el transistor inferior, el capacitor  $C_{boot}$  se carga al potencial de la fuente que alimenta al control a través del diodo  $D_{boot}$ . El capacitor debe ser lo suficientemente grande para garantizar la alimentación del driver del transistor superior en los intervalos en que el transistor inferior de una rama este abierto. Cuando el transistor superior se enciende y el inferior se apaga, el voltaje almacenado en  $C_{boot}$  queda referido al punto medio de la rama. Este voltaje se emplea para mantener encendido al transistor. El voltaje final en el extremo positivo del capacitor es igual al voltaje almacenado más el voltaje de potencia  $V_{ccpot}$ , por tanto el diodo  $D_{boot}$  se bloquea y protege la fuente  $V_{cc}$ .

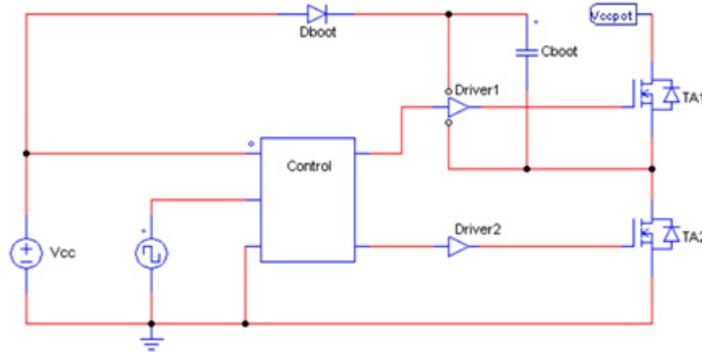


Figura 3. 6 Diagrama del driver utilizando la técnica de Bootstrap.

### 3.3. Convertidor puente completo.

El convertidor puente completo está constituido por 4 transistores, 2 por cada rama como se muestra en la Figura 3.2. Los transistores de cada rama son conmutados de manera que cuando uno está encendido el otro se encuentra apagado, como se mencionó anteriormente en el subtema del driver, existe un tiempo en el cual ambos transistores se encuentran apagados, tiempo muerto, pero jamás existirá un tiempo en el cual ambos transistores se encuentren encendidos. La fuente que alimenta el puente es de corriente continua  $V_{cc_{pot}}$ , la salida del convertidor es un voltaje de corriente alterna  $V_{sal}$  que es controlada en magnitud y polaridad. También se controla la magnitud y sentido de la corriente de salida  $i_{sal}$ . El convertidor de puente completo puede trabajar en los cuatro cuadrantes del plano y el flujo de potencia a través de él puede ser en ambos sentidos.

El voltaje de salida del puente está determinado por el estado de los transistores, esto es, si consideramos los transistores de la rama A, el voltaje de salida  $V_A$  con respecto a tierra se comporta como se indica a continuación:

$$V_A = V_{cc_{pot}} \quad , \quad \text{Si } T_{A1} \text{ está encendido y } T_{A2} \text{ está apagado.}$$

$$V_A = 0 \quad , \quad \text{Si } T_{A1} \text{ está apagado y } T_{A2} \text{ está encendido.}$$

Lo mismo sucede para la rama B:

$$V_B = V_{cc_{pot}} \quad , \quad \text{Si } T_{B1} \text{ está encendido y } T_{B2} \text{ está apagado.}$$

$V_B = 0$  , Si  $T_{B1}$  está apagado y  $T_{B2}$  está encendido.

Lo anterior indica que el voltaje  $V_A$  y  $V_B$  dependerán de la conmutación de los transistores de cada rama respectivamente. El voltaje de cada rama promediado en un periodo de conmutación  $T_s$ , depende del voltaje de alimentación y el ciclo de trabajo de cada transistor superior.

$$V_A = \frac{V_{CC_{pot}} t_{enc} + 0t_{apag}}{T_s} = V_{CC_{pot}}(D_{T_{A1}}) \quad (3.15)$$

$$V_B = \frac{V_{CC_{pot}} t_{enc} + 0t_{apag}}{T_s} = V_{CC_{pot}}(D_{T_{B1}}) \quad (3.16)$$

El voltaje de salida  $V_0$  sería entonces:

$$V_0 = V_A - V_B \quad (3.17)$$

Este voltaje es controlado por medio de las relaciones de trabajo de los transistores y es independiente de la magnitud y sentido de la corriente de salida.

### 3.4. Filtro de salida.

Los amplificadores de clase D se distinguen de los demás amplificadores por su modulación por ancho de pulso como se mencionó anteriormente, otra diferencia que tienen, es su filtro de salida del cual la calidad y linealidad del mismo depende su eficiencia total, fiabilidad y audio. La meta general de este filtro es atenuar las componentes de los armónicos de altas frecuencias que son percibidas en la banda de audio. También el filtro ayuda a reducir la radiación electromagnética (EMI) en los amplificadores.

El orden del filtro determina los polos existentes, con cada incremento de orden la pendiente de atenuación estará por encima de los 20 dB/dec. Por su lado el incremento de la frecuencia de conmutación disminuiría el orden del filtro debido a que se encuentra más alejada de la banda de audio, sin embargo, el aumento de la frecuencia incrementa a su vez las pérdidas por conmutación y aumento en la radiación electromagnética, generando un decremento de la eficiencia del amplificador.

El filtro de segundo orden LC es el más utilizado por sus bajas pérdidas y tiene una pendiente de -40 dB/dec permitiendo así un razonable rechazo de la portadora. El filtro

que se propone en la figura 3.7 es usado para la modulación unipolar y el convertidor de puente completo.

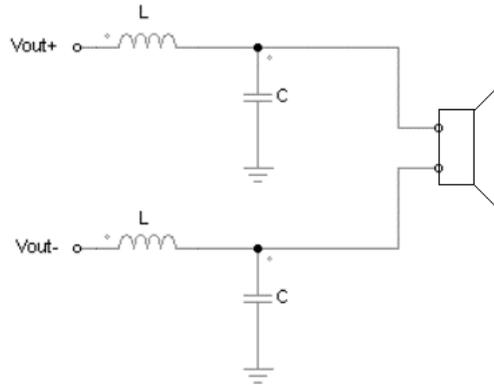


Figura 3. 7 Diagrama del filtro de salida para una modulación unipolar.

El análisis de la función de transferencia puede consultarse en la referencia [6], a continuación se presenta el resultado final:

$$H(s) = \frac{V_0(s)}{V_I(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_L C} s + \frac{1}{LC}} \quad (3.18)$$

Esta ecuación se transforma en una ecuación de segundo orden en su forma estándar como la siguiente:

$$H(s) = \frac{A}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.19)$$

Donde:

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  es la frecuencia de corte en radianes.

$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}}$  es el factor de calidad del filtro, se considera de 0.707 para una aproximación Butterworth.

Para este tipo de aproximación el valor del capacitor y el inductor se pueden calcular a partir de la frecuencia que se elige por encima de la banda de audio y conociendo el valor de la carga que se usará, generalmente esta es de 4 ohms, las ecuaciones para este cálculo son:

$$C = \frac{1}{\omega_0 R_L \sqrt{2}} \quad (3.20)$$

$$L = \frac{R_L * \sqrt{2}}{\omega_0} \quad (3.21)$$

El inductor de salida deberá ser capaz de soportar la corriente de salida sin saturarse, así como mantener la energía en el ciclo apagado como en algunos convertidores conmutados. De manera ideal el inductor debe ser de núcleo de aire pero el tamaño y número de vueltas que se requiere en un amplificador clase D puede ser impráctico, es por eso que se usan núcleos de materiales magnéticos reduciendo así el tamaño y número de vueltas, además de reducir las radiaciones electromagnéticas.

## IV Diseño del amplificador clase D

En este capítulo se realizó el diseño de cada bloque que conforma el amplificador, tomando los conceptos y ecuaciones vistos en los capítulos anteriores. Se comenzó diseñando la fuente conmutada tomando como referencia la potencia RMS que se demanda de la etapa de potencia del amplificador. Esta fuente de tipo conmutado trabajará a frecuencias superiores a las de la banda de audio, reduciendo en lo posible el ruido que se pueda inducir en las etapas posteriores. La potencia total que pueda suministrar esta fuente debe ser capaz de cubrir la demanda de la carga y las pérdidas que se presenten a lo largo de cada bloque del amplificador.

Se diseñaron los circuitos que acondicionan la señal de audio. El diseño del pre-amplificador y filtros dan como resultado extraer algunas frecuencias audibles, así como una amplificación en algunas bandas de frecuencia.

Se realizó el circuito que modulará la señal de audio en su forma unipolar. La señal que se obtenga como resultado de esta modulación será la que activará los transistores de la etapa de potencia, proporcionando así una amplificación de la señal. La configuración que se utiliza para esta etapa es puente completo y se obtendrá su voltaje promedio y formas de onda de la salida.

Finalmente se diseñaron los filtros de salida de segundo orden con aproximación Butterworth. Estos disminuyen el estrés que puede generarse en la carga debido a la señal PWM.

### 4.1 Diseño de la fuente conmutada.

Para el circuito de control se utiliza el CI TL494 [7], el cual se configuro para una salida push-pull, con las características que tiene este CI se pudo realizar el control de las señales que activarán el convertidor DC-DC.

El punto de partida para el diseño de la fuente conmutada será la potencia que se necesita a la salida del amplificador. Este amplificador tipo mono está diseñado para un set de medios 165 A3 de la marca Focal, Figura 4.1. El cual cuenta con las siguientes características:

Potencia nominal de 80 [W]

Potencia máxima de 160 [W]

Crossover de 3 vías

Woofer 6.5 pulgadas

Medio 3.94 pulgadas

Teweeter 2 pulgadas

Respuesta en frecuencia (55 Hz – 20 KHz)



Figura 4. 1 Set de medios 165 A3 Focal.

Con la información del componente se establece la potencia RMS de salida total del amplificador. Para tener esta potencia, el voltaje RMS que se necesita a la salida de la fuente será:

$$V_{RMS} = \sqrt{(P_{PROM})(R)}$$

$$V_{RMS} = 17.888 [V]$$

Donde

$P_{PROM}$  Es la potencia promedio

$R$  Es la impedancia del set

Este voltaje es en teoría al que estarán sometidas las bocinas, pero debido a las pérdidas a través del puente este voltaje debe ser mayor. El voltaje RMS total a la salida de la fuente se pondrá un 15% por encima del mencionado, es decir de 21.21 [V<sub>RMS</sub>] aproximadamente. Con esto se asegura que la potencia de salida se mantenga. El voltaje pico para una señal de pulsos, con base en su voltaje RMS y un ciclo de trabajo D=0.5 se consultó en la referencia [8] y es por tanto igual a:

$$V_p = \frac{V_{RMS}}{\sqrt{D}} = 30 [V]$$

A partir de lo calculado se comenzó el diseño de la fuente conmutada en su configuración push-pull. Esta fuente tendrá las siguientes características:

$$f_c = 100 [KHz]$$

$$V_{Emín} = 12 [V]$$

$$V_S = 30 [V]$$

Para el diseño del transformador se utilizó un núcleo de ferrita toroidal, Figura 4.2, de TSC International [9]. Este núcleo de material TSF-8040 tiene las siguientes características:

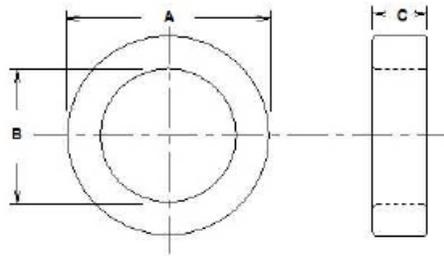


Figura 4. 2 Ferrita tipo toroidal.

$A = 31.75 [mm]$	$B = 18.80 [mm]$	$C = 11.05 [mm]$
$A_e = 0.7 [cm^2]$	$V_e = 5.31 [cm^3]$	$A_w = 2.78 [cm^2]$
	$LMV = 4.5 [cm]$	

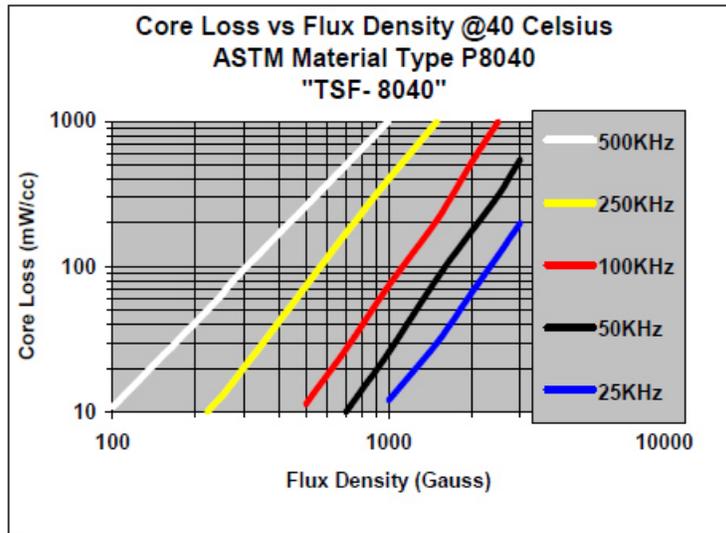


Figura 4. 3 Pérdidas en el núcleo vs densidad de flujo [8].

A partir de esta información procedemos a calcular el producto área necesario para la potencia. Usando la Ec. 2.40 el producto área será:

$$PA = 0.575 [cm^4]$$

Por otra parte se calcula el producto área del núcleo seleccionado con la Ec. 2.39 el cual es:

$$PA = 1.946 [cm^4]$$

Con esto podemos asegurar que el núcleo elegido tiene la capacidad de suministrar la potencia requerida.

Para el cálculo del número de vueltas del embobinado primario hacemos uso de la figura 4.3, considerando unas pérdidas de 100 [mW] y la frecuencia de conmutación, se obtendrá la densidad de flujo. Debe resaltarse que se eligieron estas pérdidas en el núcleo debido a que la potencia disipada será de:

$$PN \left[ \frac{mW}{cm^3} \right] = \frac{P_{Dis}}{V_e}$$

$$P_{Dis} = PN * V_e = 531 [mW]$$

A partir de este dato las pérdidas por calor en el transformador serán de ½ watt, entre mayor sea la densidad de flujo mayores serán pérdidas por calor.

Con base a las pérdidas y la frecuencia de conmutación, la densidad de flujo pico que se obtiene es igual a:

$$B_{pk} = 1200 \text{ [Gauss]}$$

Y la densidad de flujo pico a pico en teslas es:

$$\Delta B = 0.24 \text{ [Teslas]}$$

Utilizando la Ec. 2.43 obtenemos el número de vueltas del devanado primario que da como resultado:

$$N_p = 3.571 \text{ [vueltas]}$$

Redondeando hacia arriba se tiene 4 vueltas en el embobinado primario. Para el embobinado secundario se utilizará la Ec. 2.45.b tomando en cuenta las características de los transistores y diodos seleccionados.

-Datos del transistor.

IRFP250

$$V_{DS} = 200 \text{ [V]}$$

$$R_{DSon} = 0.085 \text{ [\Omega]}$$

$$I_D = 30 \text{ [A]}$$

$$I_{DM} = 120 \text{ [A]}$$

-Datos del diodo.

MUR3060PT

$$V_{RRM} = 600 \text{ [V]}$$

$$I_F = 15 \text{ [A]}$$

$$V_F = 1.5 \text{ [V]}$$

Con los datos del transistor se obtiene el voltaje de encendido con una corriente de drenaje de 7.388 [A], esto se obtiene a partir de dividir la potencia de salida de la fuente entre la eficiencia que se espera, como resultado tendremos la potencia del lado primario y esta a su vez se divide entre el voltaje de entrada.

$$V_{on} = R_{DS} * I_D = 0.885 \text{ [V]}$$

Por lo tanto la relación de transformación tomando en cuenta un ciclo de trabajo de 0.5 será:

$$n = 0.172$$

Y el número de vueltas del embobinado secundario es:

$$N_S = 23 \text{ [vueltas]}$$

Para obtener el área transversal del alambre tanto del embobinado primario como secundario usaremos las Ec. 2.46 - 2.47.

$$I_{P \text{ máx}} = 7.388 \text{ [A]}$$

$$I_{S \text{ máx}} = 2.5 \text{ [A]}$$

$$J_{\text{máx}} = 383.547 \left[ \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \right]$$

$$A_{AP} = 0.019 \text{ [cm}^2\text{]}$$

$$A_{AS} = 0.0065 \text{ [cm}^2\text{]}$$

El área de cada alambre se busca en tablas de algún fabricante y se obtiene el calibre adecuado. En nuestro caso usaremos para el embobinado primario varios hilos para alcanzar el calibre adecuado. Los calibres que se utilizaron son:

Embobinado primario: 4 hilos del calibre 20

Embobinado secundario: 1 hilo del calibre 18

Las pérdidas en el transformador totales se calculan a partir de las ecuaciones 2.52 y 2.53 las cuales se refieren a las pérdidas de cada embobinado que corresponden con:

para una  $T = 50 \text{ [}^\circ\text{C]}$  se tiene una  $\rho = 1.941E^{-4} \text{ [\Omega cm]}$

$$\frac{R_P}{cm} = 0.01 \left[ \frac{\Omega}{cm} \right]$$

$$\frac{R_S}{cm} = 0.029 \left[ \frac{\Omega}{cm} \right]$$

$$P_{Dp} = 9.824 \text{ [W]}$$

$$P_{DS} = 18.75 \text{ [W]}$$

A partir de lo calculado se tienen unas pérdidas en el núcleo totales de:

$$P_T = 29.1 [W]$$

Como se mencionó, la fuente conmutada tiene una configuración Push-Pull, lo cual facilitará el control de los transistores debido a que estos están referenciados a tierra. Para saber si los transistores seleccionados son los adecuados, hacemos uso las ecuaciones que describen el comportamiento del convertidor. Comenzando por el voltaje en cada embobinado primario del transformador, Ec. 2.1, el cual es igual al voltaje de entrada:

$$v_1 = v_2 = -12 V$$

Teniendo el voltaje en cada embobinado se deduce el voltaje al cual está sometido cada transistor, Ec. 2.2. Debido a las dos inductancias del devanado primario éste será dos veces el voltaje de entrada:

$$V_{T1} = V_{T2} = 24 [V]$$

Haciendo uso de la Ec. 2.4 y la relación de transformación calculada en el diseño del transformador, tenemos el voltaje al cual estará sometido el diodo, el cual es:

$$v_{D1} = v_{D2} = 139.534 [V]$$

Tanto el transistor IRFP250 como el diodo MUR3060PT son adecuados para cubrir los requerimientos calculados.

Con base a los datos obtenidos anteriormente se procedió a calcular el filtro de salida, este filtro reducirá el rizo de corriente y voltaje a la salida de la fuente. Para el cálculo del inductor L utilizamos la Ec. 2.21, tomando en cuenta un ciclo de trabajo mínimo del 33% y una corriente mínima de 0.5 [A] se calcula la inductancia, la cual será:

$$L_{\min} = 51 [\mu H]$$

Como esta inductancia es la mínima, se construyó un inductor de 68  $[\mu H]$ . Para su construcción se utilizó un núcleo toroidal de Micrometals [3], material -26 y una  $A_L = 93 \left[ \frac{nH}{N^2} \right]$ .

$$N_L = \sqrt{\frac{L [nH]}{A_L \left[ \frac{nH}{N^2} \right]}}$$

$$N_L = 27 [Vueltas]$$

En la figura 4.4 se muestra el inductor fabricado de acuerdo a los cálculos obtenidos, se realizó con dos hilos del calibre #20 por la corriente que manejará.



Figura 4. 4 Inductor de salida de la fuente conmutada.

A partir de la inductancia se procedió a calcular el rizo de corriente que se tendrá en el inductor, utilizando la Ec. 2.19 este será de:

$$\Delta i_{Lm\acute{a}x} = 0.73 [A]$$

Para el cálculo del capacitor del filtro se utilizaron las ecuaciones 2.31 y 2.32, con un voltaje de rizo de 0.03 [V].

$$r_c = 0.05 [\Omega]$$

$$C_{m\acute{i}n} = 50 [\mu F]$$

Como éste es el valor mínimo, el capacitor que se seleccionó fue de 100 [ $\mu F$ ].

El siguiente paso es asegurar el voltaje de salida de la fuente, para ello se calculó el circuito que cerrará el lazo de control. Para ello se utilizarán las ecuaciones 2.59 a 2.76. Calculando la ganancia de corriente directa se tiene:

$$A_{DC} = 46$$

Que corresponde en decibeles a:

$$G_{DC} = 33.255$$

El primer polo se ubicará en la frecuencia:

$$f_p = 1.946 \text{ [KHz]}$$

La frecuencia del cero que se tiene por la ESR estará ubicado en:

$$f_{ESR} = 6.92 \text{ [KHz]}$$

La frecuencia máxima del lazo será:

$$f_{x0} = 40 \text{ [KHz]}$$

La ganancia para llevar la función por arriba de los 0 dB es:

$$G_{x0} = 19.099$$

El primer cero se encontrará en:

$$f_{c1} = 392.855 \text{ [Hz]}$$

El primero polo se ubicará en el cero generado por la ESR, por lo que:

$$f_{p1} = 6.92 \text{ [KHz]}$$

El polo de frecuencia más alta estará ubicado en:

$$f_{p2} = 80 \text{ [KHz]}$$

La ganancia donde se encuentran los dos ceros de la compensación será:

$$G_1 = 8.989$$

$$A_1 = 9.015$$

Calculando los valores de resistencias y capacitores en la compensación, para una  $R_1 = 10 \text{ [K}\Omega\text{]}$ , serán:

$$R_2 = 28.17 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$R_3 = 3.123 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$C_1 = 70.676 \text{ [pF]}$$

$$C_2 = 14.932 \text{ [nF]}$$

$$C_3 = 7.366 \text{ [nF]}$$

Los valores comerciales más cercanos en resistencias y capacitores son los siguientes:

$$R_2 = 27 [K\Omega]$$

$$R_3 = 3.3 [K\Omega]$$

$$C_1 = 68 [pF]$$

$$C_2 = 15 [nF]$$

$$C_3 = 6.8[nF]$$

El diagrama de la fuente conmutada diseñada para el amplificador se muestra en la figura 4.5.

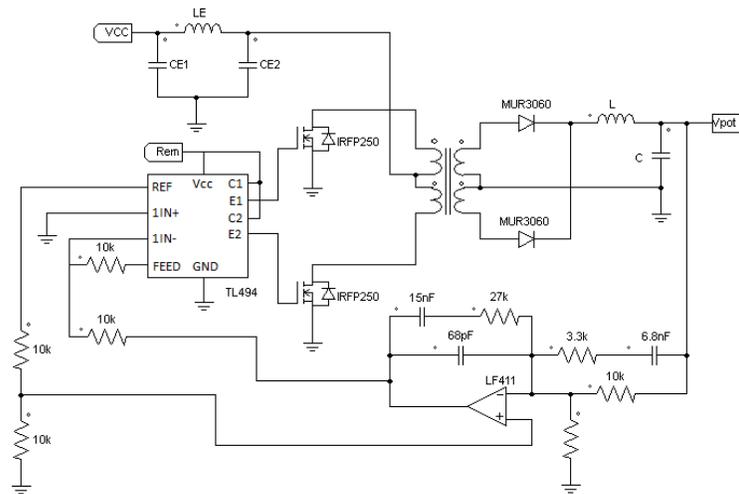


Figura 4. 5 Diagrama de la fuente conmutada.

## 4.2 Diseño del acondicionamiento de la señal de audio.

En este subtema se explica cómo se diseñaron los circuitos que modificarán en amplitud y frecuencia la señal de audio proveniente del reproductor. Estos circuitos vistos en el capítulo 1 procesarán la señal de audio.

La señal que sale de los reproductores muchas veces se encuentra en un nivel de DC, es por esto que es necesario introducir un filtro para eliminar este offset, ajustando así la referencia que se tiene en el amplificador. El diseño de este filtro tiene que cumplir con:

$$f < 20 [Hz]$$

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Si se propuso una frecuencia de 10 [Hz] y un capacitor de 330 [nF], la resistencia que se obtiene es de:

$$R = \frac{1}{2\pi(10\text{Hz})(330\text{nF})} = 48.22 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Tomando el valor comercial más cercano de la resistencia (47 [KΩ]) y el valor del capacitor (330 [nF]) se tiene una frecuencia  $f = 10,26 \text{ [Hz]}$ , que cumple con la condición establecida.

La señal de salida del filtro es procesada por un amplificador operacional en su configuración seguidor, aprovechando así las características del amplificador operacional (alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida).

Posteriormente se utilizó un amplificador operacional en su configuración inversor para un circuito la ganancia general. Tomando en cuenta que la amplitud de la salida de audio de los reproductores varía, se dejará un margen aceptable en su amplificación.

Con ésto, se propuso una ganancia general de voltaje igual a 4. A partir de la Figura 4.6 y la ecuación 1.3, se obtendrán las resistencias necesarias para tener la ganancia propuesta. Debe señalarse que R2 es la suma del potenciómetro y la resistencia RA.

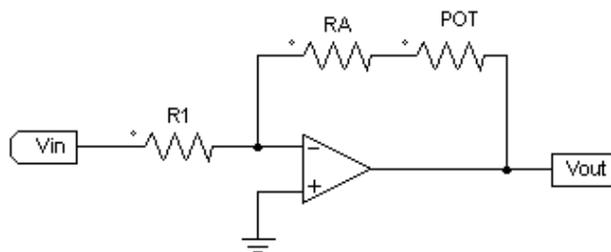


Figura 4. 6 Circuito de ganancia general del amplificador.

$$4 = \frac{R_A + POT}{R_1}$$

Si POT=50 [KΩ] y  $R_A = R_1$  entonces:

$$R_1 = 16.66 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

Aproximando esta resistencia a un valor comercial (15 [KΩ]) se tiene una ganancia de voltaje igual a:

$$\Delta v = 4.333$$

Esta ganancia se aplica para toda la banda de frecuencia audible. Para tener una ganancia en un intervalo de frecuencias se diseñaron dos filtros, uno pasa bajas y otro paso altas. Estos filtros de segundo orden se diseñaron con aproximación Butterworth, topología Sallen-Key y utilizando el diseño descrito en la referencia [1]. A continuación se describe la metodología.

El filtro pasa bajas se diseñó con una frecuencia de corte igual a 500 [Hz], de acuerdo a las tablas normalizadas para la aproximación Butterworth y filtro de segundo orden. Los parámetros de diseño son los siguientes:

$$f_{01} = 1$$

$$Q = 0.707$$

La frecuencia de diseño se establece igual que la frecuencia de corte, debido a que el factor de ajuste es igual a 1.

$$f_A = 500 [Hz]$$

Para una  $m = 1$ ,  $R_x$  debe cumplir:

$$10 [K\Omega] < R_x < 100 [K\Omega]$$

En nuestro diseño  $R_x = 10 [K\Omega]$ , a partir de este valor se calcula  $C_x$  con ayuda de la siguiente ecuación:

$$C_x = \frac{1}{4\pi Q f_A R_x}$$

$$C_x = 22.51 [nF]$$

Calculando  $n_x$  se tiene:

$$n_x = 4Q^2$$

$$n_x = 1.999$$

Se calcula  $n_x C_x$

$$n_x C_x = 44.999 [nF]$$

El siguiente paso es aproximar  $C_x$  y  $nC_x$  a un valores comerciales  $C$  y  $nC$  de tal forma que cumpla con  $nC/C = n > n_x$

$$C = 22 [nF]$$

$$nC = 47 [nF]$$

Calculando el nuevo valor de  $n$ :

$$n = \frac{nC}{C} = 2.136$$

Cumpléndose que  $n \geq n_x$ .

A partir de los cálculos anteriores se obtiene el factor  $k$  y un nuevo valor  $m$  con las ecuaciones siguientes:

$$k = \frac{n}{Q^2} - 2 = 2.273$$

$$m = \frac{k + \sqrt{k^2 - 4}}{2} = 1.676$$

Con el nuevo valor de  $m$  se calcula el valor de  $R$  y se aproxima a su valor comercial, de igual forma se calcula  $mR$  y se aproxima a un valor comercial.

$$R = \frac{1}{2\pi(f_A)(C)\sqrt{m(n)}}$$

$$R = 7.64 [K\Omega] \rightarrow R = 6.8 [K\Omega]$$

$$mR = 12.81 [K\Omega] \rightarrow mR = 6.8 [K\Omega] + 5.6 [K\Omega]$$

El filtro paso altas se diseñó con una frecuencia de corte de  $f_c = 1 [kHz]$ . A partir de las tablas con aproximación Butterworth se obtiene la frecuencia de diseño que corresponde con la frecuencia de corte, ya que  $f_{01} = 1$ .

$$f_A = 1 [kHz]$$

Considerando  $n = 1$  y la  $Q = 0.707$  que se obtiene de la tabla, se calcula  $m$  de la siguiente ecuación:

$$m = 4Q^2$$

$$m = 1.999$$

A continuación se selecciona  $R_x$ , cumpliendo con la siguiente condición:

$$1 [K\Omega] < R_x < 1 [M\Omega]$$

Tomando el valor  $R_x = 10 [K\Omega]$  se procede a calcular  $mR_x$  y el valor de  $C_x$  a partir de las siguientes ecuaciones:

$$mR_x = 19.999 [K\Omega]$$

$$C_x = \frac{1}{2\pi(f_A)(R_x)\sqrt{m(n)}}$$

$$C_x = 11.25 [nF]$$

Aproximando  $C_x$  a un valor comercial  $C$ :

$$C = 12 [nF]$$

Con este valor se calcula  $R$  y se aproxima a un valor comercial:

$$R = \frac{1}{2\pi(f_A)(C)\sqrt{m(n)}}$$

$$R = 9.38 [K\Omega] \rightarrow R = 10 [K\Omega]$$

Calculado los valores de  $nC$  y  $mR$  y aproximándolos a valores comerciales se tiene:

$$nC = C$$

$$mR = 18.75 [K\Omega] \rightarrow mR = 18 [K\Omega]$$

A cada uno de los filtros se le da una ganancia ajustable igual a 4.33, este circuito será el mismo que se realizó para la ganancia general del amplificador.

Las señales amplificadas de cada filtro se suman con ayuda de un amplificador operacional en una configuración de sumador inversor y ganancia unitaria. El circuito de acondicionamiento de la señal se muestra en la Figura 4.7.

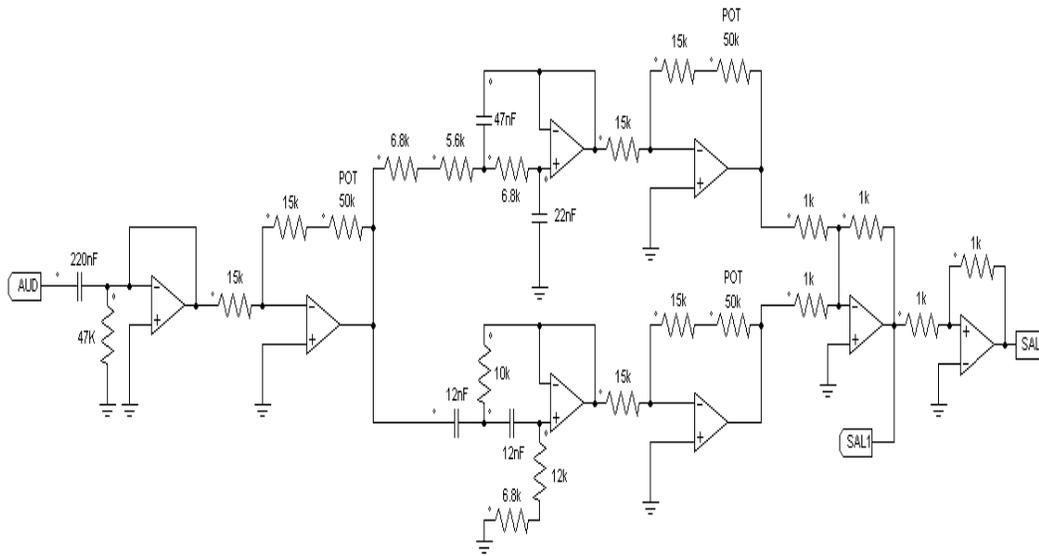


Figura 4. 7 Diagrama del acondicionamiento de la señal.

Debe resaltarse que se eligió una modulación de PWM unipolar, por lo que es necesario tener la señal de salida invertida, añadiendo así el último amplificador inversor de ganancia unitaria.

### 4.3 Diseño del modulador de PWM.

El diseño del modulador por ancho de pulso o PWM se realizó comparando las dos señales de salida del acondicionamiento con una señal triangular. Esta comparación da como resultado la modulación unipolar con frecuencia igual a la triangular y ciclo de trabajo variable.

Los comparadores utilizados para el diseño del modulador son los LM311 [10]. Este comparador tiene una salida colector común, por tanto es necesario una resistencia de pull-up.

La señal triangular se realizó con el circuito integrado XR2206CP, el cual se puede consultar en [11]. Este circuito es un generador de funciones capaz de producir una señal triangular bipolar con una frecuencia de hasta 1 [MHz] y una amplitud pico de 6V.

El diagrama del modulador se observa en la figura 4.8. Este circuito es el corazón del amplificador debido a que genera las señales que controlan a los transistores de potencia.

Las características con las que se diseñó la señal triangular son las siguientes:

$$V_{pTri} = 6 [V_p]$$

$$f_{tri} = 100 [KHz]$$

Con los datos de la señal triangular se puede deducir que el voltaje pico máximo de la señal de audio, cuando el índice de modulación es igual a 1, corresponde con el voltaje pico de la señal triangular. Por su parte el índice de frecuencia utilizando la ecuación 3.2 es de:

$$f = 6.25$$

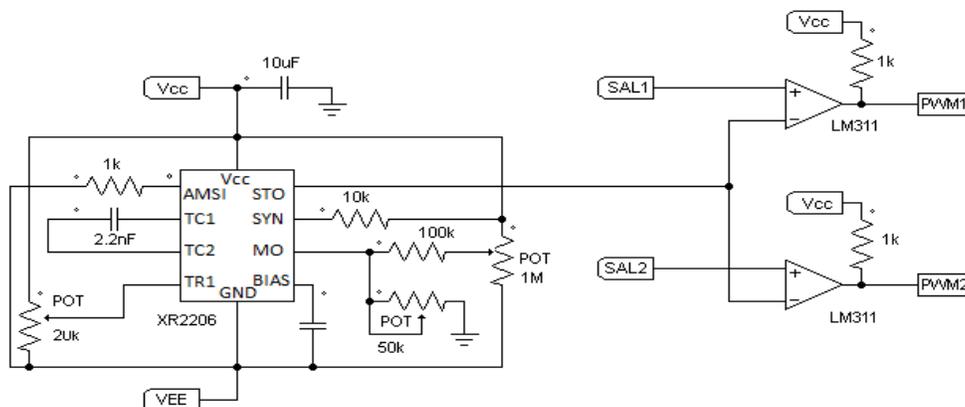


Figura 4. 8 Diagrama del modulador PWM.

#### 4.4 Diseño de etapa de salida.

Para el diseño de la etapa de salida se utilizaron los MOSFET IRFP4232, se puede consultar la referencia [12], los cuales pueden trabajar correctamente con el voltaje de salida de la fuente conmutada y la frecuencia de modulación.

Para activar estos MOSFET se utilizaron los drivers de la familia de International Rectifier, IR2104, la hoja de especificaciones de este driver se puede consultar en la referencia [13], Estos drivers tiene la característica de trabajar bajo la técnica de Bootstrap con las ventajas de no utilizar fuente flotada adicional para activar el MOSFET superior. En la figura 4.9 se muestra el circuito del puente completo con sus filtros de salida.

Con las ecuaciones 3.12 y 3.13 podemos obtener el ciclo de trabajo para cada una de las ramas, suponiendo un voltaje de audio de 2 [V<sub>p</sub>]:

$$D_A = 0.666$$

$$D_B = 0.333$$

El voltaje de salida entre cada rama descrito en la ecuación 3.14 en términos del voltaje de audio es:

$$V_0 = 5 V_{sal}$$

Este voltaje de salida corresponde con la ganancia que el amplificador proporciona a la señal, es decir, el voltaje de salida es igual al voltaje pico de la señal de V<sub>sal</sub> amplificado 5 veces.

Para el filtro de salida se estableció una frecuencia de corte de 28 [KHz] y una resistencia de 4 [Ω], la cual será la impedancia de la bocina. Con las ecuaciones 3.18 y 3.19 se calculan los valores de C y L para el filtro. Debe considerarse que Q = 0.707 de acuerdo a la aproximación Butterworth. Los valores calculados son:

$$C = 1 [\mu F]$$

$$L = 32 [\mu H]$$

Cumpliendo así la condición de Q.

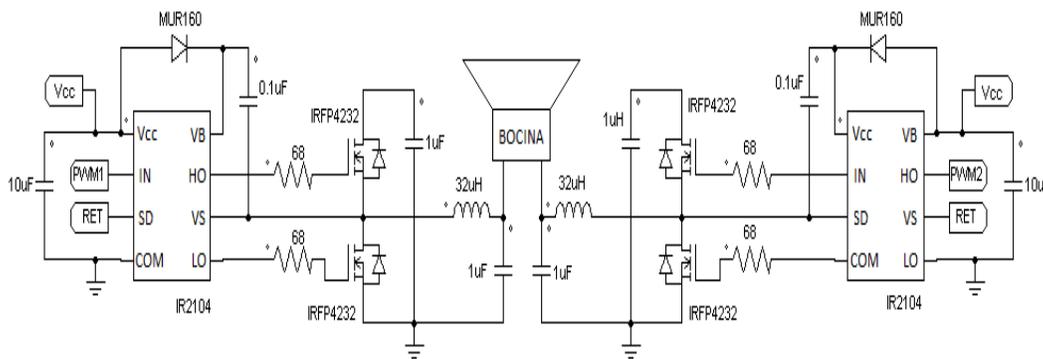


Figura 4. 9 Diagrama de la etapa de salida del amplificador clase D.

## V Pruebas y resultados.

A continuación se presentan los resultados de la implementación del amplificador. Las pruebas se realizaron con una señal de entrada senoidal de 1 [V<sub>p</sub>] a 100 [Hz], una alimentación de 12 V y una carga de 4 [Ω]. En la figura 5.1 se muestra el circuito de sistema; se realizaron 2 placas, una para la fuente conmutada y otra para el amplificador clase D.



*Figura 5. 1 Circuito impreso del amplificador clase D.*

El circuito impreso se realizó lo más compacto posible según lo permitieron los componentes. Cabe señalar que si los componentes fuera de montaje superficial, se reduciría considerablemente el tamaño, sin embargo no se tenían disponibles éstos.

Las formas de onda que se presentan en la figura 5.2 representan los pulsos que activan al convertidor push-pull de la fuente conmutada. Los resultados muestran el ciclo de trabajo de la señal que controla a los transistores MOSFET. Este ciclo de trabajo es de

aproximadamente el 25%. Como se muestra en la imagen, se tiene una frecuencia de 100 [KHz] por cada rama y una amplitud de 12 [V]

Estos pulsos provenientes del circuito de control (TL494) pasan a través de un driver para mantener su nivel y la forma de onda, sin estos drivers las señales se verían deformadas por las capacitancias parasitas de los transistores (carga y descarga de las mismas), lo que requiere de un mayor consumo de corriente en los primeros instantes de encendido y apagado de cada transistor.



Figura 5. 2 Señales de Gate del convertidor push-pull.

Las señales de drenaje de los transistores se muestran en la Figura 5.3, las señales están invertidas con respecto a las de compuerta cuando el transistor está encendido, sin embargo se ven modificadas cuando el transistor opuesto se activa; esto se debe a que cuando en uno de los devanados del primario se aplica un voltaje  $V_{cc}$ , se establece una corriente a través del núcleo en función del número de vueltas. Esta corriente debe pasar a través de las espiras del otro devanado primario lo que establece un proceso inverso que genera un voltaje proporcional a la corriente y al número de espiras. Como el número de espiras en ambos es el mismo, el voltaje que se induce es igual a  $V_{cc}$  y por tanto el voltaje en la terminal de Drain del transistor es igual a  $2V_{cc}$ .

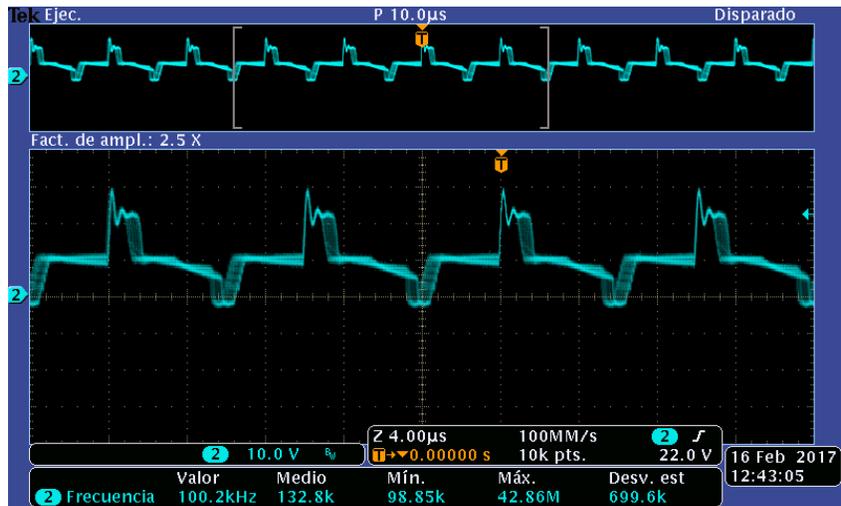


Figura 5. 3 Señales de Drain del convertidor push-pull

En la figura 5.4 se muestra la señal de salida del transformador tomada de un extremo al tap central. Esta señal nos puede dar una idea de cómo la corriente en el devanado primario fluye produciéndose así la forma de onda que se aprecia en el devanado secundario (empuje-tiro).

La señal tiene un ciclo de trabajo aproximadamente del 25% y una amplitud pico de 80 [V<sub>p</sub>]. El ciclo de trabajo de esta señal aumentará dependiendo de la cantidad de corriente que demande la etapa de potencia.

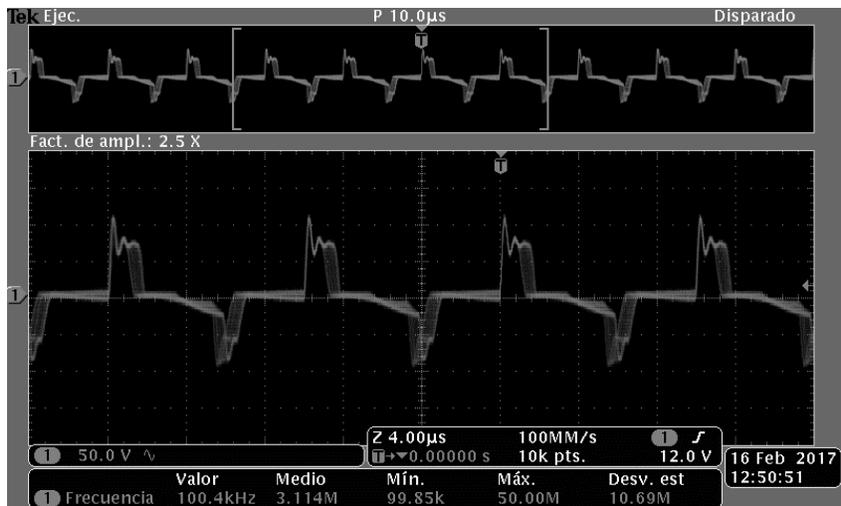


Figura 5. 4 Señales del devanado secundario del transformador.

En la figura 5.5 se muestra el voltaje de salida continuo de la fuente conmutada, este voltaje es de aproximadamente 29 [V], canal 2. Mientras que en el canal 1 se muestra el rizo de voltaje que es aproximadamente de 400 [mV<sub>pp</sub>]. En el diseño se calculó para 30 [mV], la diferencia se debe a la resistencia serie del capacitor, que se consideró de 0.05 [ $\Omega$ ], cuando en realidad es de 0.6 [ $\Omega$ ]. Una solución a este problema es conectar varios capacitores en paralelo que cumplan con el valor calculado (100 [ $\mu$ F]) reduciéndose así la resistencia serie.

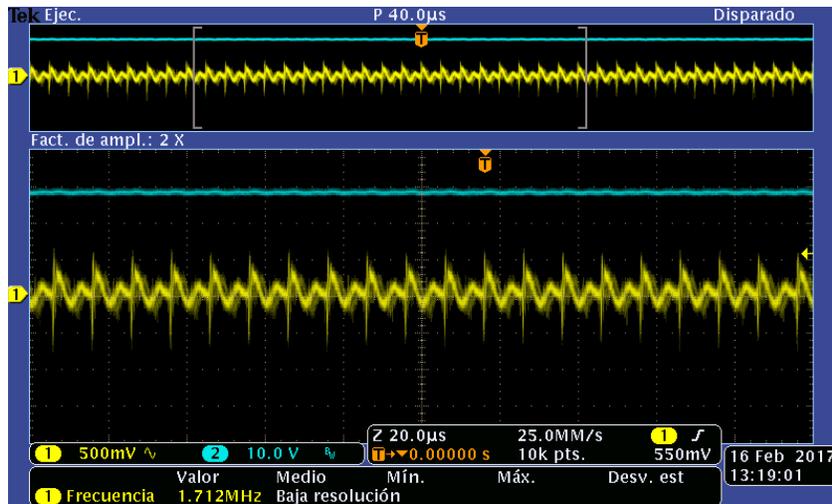


Figura 5. 5 Rizo y voltaje de salida de la fuente conmutada.

El rizo de corriente en el inductor de salida se muestra en la figura 5.6, los cálculos que se realizaron no se encuentran alejados de los obtenidos. Se diseñó el inductor para tener un rizo de corriente de 0.6 [A] y se obtuvo un rizo de corriente de 0.7 [A].

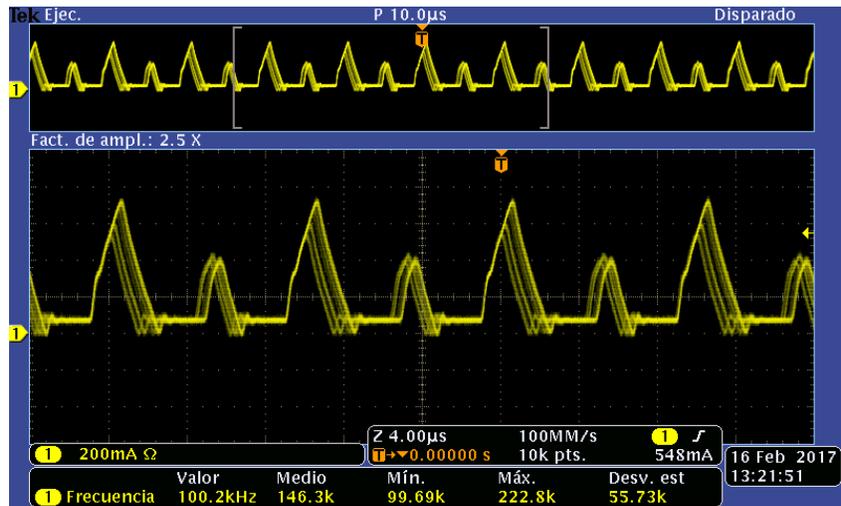


Figura 5. 6 Rizo de corriente en el inductor de salida de la fuente conmutada.

La ganancia máxima general de la señal de entrada en el amplificador se observa en la figura 5.7, del lado izquierdo de la figura se muestra la señal de entrada establecida al comienzo y del lado derecho, la máxima amplificación que se tiene en este pre-amplificador general. La ganancia que se estableció en el diseño fue de 4.333 mientras que prácticamente se tiene una de 4.44, esto se debe a la tolerancia de las resistencias usadas.

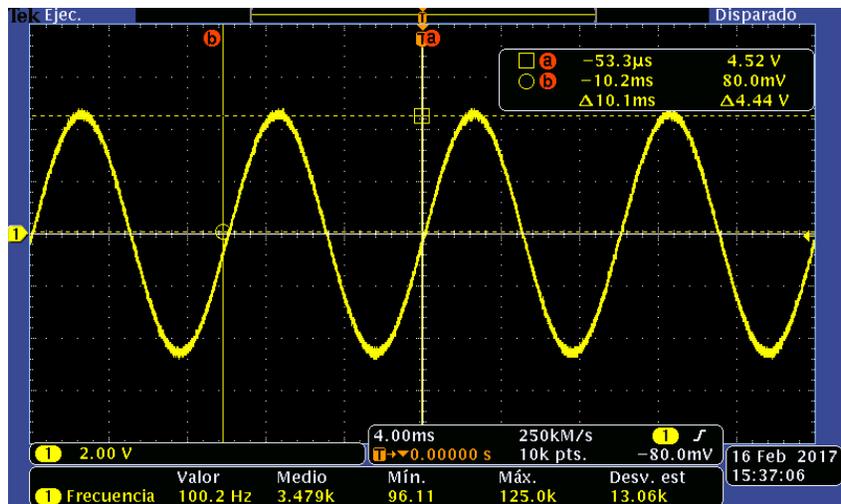


Figura 5. 7 Señal de entrada y salida de la pre-amplificación general.

La señal que se muestra en la Figura 5.8 es la salida del oscilador XR2206, como se observa, se tiene una señal triangular de 6 [V<sub>pp</sub>] y frecuencia de 100 [KHz]. Se realizó una configuración bipolar.

Debe resaltarse que en un principio se propuso polarizar el circuito con sólo una fuente positiva y la referencia ponerla a la mitad de la fuente (6 [V]). Al realizar algunas pruebas se notó que esta referencia no era exacta y se desplazaba, además de que la referencia de la señal triangular debía ser igual a ésta y tenía que ser ajustada constantemente. Por esta razón se eligió usar una fuente bipolar.

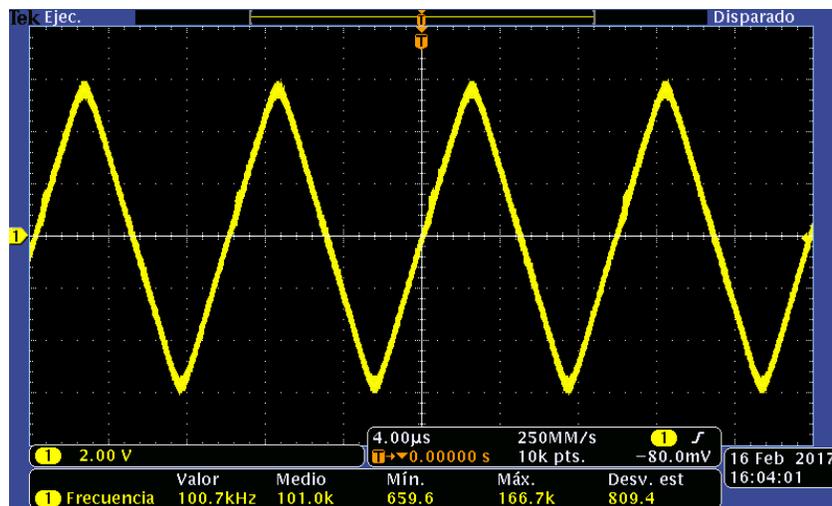


Figura 5. 8 Señal triangular a la salida del oscilador XR2206.

Al comparar la señal triangular con la señal de entrada se producen las señales de la figura 5.9, cada una de ellas corresponde a un de los comparadores utilizados. Estas señales muestran la modulación por ancho de pulso unipolar y una es el complemento de la otra; mientras que el ciclo de trabajo aumenta en una, en la otra disminuye produciéndose así el tipo de modulación.

Estas señales son las principales del amplificador clase D, mantienen a los transistores MOSFET trabajando como interruptores. Con esto se reducen las pérdidas por conducción de los transistores.

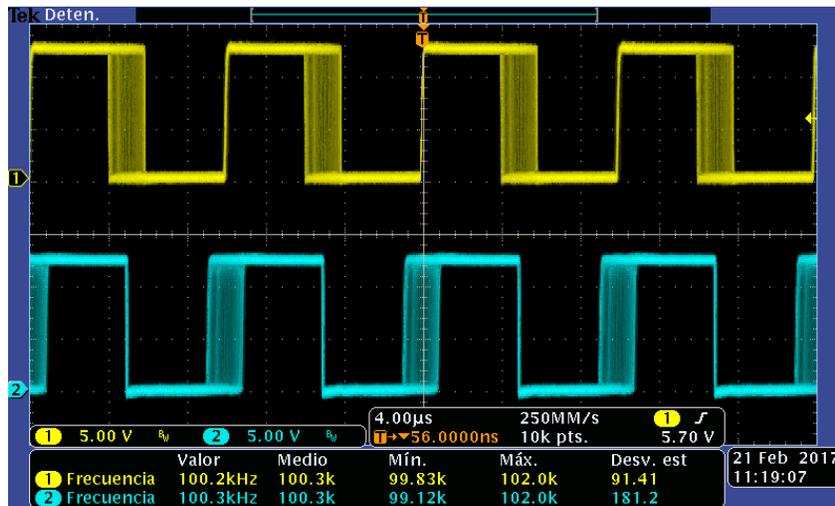


Figura 5. 9 Señales PWM unipolares.

En el oscilograma se observa cómo la señal del canal 1 cambia su ciclo de trabajo, esto se debe a la señal de entrada de 100 [Hz]. Este cambio de ancho de pulso no se observa con claridad a la frecuencia establecida, sin embargo, el osciloscopio da el efecto de presentar varios pulsos con diferentes ciclos de trabajo al mismo tiempo.

En la figura 5.10 se tienen dos oscilogramas, en el canal 2 se presenta el voltaje de salida de una rama del amplificador, debido a su frecuencia de conmutación no se alcanzan a percibir los pulsos. Por su parte en el canal 1 se observa la corriente. En la gráfica del lado izquierdo se observa que existe un rizo de corriente evidente además de que la señal se encuentra distorsionada, en tanto, del lado derecho la señal no se ve distorsionada y el rizo es mucho menor, pues en el segundo caso se usó el filtro de salida.

El filtro mejora la señal de corriente a la salida del amplificador, obteniendo ventajas tales que la bocina no se somete a esfuerzos por la distorsión y se reduce el rizo por la conmutación.

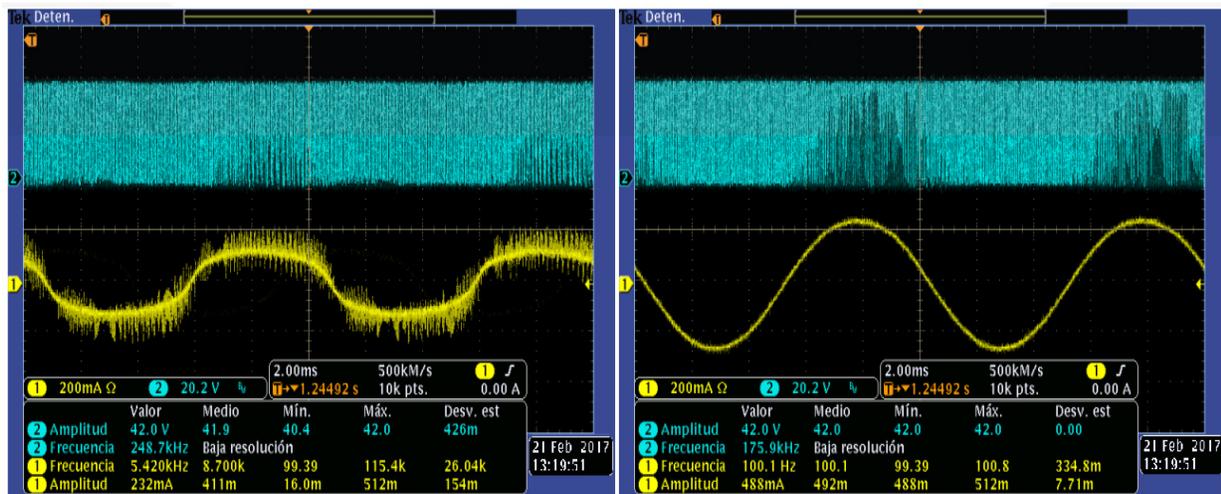


Figura 5. 10 Señales de salida. a) Corriente en la bocina sin filtro. b) Corriente en la bocina con filtro.

El oscilograma de la figura 5.11, muestra los voltajes de salida del amplificador. Esta prueba se relazo con una señal senoidal de amplitud de 2Vpp, frecuencia de 60 [Hz] y la carga propuesta de 4 [Ω]. En la gráfica de la izquierda se muestra la amplitud máxima sin deformaciones de la señal, obteniéndose así un voltaje de 12.8 [Vrms] proporcionando a la salida una potencia de 40.96 [W]. Por su lado, la gráfica del la derecha se tiene su máxima amplitud pero la señal se ve deformada, obteniéndose un voltaje de 16 [Vrms] lo que proporciona una potencia de salida de 64 [W].

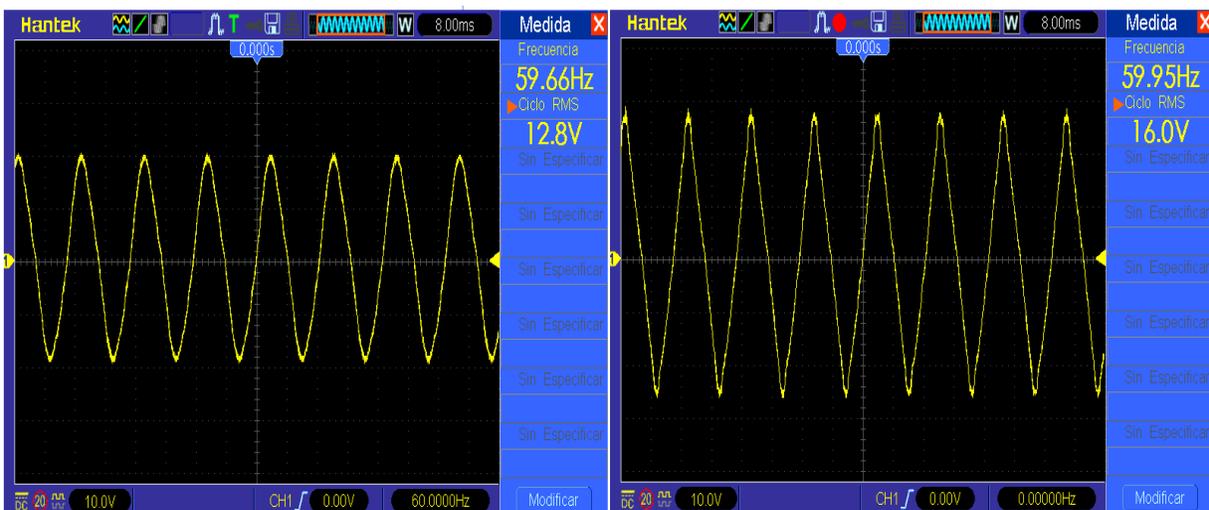


Figura 5. 11 Voltaje de salida. a) Voltaje de 12 Vrms. b) Voltaje de 16 Vrms.

Las oscilogramas mostrados en la figura 5.12 muestran el espectro en frecuencia de la corriente de salida del amplificador, las pruebas se realizaron para una señal de entrada senoidal de 100 [Hz] y una salida de 0.5 [W] a 6 [ $\Omega$ ]. La espiga del oscilograma de la izquierda representa la fundamental con una amplitud rms de 67 [mA], el oscilograma de la derecha muestra la amplitud de la corriente rms de los armónicos que se presentan, haciendo uso de la fórmula:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1}$$

Se obtuvo una distorsión armónica, bajo los parámetros mencionados, de 0.075 esto equivale a un THD=7.5%.

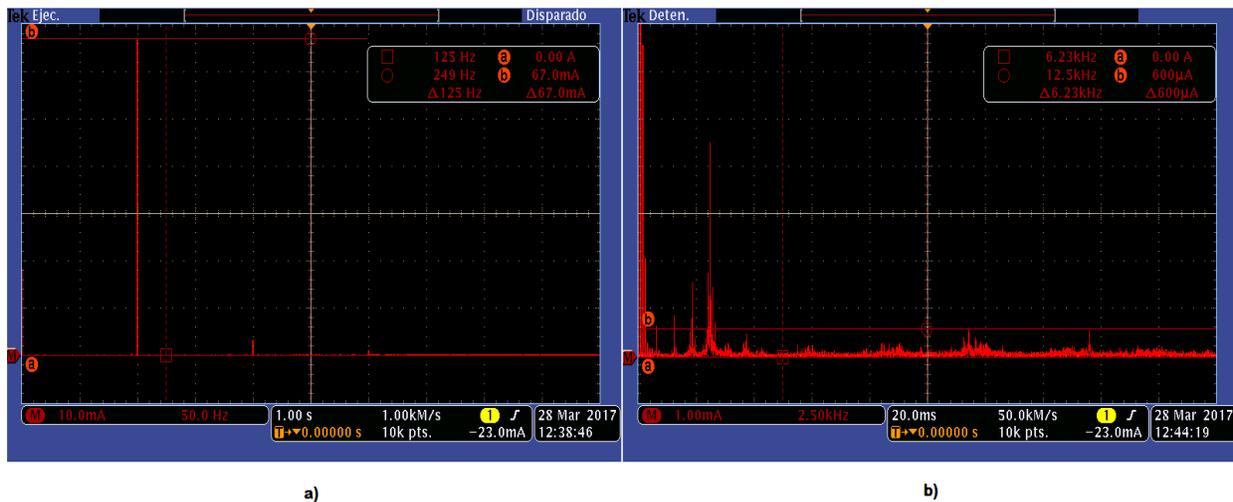


Figura 5. 12 Espectro en frecuencia a la salida del amplificador. a) Fundamental. b) Armónicos.

## Conclusiones.

Con base en la teoría analizada durante los primeros capítulos de este proyecto se pudo diseñar e implementar los distintos bloques que conforman un amplificador, posteriormente se realizó la unión de estos para dar lugar a un sólo sistema que conforme a un amplificador clase D de intervalo de audio completo para sistemas electro acústicos en el ámbito automotriz.

Se profundizó más en el tema de fuentes conmutadas para diseñar una fuente capaz de suministrar la potencia requerida por el set de medios y que fuese estable en su voltaje de salida, disminuyendo en lo posible su voltaje de rizo y rizo de corriente. Con el circuito integrado TL494 y su compensación se pudo controlar el ciclo de trabajo de las señales que activan el convertidor Push-Pull teniendo como resultado un voltaje de salida estable. El tipo de convertidor utilizado facilitó el control de los transistores evitando una fuente auxiliar o un driver integrado.

El circuito acondicionador de la señal se diseñó a partir de configuraciones básicas del amplificador operacional, manipulando con esto la señal en ganancia y bandas de frecuencia. Con la ayuda de filtros de segundo orden activos, se amplificaron rangos de frecuencia altas así como bajas, proporcionando un ambiente electro acústico de calidad.

La modulación por ancho de pulso, corazón de este tipo de amplificadores se diseñó e implementó a partir de la comparación de la señal de audio y un oscilador triangular. Este oscilador se pudo ajustar para proporcionar una señal bipolar, la cual es más estable que la configuración unipolar.

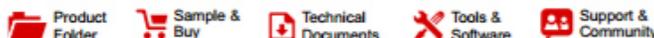
También se diseñó e implementó la etapa de salida con una configuración puente H, la cual nos permitió manejar la potencia suministrada a la carga con una mayor eficiencia. Por su parte con las pruebas realizadas con filtro de salida se pudo someter a la bocina a un menor estrés.

Con base en las pruebas realizadas se obtuvo una potencia de 64 [W], la propuesta en el diseño fue de 100 [W]. Este error se debe a que la potencia de la fuente conmutada no suministró la requerida por la etapa de potencia, actualmente en el laboratorio de electrónica de CCADET se realiza estudios sobre las fuentes conmutadas esperando en un futuro solucionar este problema.

Durante las pruebas realizadas se observó que existe un ruido acústico de fondo en la bocina. En trabajos posteriores se pretenderá mejorar el sistema reduciendo en lo posible este ruido. Se propone para éste efecto aislar la etapa de control de la etapa de potencia, haciendo uso de transformadores de acoplamiento y optoacopladores para la

retroalimentación. Con el uso de un circuito integrado especializado en fuentes conmutadas, se pudiera recurrir a otro tipo de convertidores como son medio puente y puente completo. El acondicionamiento de la señal así como la modulación por ancho de pulso se pudieran procesar en un micro controlador o un sistema digital específico para sistemas de audio, de igual forma procesar las señales para un audio estéreo. Y finalmente en la etapa de salida profundizar en el tema del filtro de salida procurando así tener menores pérdidas en este y menor estrés en la bocina.

# Apéndice.



TL494

SLVS074G – JANUARY 1983 – REVISED JANUARY 2015

## TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits

### 1 Features

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

### 2 Applications

- Desktop PCs
- Microwave Ovens
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, With PFC, > 90 W
- Server PSUs
- Solar Micro-Inverters
- Washing Machines: Low-End and High-End
- E-Bikes
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, No PFC, < 90 W
- Power: Telecom/Server AC/DC Supplies: Dual Controller: Analog
- Smoke Detectors
- Solar Power Inverters

### 3 Description

The TL494 device incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 device contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from  $-0.3\text{ V}$  to  $V_{CC} - 2\text{ V}$ . The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 device provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

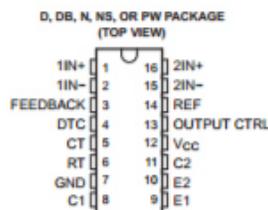
The TL494C device is characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ . The TL494I device is characterized for operation from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $85^{\circ}\text{C}$ .

#### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE
TL494	SOIC (16)	9.90 mm × 3.91 mm
	PDIP (16)	19.30 mm × 6.35 mm
	SOP (16)	10.30 mm × 5.30 mm
	TSSOP (16)	5.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

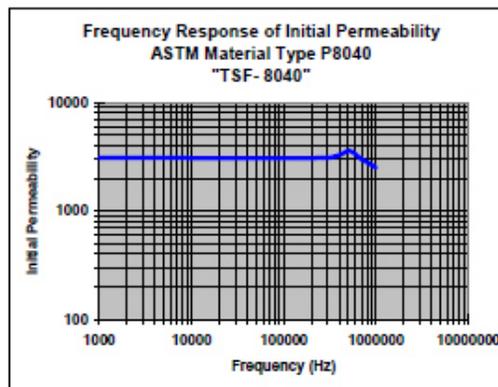
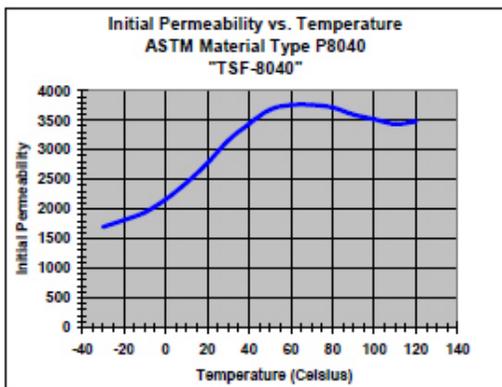
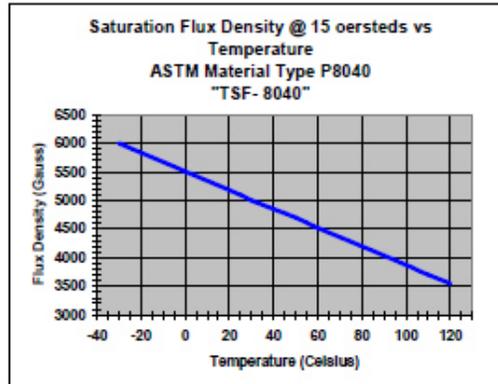
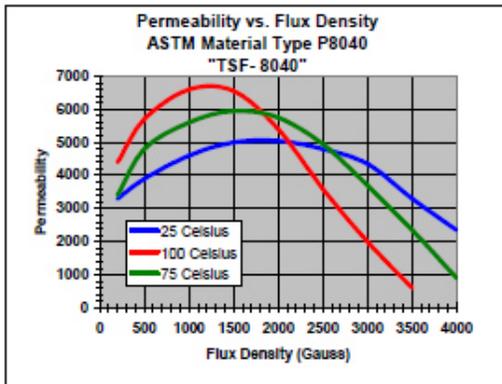
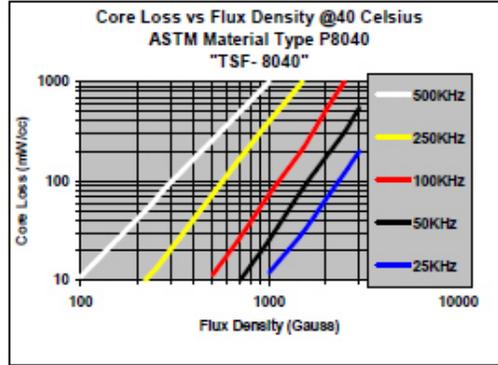
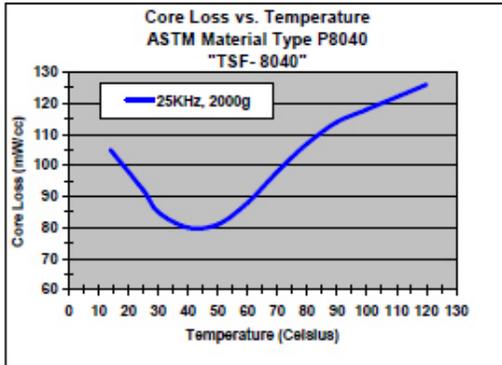
### 4 Pinout Drawing



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

# TSC Ferrite International

ASTM Material Types P8040 & F3000  
 TSC Ferrite Material Grade TSF-8040  
 All purpose material for integrated magnetics  
 Initial Permeability 3,000 +25%  
 Curie Temperature >210 Celsius



# TSC Ferrite International

TSC FERRITE INTERNATIONAL TOROIDAL CORE EFFECTIVE PARAMETERS							INDUCTANCE INDEX				
							AL nH/N <sup>2</sup>				
DIMENSIONS							ASTM Material Type				
							ASTM P7099 ASTM P5099	ASTM P7070	ASTM F3000 P5025-100	ASTM F5000	ASTM F010K
PART #	MAGNETIC PATH LENGTH Le cm	EFFECTIVE CORE AREA Ae cm <sup>2</sup>	EFFECTIVE CORE VOLUME Ve cm <sup>3</sup>	WINDOW AREA Wa cm <sup>2</sup>	POWER HANDLING CAPABILITY INDEX WaAe cm <sup>4</sup>	CORE WEIGHT GRAMS	TSC Ferrite Material Grade				
							TSF-BOOST TSF-7099 +30%	TSF-7070 +25%	TSF-8040 TSF-8040 Flat Line +25%	TSF-5000 +25%	TSF-010K +30%
10-05-03	2.07	0.07	0.15	0.18	0.01	0.8	885	972	1,370	2,209	4,390
10-05-06	2.07	0.15	0.30	0.18	0.03	1.6	1,765	1,944	2,740	4,419	6,615
13-07-05	2.95	0.13	0.38	0.40	0.05	2.0	1,100	1,210	1,706	2,752	5,430
13-07-06	2.95	0.17	0.51	0.40	0.07	2.6	1,465	1,610	2,269	3,659	7,225
13-08-03	3.12	0.07	0.23	0.49	0.04	1.2	600	659	928	1,497	2,975
13-08-06	3.13	0.15	0.47	0.49	0.07	2.4	1,200	1,318	1,857	2,995	5,935
16-09-05	3.72	0.16	0.58	0.65	0.10	3.0	1,050	1,158	1,632	2,632	5,520
16-09-10	3.72	0.32	1.18	0.65	0.20	6.1	2,130	2,347	3,307	5,334	11,040
22-14-06	5.42	0.26	1.42	1.48	0.39	7.2	1,210	1,333	1,878	3,029	6,040
22-14-07	5.42	0.29	1.56	1.48	0.42	7.9	1,330	1,466	2,065	3,331	6,645
22-14-13	5.42	0.52	2.83	1.48	0.77	14.4	2,420	2,665	3,755	6,057	12,080
25-16-08	6.17	0.39	2.37	1.89	0.73	12.1	1,565	1,724	2,429	3,917	7,825
29-19-08	7.32	0.38	2.75	2.84	1.07	13.8	1,290	1,419	1,999	3,224	6,340
29-19-15	7.32	0.75	5.50	2.84	2.13	27.8	2,580	2,837	3,998	6,447	12,895
32-19-06	7.59	0.40	3.05	2.78	1.12	15.7	1,330	1,465	2,064	3,329	6,105
32-19-11	7.59	0.70	5.31	2.78	1.84	27.3	2,315	2,549	3,591	5,793	11,580
36-23-15	8.92	1.04	9.26	4.01	4.17	47.0	2,925	3,216	4,531	7,309	13,400
37 30 18	10.43	0.80	6.20	6.91	4.18	30.6	1,466	1,602	2,267	3,640	7,280
38-19-25	8.30	2.32	19.29	2.85	6.61	104.9	7,045	7,750	10,915	17,600	35,210
40-24-16	9.62	1.25	12.04	4.52	5.65	61.6	3,270	3,595	5,064	8,168	16,330
49-34-16	12.73	1.20	15.22	8.99	10.79	75.6	2,365	2,600	3,660	5,900	11,805
51-32-19	12.50	1.78	22.27	7.92	14.10	112.9	3,580	3,940	5,551	8,954	17,900

## LM111, LM211, LM311 Differential Comparators

### 1 Features

- Fast Response Time: 165 ns
- Strobe Capability
- Maximum Input Bias Current: 300 nA
- Maximum Input Offset Current: 70 nA
- Can Operate From Single 5-V Supply
- Available in Q-Temp Automotive
  - High-Reliability Automotive Applications
  - Configuration Control and Print Support
  - Qualification to Automotive Standards
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

### 2 Applications

- Desktop PCs
- Body Control Modules
- White Goods
- Building Automation
- Oscillators
- Peak Detectors

### 3 Description

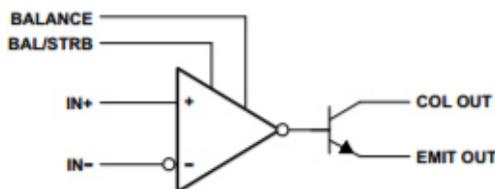
The LM111, LM211, and LM311 devices are single high-speed voltage comparators. These devices are designed to operate from a wide range of power-supply voltages, including  $\pm 15$ -V supplies for operational amplifiers and 5-V supplies for logic systems. The output levels are compatible with most TTL and MOS circuits. These comparators are capable of driving lamps or relays and switching voltages up to 50 V at 50 mA. All inputs and outputs can be isolated from system ground. The outputs can drive loads referenced to ground,  $V_{CC+}$  or  $V_{CC-}$ . Offset balancing and strobe capabilities are available, and the outputs can be wire-OR connected. If the strobe is low, the output is in the off state, regardless of the differential input.

Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE
LMx11D	SOIC (8)	4.90 mm × 3.91 mm
LMx11DK	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm
LMx11JG	CDIP (8)	9.60 mm × 6.67 mm
LMx11P	PDIP (8)	9.81 mm × 6.35 mm
LMx11PS	SGP (8)	6.20 mm × 5.30 mm
LMx11PW	TSSOP (8)	3.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

### Simplified Schematic



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

**FEATURES**

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

**APPLICATIONS**

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

**GENERAL DESCRIPTION**

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

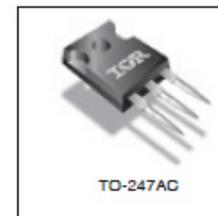
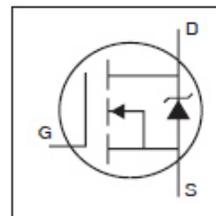
**ORDERING INFORMATION**

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

**Features**

- Advanced process technology
- Key parameters optimized for PDP Sustain & Energy Recovery applications
- Low  $E_{PULSE}$  rating to reduce the power dissipation in Sustain & ER applications
- Low  $Q_G$  for fast response
- High repetitive peak current capability for reliable operation
- Short fall & rise times for fast switching
- 175°C operating junction temperature for improved ruggedness
- Repetitive avalanche capability for robustness and reliability

Key Parameters		
$V_{DS}$ min	250	V
$V_{DS}$ (Avalanche) typ.	300	V
$R_{DS(ON)}$ typ. @ 10V	30	mΩ
$E_{PULSE}$ typ.	310	μJ
$I_{RP}$ max @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	117	A
$T_J$ max	175	°C



**Description**

This HEXFET® Power MOSFET is specifically designed for Sustain; Energy Recovery & Pass switch applications in Plasma Display Panels. This MOSFET utilizes the latest processing techniques to achieve low on-resistance per silicon area and low  $E_{PULSE}$  rating. Additional features of this MOSFET are 175°C operating junction temperature and high repetitive peak current capability. These features combine to make this MOSFET a highly efficient, robust and reliable device for PDP driving applications.

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	±20	V
$V_{GS}$ (TRANSIENT)	Gate-to-Source Voltage	±30	
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	60	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	42	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	240	
$I_{RP}$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Repetitive Peak Current ②	117	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	430	W
$P_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Power Dissipation	210	
	Linear Derating Factor	2.9	W/°C
$T_J$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-40 to +175	°C
$T_{STG}$	Soldering Temperature for 10 seconds	300	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10lb·in (1.1N·m)	N

**Thermal Resistance**

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ③	—	0.35	°C/W

Notes ① through ⑤ are on page 8

www.irf.com

1

09/14/07

**IR2104(S) & (PbF)**

**HALF-BRIDGE DRIVER**

**Features**

- Floating channel designed for bootstrap operation Fully operational to +600V Tolerant to negative transient voltage dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input
- Shut down input turns off both channels
- Matched propagation delay for both channels
- Also available LEAD-FREE

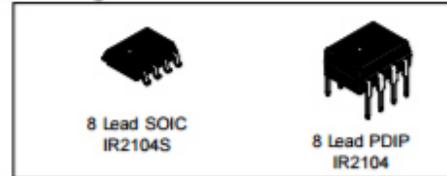
**Description**

The IR2104(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates from 10 to 600 volts.

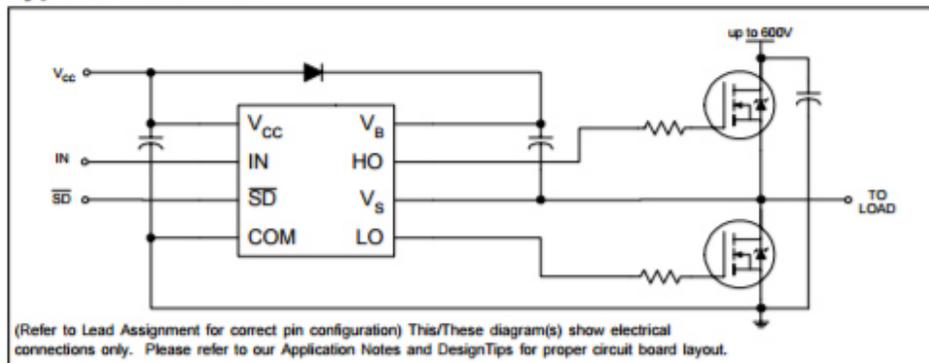
**Product Summary**

$V_{OFFSET}$	600V max.
$I_{O+/-}$	130 mA / 270 mA
$V_{OUT}$	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	680 & 150 ns
Deadtime (typ.)	520 ns

**Packages**



**Typical Connection**



## Referencias y bibliografía.

- [1] Sergio Franco, Design with operational amplifiers and Analog integrated circuits, McGraw Hill, 4th edition, 2015.
- [2] Marian K. Kazimierczuk, Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters, John Wiley & Sons Ltd, 1st edition, 2008.
- [3] Micrometals, (2007) Power Conversion & Line Filter Applications [Internet]. Disponible desde <[http://www.micrometals.com/pcparts/pc\\_l.pdf](http://www.micrometals.com/pcparts/pc_l.pdf)> [Acceso 2 de Marzo 2017].
- [4] Marty Brown, Power Supply Cookbook, Butterworth-Heinemann, 2nd edition, 1994.
- [5] Mohan N, Undeland T, Robbins W. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons Ltd, 3er Edition, 2002.
- [6] Texas Instrument, Class-D LC Filter Design [Internet]. Disponible desde <<http://www.ti.com/lit/an/sloa119b/sloa119b.pdf>> [Acceso 2 de Marzo del 2017].
- [7] Texas Instrument, TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits [Internet]. Disponible desde <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>> [Acceso 2 de Marzo del 2017]
- [8] Erickson R, Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. Kluwer Academic Publishers. 2nd Edition. 2004.
- [9] TSC Ferrite International, Manual en línea [Internet]. Disponible desde <<http://www.tscinternational.com/tsc-catalog.pdf>> [Acceso 2 de Marzo del 2017]
- [10] Texas Instrument. LM311 Differential Comparators [Internet]. Disponible desde <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm311.pdf>> [Acceso 2 de Marzo del 2017].
- [11] EXAR. XR-2206 Monolithic Function Generator [internet]. Disponible desde <[http://www.sparkfun.com/datasheets/kits/XR2206\\_104\\_020808.pdf](http://www.sparkfun.com/datasheets/kits/XR2206_104_020808.pdf)> [Acceso 2 de Marzo del 2017].
- [12] International Rectifier. Power MOSFET IRFP4232PbF [internet]. Disponible desde <<http://www.infineon.com/dgdl/irfp4232pb?fileId=5546d462533600a4015356293c69200a>> [Acceso 2 de Marzo del 2017].
- [13] International Rectifier. Half-Bridge Driver IR2104(s)&(PbF) [Internet]. Disponible desde <<http://www.infineon.com/dgdl/ir2104.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c7c1c31671>> [Acceso 2 de Marzo del 2017].

J. Luis Muños Sáes, S. Hernández Gonzales. Sistema de Alimentación Conmutados. Paraninfo. 1er Edición. 1996.

Keith Billings, Taylor Morey. Switchmode Power Supply Handbook. Mc Graw Hill. 3er Edition. 2011.

Texas Instrument. Class-D LC Filter Design [Internet]. Disponible desde <<http://www.ti.com/lit/an/sloa119b/sloa119b.pdf>> [Acceso 2 de Marzo del 2017].

Texas Instrument. Reducing the output filter of a Class-D amplifier [Internet]. Disponible desde < <http://www.ti.com/lit/an/slyt198/slyt198.pdf>> [Acceso 2 de Marzo del 2017]

Ferroxcube. Class D audio amplifier with Ferroxcube gapped toroid output filter [Internet]. Disponible desde < [http://www.elnamagnetics.com/wp-content/uploads/library/Ferroxcube-Documents/Class D audio amplifier.pdf](http://www.elnamagnetics.com/wp-content/uploads/library/Ferroxcube-Documents/Class_D_audio_amplifier.pdf)> [Acceso 2 de Marzo del 2017].

