

Diseño e implementación de un amplificador clase D con interfaz
para visualización de señales en cada etapa

Javier Orlando Pineda Paredes

Lamda Kdy López Pinzón

Universidad Pedagógica Nacional

Facultad De Ciencia Y Tecnología

Departamento De Tecnología

Licenciatura En Electrónica.

Bogotá 2014

Diseño e implementación de un amplificador clase D con interfaz
para visualización de señales en cada etapa.

Javier Orlando Pineda Paredes

Lamda Kdy López Pinzón

Trabajo de grado presentado como requisito para obtener el grado
como Licenciado en Electrónica.

Director

Alexander pareja

Ingeniero Electrónico

Universidad Pedagógica Nacional

Facultad De Ciencia Y Tecnología

Departamento De Tecnología

Licenciatura En Electrónica.

Bogotá 2014

Notas de Aceptación

Firma del Director

Firma del Jurado

Firma del jurado

Bogotá 24 de Enero de 2014

Agradecimientos

Este proyecto envuelve acompañamiento de personas cuya colaboración se extiende entre el acompañamiento, lecturas, al igual que apoyo moral y emocional, cosas con las cuales el desarrollo de este trabajo no hubiera podido ser terminado a satisfacción.

Agradecemos a la ingeniera Ivonn Rodriguez por su confianza y acompañamiento en la primera parte del proyecto, al ingeniero Carlos Vivas, gracias a su carácter fuerte que impulso y enfoco el proyecto, al Licenciado Diego Quiroga por sus consejos y apoyo. A todos los profesores que contribuyeron con su guía en nuestra formación como profesionales.

De manera personal agradezco a la licenciada Inés de Jiménez por su constante sostén en el transcurso no solo del proyecto si no de la carrera, al igual que a mi madre y su firmeza la cual ejemplarizo un carácter que me ayudo a continuar incluso en la adversidad. Finalmente a Andrea quien ha estado inmutable a mi lado durante todo este proceso.

A todos gracias.

1. Información General	
Tipo de documento	Tesis de grado para optar al título de Lic. En Electrónica
Acceso al documento	Universidad Pedagógica Nacional. Biblioteca Central
Título del documento	Tesis de grado para optar al título de Lic. En Electrónica
Autor(es)	Tesis de grado para optar al título de Lic. En Electrónica
Director	Alexander Pareja
Publicación	Bogotá, Universidad Pedagógica Nacional, 2014, 66 Pág.
Unidad Patrocinante	Universidad Pedagógica Nacional
Palabras Claves	Amplificador, Conmutación, Modulación, PWM, Potencia, Eficiencia, Interfaz, Señal.

2. Descripción
<p>La tesis de grado aborda el problema de construir un amplificador con una potencia y eficiencia que corrobore y exponga las características particulares de los amplificadores clase D. El desarrollo del trabajo implica la aplicación de una señal al amplificador, la cual sea capaz de ser analizada en la etapa de entrada para observar el ruido provocado por los acoples de señal, en la modulación PWM realizada con una señal de referencia de 250 KHz, en la amplificación por medio de la saturación de transistores tipo FET y finalmente en su recuperación por medio de un filtro Butterworth de segundo orden diseñado para una frecuencia de corte de 20 KHz. A su vez el proyecto muestra los parámetros necesarios para llevar a cabo este tipo de amplificación.</p>

3. Fuentes
<p>Las fuentes mas importantes para el desarrollo del trabajo fueron:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Morey Briana; Vasudevan Ravi; Woloschin Ian. Class D power amplifier, The design of a live audio class D audio amplifier with greater than 90% efficiency and less than 1% of distortion. Tesis de grado. WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE. • Palmer, Richard. Design considerations for class D audio power amplifiers. Reporte de aplicación. Texas Instruments.

- Chew, TungShen. Class D full-range audio power amplifier. Trabajo escrito.
- Vytautas Gabriunas. Capitulo Fuentes Conmutadas .En Apuntes de Electrónica. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Bogotá. 181-292.
- Zhu Shuanghe; Caizhang Lin. Reducing Distortion of Audio Class D (PWM) Power Amplifier by Using Feed-forward Technique. Artículo. IEEE.

4. Contenidos

El cuerpo del documento de la tesis está basado en los siguientes capítulos acompañados de su respectiva explicación: Introducción: En la introducción del documento profundizamos en la necesidad que dio origen al proyecto, los objetivos que se pretenden alcanzar y como llevarlos a cabo, además de como inicia el desarrollo. El Capítulo 1, Fundamentación Teórica: Todo el referente conceptual para la realización del proyecto y por ende de los objetivos se encuentra en este capítulo, se enfatiza especialmente en la fuente de alimentación y los componentes referentes al amplificador. El Capítulo 2, Diseño y construcción: este capítulo aborda la construcción de las cuatro partes fundamentales del proyecto; fuente de alimentación, amplificador, filtrado e interfaz. Enfatizando en las simulaciones y complicaciones que fueron surgiendo en los diseños. El Capítulo 3, Pruebas y análisis: este capítulo reúne los resultados que resultan del artefacto producto del diseño del amplificador, al mismo tiempo que ofrece una explicación basada en las captaciones de la señal realizadas por medio de un osciloscopio digital. Finalmente se describe el comportamiento de la señal en las diferentes etapas y los efectos que tienen diferentes factores sobre la misma.

5. Metodología

Para definir la metodología nos basamos en la definición de las siguientes etapas:

- Adaptación de una fuente conmutada capaz de suministrar la potencia necesaria que sea capaz de suministrar la potencia necesaria para el correcto funcionamiento del amplificador con los parámetros esperados.
- Cálculo y construcción del amplificador clase D, seleccionando los componentes e implementando las estrategias más adecuadas para garantizar la eficiencia propuesta.

- Diseño e implementación del un filtro Butterworth de segundo orden capaz de recuperar la señal modulada, utilizando como banda pasante el rango de frecuencia audibles.
- Elección del método mas adecuado para la interfaz en la cual será apreciada la señal en cada etapa que experimente a través del proceso de amplificación.

6. Conclusiones

- Durante el proceso de diseño se presentaron factores que fueron enfocando el proceso de diseño de manera que garantizaran una eficiencia mayor al 90%, de esta forma se escogieron dispositivos que garantizaran de antemano un rendimiento alto, dando como resultado que los cálculos para conseguir la eficiencia se transformaran en una confirmación de los parámetros propuestos al principio del proyecto. Sin embargo los cálculos de comprobación demuestran la diferencia de rendimiento en comparación con dispositivos similares, lo cual es el enfoque general del proyecto.
- En vista de que el proyecto cambio de perspectiva de ser discreto en su totalidad, se calculó las variables requeridas, es el caso de los filtros en sus frecuencias de corte, las frecuencias de muestreo a las cuales se quería llegar y por último la eficiencia dependiendo de las ganancias que posee el chip. Demostrando así que las variables reales se distancian de forma considerable de las teóricas, por lo que reducir efectos indeseados se hace primordial.
- La fidelidad de la recuperación de la señal fue acertada, los filtros respondieron adecuadamente, logrando atenuar frecuencias mayores a 20KHz, sin embargo se presentó una alteración en la cual la ganancia de la frecuencia de 250KHz no se atenuó en igual medida que las demás frecuencias, fenómeno predecible después de tener en cuenta aspectos como lo fueron residuos bajo el chip principal y la imposibilidad de diferenciar las tierras digitales de las análogas por medio de islas. El resultado final no se vio afectado en gran medida debido a que 250 KHz esta muy por encima del rango audible, además de que aunque su ganancia no es lo suficientemente alta para ser considerable.
- Se establecieron las características que se necesitaron en la modulación por ancho de pulso, es decir tomar como referencia la frecuencia de la señal de entrada para calcular la frecuencia ideal para la señal diente de sierra, y cuál sería la frecuencia de la señal modulada, se simulo el comportamiento de la modulación en casos diferentes de la señal de referencia para realizar comparaciones con la salida real del chip, pese a que no se realizó su construcción si se pudo apreciar el trabajo del PWM en los periféricos del amplificador al analizar las señales.

Elaborado por:	Lamda Kdy López Pinzón, Javier Orlando Pineda Paredes
Revisado por:	Alexander Pareja

Fecha de elaboración del Resumen:	27	02	2014
--	----	----	------

Tabla de contenido

Introducción	1
Planteamiento del problema	2
Identificación del problema	2
Justificación	2
Delimitación	2
Objetivos del Proyecto	2
Objetivo General	2
Objetivos Específico	3
Antecedentes.....	3
Metodología.....	5
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA.....	6
1.1 Fuentes Conmutadas.....	6
1.1.1 Reguladores Switcheados.....	6
1.1.1.1 Convertidor directo.....	7
1.1.1.2 Convertidor indirecto (Tipo FlyBack).....	18
1.1.1.3 Convertidor indirecto Elevador.....	9
1.1.1.4 Convertidor indirecto inversor.....	10
1.1.2 Fuentes Switcheadas.....	11
1.1.2.1 El Convertidor Indirecto ("Flyback").....	14
1.1.2.2 El Convertidor Directo.....	16
1.2 Amplificadores de Potencia.....	18
1.2.1 Características de un amplificador.....	19

1.2.2 Tipo de amplificadores.....	21
1.2.2.1 Amplificador de Clase A.....	21
1.2.2.2 Amplificador de Clase B.....	21
1.2.2.3 Amplificador de Clase AB.....	22
1.2.2.4 Amplificador de Clase C.....	22
1.2.2.5 Amplificador de Clase D.....	22
1.2.2.6 Amplificador de Clase G.....	23
1.3 Modulación Por Ancho De Pulso (PWM).....	23
1.4 Transistores Efecto Campo.....	24
1.4.1 Mosfets en conmutación.....	25
1.5 Filtros Activos.....	25
1.5.1 Diseño de filtros.....	26
2. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN.....	27
2.1 Diseño del amplificador clase D.....	27
2.1.1 Fuente de alimentación.....	27
2.1.1.1 Análisis de los reguladores Switcheadas.....	27
2.1.1.2 Análisis de las fuentes Switcheadas	28
2.1.2 Etapa comparación y amplificación.....	33
2.1.2.1Características del integrado TPA3100D2.....	39
2.1.2.2 Características Físicas.....	41
2.1.3 Diseño del filtro Butterworth	42
2.1.4 Diseño del plano final y la PCB.....	46
3. PRUEBAS Y ANÁLISIS.....	48

3.1 Evaluación del funcionamiento.....	52
3.1.1 Evaluación del funcionamiento en el rango de frecuencias audibles.....	48
3.1.1.1 Limitaciones y consideraciones de medición.....	48
3.1.1.2 Mediciones de salida	48
3.1.1.3 Mediciones de funcionamiento del filtro por medio de los espectros de frecuencia	54
3.1.2 Evaluación de los periféricos de medición.....	57
3.1.3 Evaluación de la fuente conmutada.....	57
3.2 Evaluación de desempeño.....	58
3.2.1 Evaluación de trabajo a señales de audio.....	58
3.2.2 Evaluación de eficiencia.....	58
CONCLUSIONES.....	60
RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO.....	62
BIBLIOGRAFÍA.....	63

ANEXOS

1 Guía de utilización del amplificador.....	64
1.1 Conexiones.....	64
1.2 Correcto funcionamiento.....	65
2 Diseño de PCB.....	66

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Regulador Switchheado elemental.....	6
Figura 2 Convertidor Directo.....	7
Figura 3 Forma de onda de V_o	8
Figura 4 Convertidor indirecto elevador.....	9
Figura 5 Formas de onda de corriente y voltaje.....	10
Figura 6 Convertidor Indirecto Inverso	10
Figura 7 Formas de onda de corriente y voltaje.....	11
Figura 8 Fuente switchheada.....	11
Figura 9 Fuente primaria sin transformador.....	12
Figura 10 Convertidor Indirecto ("Flyback").....	14
Figura 11 Convertidor directo ("Forward Converter").....	16
Figura 12 Convertidor directo con snnuber.....	18
Figura 13 Convertidor directo real.....	29
Figura 14 Convertidor Directo con snnuber.....	30
Figura 15 Simulación del Convertidor Directo con Snnuber.....	30
Figura 16 Fuente Flyback.....	31
Figura 17 Simulación de la fuente FlyBack.....	31
Figura 18 Convertidor directo (Forward Converter).....	32
Figura 19 Simulación del (Forward Converter).....	32
Figura 20 Simulación del PWM Matlab Simulink.....	34

Figura 21 Salidas del PWM.....	34
Figura 22 Simulación del PWM si la señal de referencia es pequeña.....	35
Figura 23 Simulación de PWM con una señal de referencia mayor.....	35
Figura 24 Simulación del puente de Mosfets.....	35
Figura 25 Resultado de la simulación de los Mosfets.....	36
Figura 26 Simulación del PWM conectada al puente de Mosfets.....	37
Figura 27 Empaquetamiento del TPA3100D2.....	39
Figura 28 Esquema del funcionamiento del TPA3100D2.....	39
Figura 29 Respuesta del integrado TPA3100D2.....	40
Figura 30 Potencia de salida Vs eficiencia.....	40
Figura 31 longitudes de los pines y del integrado	41
Figura 32 Perímetros de los pines y distribución en el integrado.....	42
Figura 33 Diseño del filtro.....	43
Figura 34 Salida del amplificador a 100KHz.....	44
Figura 35 Salida del amplificador a 18KHz.....	45
Figura 36 Diagrama de Bode del Filtro de salida.....	45
Figura 37 Filtro vs THD.....	46
Figura 38 Señal de 250 KHz en la salida.....	49
Figura 39 Señal Rampa con que trabaja el PWM.....	49
Figura 40 Señal de entrada con frecuencia de 1 KHz	50
Figura 41 Señal de salida para 1 KHz de entrada	50
Figura 42 Señal de entrada con frecuencia de 5 KHz.....	51
Figura 43 Señal de salida para 5 KHz de entrada	52

Figura 44 Señal de entrada con frecuencia de 10 KHz.....	52
Figura 45 Señal de salida para 10 KHz de entrada	52
Figura 46 Señal de entrada con frecuencia de 15 KHz.....	53
Figura 47 Señal de salida para 15 KHz de entrada	53
Figura 48 Espectro de señal para 1 KHz.....	54
Figura 49 Espectro de señal para 5 KHz.....	55
Figura 50 Espectro de señal para 10 KHz.....	55
Figura 51 Espectro de señal para 15 KHz.....	56
Figura 52 Diseño esquemático.....	66
Figura 53 Diseño de impreso.....	66

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación (1) Potencia efectiva.....	19
Ecuación (2) ciclo útil.....	24
Ecuación (3) relaciones para el análisis de los Fet.....	24
Ecuación (4) Ecuación de Shockley.....	25
Ecuación (5) Paralelo de las impedancias.....	43
Ecuación (6) Función de transferencia del filtro	43
Ecuación (7) igualación de una ecuación de un sistema de segundo grado con la función de transferencia	44
Ecuación (8) Frecuencia Angular.....	44
Ecuación (9) Frecuencia de corte del filtro.....	44
Ecuación (10) cálculo del condensador para el filtro.....	44
Ecuación (11) Eficiencia	58

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 datasheet de la Fuente Serie S-60.....	33
Tabla 2 Mosfets y sus características.....	38
Tabla 3 Referencias de integrados opcionales	38
Tabla 4 Ganancias	58

INTRODUCCIÓN

La amplificación de señales, especialmente de audio, es imprescindible en muchos dispositivos, es difícil imaginarse uno en el que no se encuentre, tanto así que está presente en los elementos de comunicación que se utiliza diario, como por ejemplo celulares, televisión, radio, etc. A su vez los métodos de amplificación han estado cambiando a través de la historia, mejorando cada vez en relación a la calidad de señal que se ofrece al final del sistema, demostrando que el tratamiento de señales y amplificación es un proceso más complejo del que se puede imaginar, de aquí la importancia de manejar y aplicar un método que armonice en factores de eficiencia, sobre todo cuando estos métodos son pasados por alto o no tratados a fondo en la formación de nuevos profesionales. Puesto que, aunque no es que no sea válido, se sigue haciendo énfasis en técnicas que poco a poco están siendo desplazadas por nuevos avances, se podría decir que está en un punto parecido en el paso de la utilización de tubos de vacío a transistores¹.

La utilización de transistores **MOSFET** para conmutación y la modulación por ancho de pulso (PWM) son bloques electrónicos que son ampliamente utilizados hoy en día, pues tanto uno como el otro ofrece un vasto repertorio de aplicaciones, dado que las pérdidas al utilizarlos son mínimas, es por esta razón que cada vez estos bloques son aplicados en nuevas tecnologías. Estas dos técnicas son básicamente las que constituyen a un amplificador clase D que en su mayor parte es el manejado en los sistemas digitales contemporáneos de uso común para la amplificación de sus señales de audio².

En este proyecto se denotará la importancia de la construcción de un amplificador clase D, demostrando la calidad y utilidad que este tiene en comparación con otros tipos de amplificadores y técnicas de amplificación, de esta manera corroborando lo descrito hasta el momento. Como señales serán tratadas las comprendidas hasta 20 KHz las cuales abarcan el rango de frecuencias de señales audibles para el ser humano. Además del diseño y construcción de una fuente regulada que no desentone con la eficiencia del amplificador ni intervenga con interferencias de radio frecuencia con el mismo. Los métodos de diseño, al igual que los elementos seleccionados para

¹ Palmer, Richard. Design considerations for class D audio power amplifiers. Reporte de aplicación. Texas Instruments.

² Chew, TungShen. Class D full-range audio power amplifier. Trabajo escrito.

la optimización del sistema, se encontrarán en el presente documento de una manera detallada.

Planteamiento del Problema

Identificación del problema

En el estudio de los amplificadores se hace un mayor énfasis en los tipos A, B y AB, estos tipos de amplificadores fueron muy utilizados en sistemas electrónicos e incluso trabajados actualmente, sin embargo las nuevas tecnologías utilizan elementos que permitan un mejor rendimiento. De este modo surge la necesidad de comprender y utilizar un amplificador que siga satisfaciendo el fin requerido aprovechando la mejor eficiencia posible. Siendo los amplificadores clase D la opción mas utilizada, puesto que tienen una eficiencia teórica de 100%, sin embargo en un pregrado no se aborda una investigación, ni trabajo, en este tipo de amplificador en las materias curriculares.

Justificación

El desarrollo de este proyecto otorga la capacidad de manejar un tipo diferente de amplificación en la cual intervienen elementos que no se tenían en cuenta y que están siendo utilizados para diferentes aplicaciones, construyendo sistemas de mejor calidad, dando como resultado una mejores profesionales. Puesto que existen diversos estudios acerca de los amplificadores de potencia, y específicamente del amplificador clase D, la información que se encuentra proviene de instituciones extranjeras e internacionales, haciendo pertinente la realización de una investigación que otorgue la posibilidad de tener un referente acerca de este tipo de amplificación de manera más clara y asequible.

Delimitación

El proyecto está compuesto por tres partes, la primera es el diseño de una fuente capaz de suministrar el voltaje necesario y la corriente requerida para garantizar la potencia pretendida, la segunda parte está constituida por el diseño y construcción del amplificador en cuestión utilizando los componentes que mejor garanticen eficiencia y rendimiento, por último esta la determinación e implementación del sistema para la apreciación de las señales que intervienen en el proceso de amplificación desde su entrada hasta su salida.

Objetivos del Proyecto

Objetivo General

Implementar un amplificador de audio en clase D que opere entre el rango de frecuencias de 20Hz a 20 KHz, con una eficiencia mayor a 85%, una potencia mayor o igual a 20 vatios e interfaz de visualización en cada etapa del mismo.

Objetivos Específicos

- Realizar los cálculos analíticos que demuestren las especificaciones de eficiencia (80% - 90%).
- Construir periféricos de visualización para mostrar la señal en determinado punto para su medición, utilizando el método a escoger durante el proceso.
- Construir un filtro Butterworth, de manera que la señal filtrada corresponda a la señal original.
- Calcular los parámetros adecuados para el diseño de un PWM con amplitud y ancho de banda adecuado para la realización del proyecto.
- Implementar de manera adecuada la fuente conmutada que alimentara en el proyecto.

Antecedentes

Los trabajos realizados con relación a amplificadores clase D son bastantes, desde investigaciones que abarcan consideraciones generales para su diseño hasta artículos que tratan detalles específicos de construcción. A continuación menciona los que fueron pertinentes para el desarrollo del proyecto.

Design considerations for class D audio power amplifiers³

Este es un reporte de aplicación en el cual se abordan las ecuaciones generales de filtraje y conmutación, selección de componentes y materiales óptimos para el diseño de un amplificador clase D, además de consideraciones para el diseño de PCB. Si bien en su resumen se especifica que dicho reporte es para

³ Ibit página 2

aplicaciones de amplificadores fabricados por Texas Instruments, los métodos propuestos en el texto pueden ser aplicados para el diseño universal de dichos amplificadores lo cual convierte al documento en un referente aceptable por el cual partir.

Class D full-range audio power amplifier⁴

Este es un trabajo de desarrollo individual e independiente en el cual se construye un amplificador clase D abordando los conceptos que constituyen el amplificador, por lo que fue un referente importante para el desarrollo didáctico del proyecto.

Application note AN-1071, Class D audio power amplifications basics⁵

Este documento es una nota de aplicación en la cual, aparte de los métodos y consideraciones de diseño generales, se profundiza en aspectos importantes y correcciones tales como el tiempo muerto de la señal, las topologías de potencia en la salida y causas de imperfecciones debidas a la conmutación de los **MOSFET**.

Reducing Distortion of Audio Class D (PWM) Power Amplifier by Using Feed-forward Technique⁶

En este artículo se analiza la reducción de la distorsión armónica, propia de los amplificadores clase D, por medio de la técnica error nulo. Los resultados demuestran que es posible reducir 10 veces la distorsión armónica normal sin sacrificar mucha potencia.

Class D power amplifier, The design of a live audio class D audio amplifier with greater than 90% efficiency and less than 1% of distortion⁷

⁴ Ibit página introducción

⁵ Zhu Shuanghe; Caizhang Lin. Reducing Distortion of Audio Class D (PWM) Power Amplifier by Using Feed-forward Technique. Artículo. IEEE.

⁶ Morey Briana Vasudevan Ravi; Woloschin Ian. Class D power amplifier, The design of a live audio class D audio amplifier with greater than 90% efficiency and less than 1% of distortion. Tesis de grado. WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE.

⁷ Vytautas Gabriunas. Capitulo Fuentes Conmutadas .En Apuntes de Electrónica. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Bogotá. p. 181-292.

En esta tesis se aborda el diseño de un amplificador clase D a fondo, recalcando aspectos detallados acerca del proyecto e integrando el comportamiento de los componentes entre sí, otorgando de esta manera un itinerario adecuado para la construcción de un amplificador óptimo. Al igual que métodos de prueba y análisis para la corroboración de resultados y la obtención de conclusiones.

Metodología

Se desarrolló la metodología de síntesis, construida a partir del análisis particular de cada una de las etapas del proyecto, completando las actividades comprendidas en el cronograma para de esta manera construir y acatar con el objetivo general que fue la elaboración del amplificador. Al ser etapas independientes entre sí, por lo tanto trabajo que se desarrollará es más dinámico. La metodología usada se puede corroborar en las tres etapas que constituyeron el proyecto.

- La primera etapa consto en la realización de los cálculos para la construcción de la fuente conmutada que alimentaria al amplificador, luego de varios diseños y resultados inesperados que fueron realimentando el trabajo, de manera que los defectos incurridos fuera corregidos en diseños posteriores, se llevo a la conclusión de adaptar una fuente pre construida, de manera que no se viera afectado el objetivo general.
- La segunda etapa consistió en el diseño del amplificador basándonos en la investigación previa acerca de los amplificadores, luego de hacer las respectivas pruebas y simulaciones con componentes ideales, los resultados fueron arrojando resultados que nos llevaron a tomar la decisión de buscar dispositivos en los cuales se encontraran la mayor cantidad posible de componentes del amplificador, para así reducir la sensibilidad del amplificador a frecuencia externas.
- La tercera y última etapa en el diseño del proyecto consta de la construcción de método que nos permitiera la apreciación de la señal, tanto para un análisis de resultados como para dar un matiz pedagógico al proyecto, luego de discernir entre las opciones para la visualización se llevo a la conclusión de que la mejor opción, tanto por costos como por fidelidad de la señal, era la de la utilización del osciloscopio.

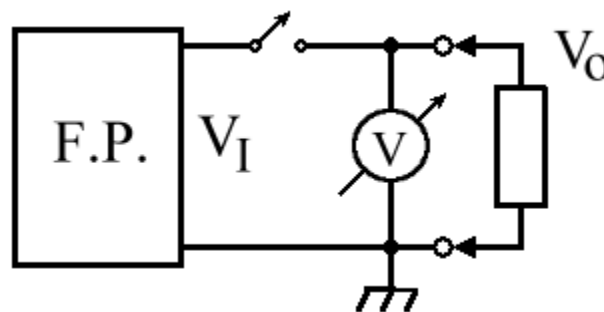
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

1.1. Fuentes Conmutadas

1.1.1. Reguladores Switcheados⁸

El principio de funcionamiento de los reguladores se basa en regular tiempo en vez de administrar voltaje; Mientras que un regulador análogo destina una parte del voltaje durante la totalidad del tiempo, un regulador switcheado aplica la totalidad del voltaje durante una parte del tiempo.

Figura 1. Regulador switcheado elemental⁹.



Fuente: Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 190

Tomando como referencia la figura 1, cuando el interruptor está cerrado $V_o = V_i$. Si se abre el interruptor el voltaje de salida se hace $V_o = 0V$. Si el interruptor se activa periódicamente, el resultado será $V_o = 0$ a V_i ; pero si la conmutación se hace muy rápido el voltaje V_o no alcanzará a tomar valores de 0 y V_i sino que tomará un valor medio. La ventaja de que en el interruptor no se disipa potencia alguna y es posible reducir el voltaje efectivo que recibe la carga sin disipar potencia en el elemento serie, lo que teóricamente representa una eficiencia = 100%¹⁰.

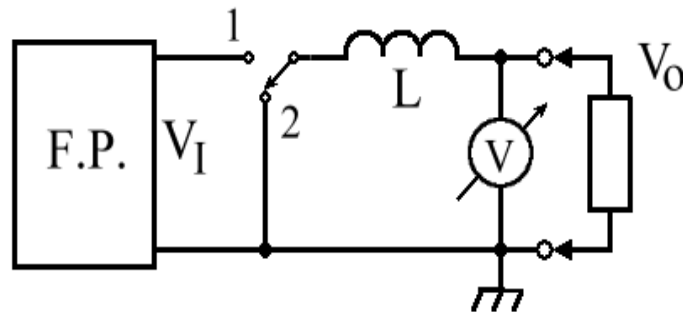
⁸ Vytautas Gabriunas. Capítulo Fuentes Conmutadas. En Apuntes de Electrónica. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Bogotá.p. 181-292.

⁹ lbit2 pag 183

¹⁰ lbit2 pag 187

1.1.1.1. Convertidor directo

Figura 2. Convertidor Directo¹¹.



Fuente: Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 192

Se utiliza un interruptor de dos estados y se implanta una bobina en serie la idea es que en cualquier de los dos estados del interruptor, la corriente de la bobina siempre tiene un camino por dónde circular. El circuito resultante recibe el nombre de "Convertidor Directo" ("Forward Converter")¹², figura 2.

Para analizar su funcionamiento, supóngase que el interruptor se deja indefinidamente en el estado "2" como se observa en la figura 2; si hay corriente en la bobina se verá forzada a circular a través de la carga y con él tiempo se irá disipando hasta llegar a cero, con lo cual el voltaje de salida también se hará cero.

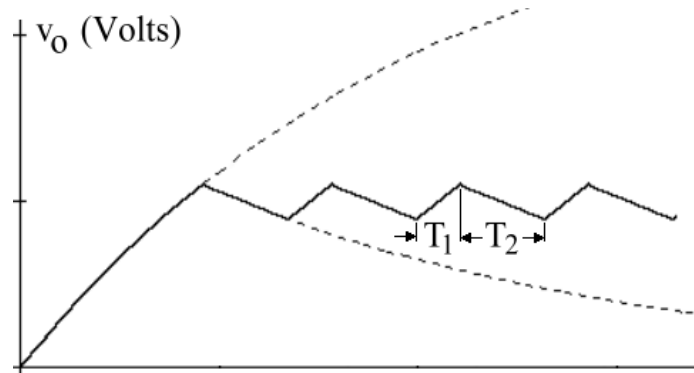
Si ahora el interruptor pasa a estado uno, el voltaje de salida inicialmente perdura en cero, pero progresivamente irá aumentando con tendencia a conseguir $V_o = V_i$; no obstante, si el interruptor se cambia al estado "2" cuando el voltaje de salida alcance un V_b , se inicia un proceso de descarga de la bobina en el cual el voltaje parte de V_b y comenzará a disminuir tendiendo a cero.

Si se deja que el voltaje descienda un poco, y en ese instante se vuelve a cambiar el interruptor al estado "1" V_o crecerá. El resultado será un voltaje de salida que tiene un valor promedio y un rizado de V_{pp} . El comportamiento de la corriente es importantísimo para el funcionamiento de la fuente; Observar la figura 3.

¹¹ lbit2 pag 189

¹² lbit2 pag 191

Figura 3. Forma de onda de V_o ¹³



Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 193

1.1.1.2. *Convertidor indirecto (Tipo FlyBack)*

Su funcionamiento se fundamenta en el mismo principio de cargar y descargar una bobina, los Convertidores indirectos se identifican por el hecho de que la bobina es desconectada del resto del circuito para recargarla (T_1), contrario a lo que pasa con el Convertidor directo en el cual la bobina permanentemente forma parte del circuito y mantiene alimentado el nodo de salida tanto durante el proceso de carga (T_1) como el de descarga (T_2).

El nombre de "FlyBack" ("volar de regreso") se deriva de los sistemas de barrido utilizados en televisión, en los cuales la bobina deflectora horizontal queda plenamente cargada al finalizar cada línea y es necesario descargarla rápidamente para iniciar el siguiente trazo.

El hecho de que la bobina a veces hace parte del circuito (T_2) y a veces no (T_1) imposibilita conocer a los Convertidores indirectos como simples circuitos LCR, por lo tanto es necesario analizar por separado los procesos de carga y de descarga, que son independientes entre sí; el único vínculo que hay entre ellos es que en estado estacionario la energía ganada en el transcurso de carga es cedida durante el de descarga.

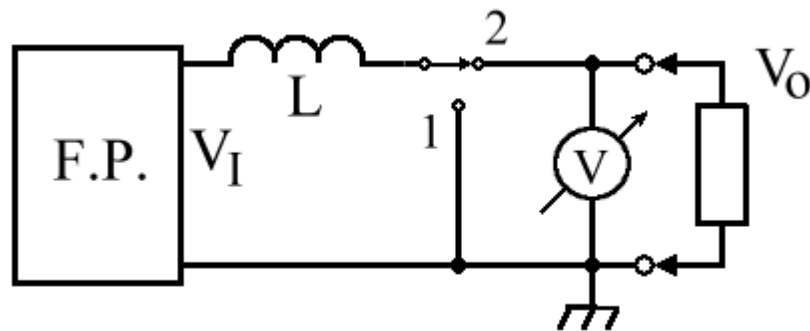
¹³ lbit2 pag 193

La independencia entre los dos procesos permite además hacer cosas imposibles de lograr con un Convertidor directo o con reguladores análogos, como producir un voltaje de salida mayor que el de la fuente primaria (elevador) o de polaridad opuesta (inversor); de hecho, ningún pasa-altos ni pasa-bajos ni ningún circuito LRC normal podría hacer semejantes cosas, que prácticamente se escapan del alcance de la teoría clásica de circuitos¹⁴.

1.1.1.3. Convertidor indirecto Elevador

Los números "1" y "2" asociados a estados del interruptor corresponden respectivamente a los intervalos T1 y T2. El diagrama es semejante al del Convertidor directo, sin embargo el comportamiento del circuito es totalmente diferente. Si el interruptor dura bastante tiempo en la estado "2", tal y como aparece en la figura 4, el voltaje de salida terminará por alcanzar V_i y circulará una corriente de V_i/R .

Figura 4. Convertidor indirecto elevador¹⁵.



Fuente: Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 195

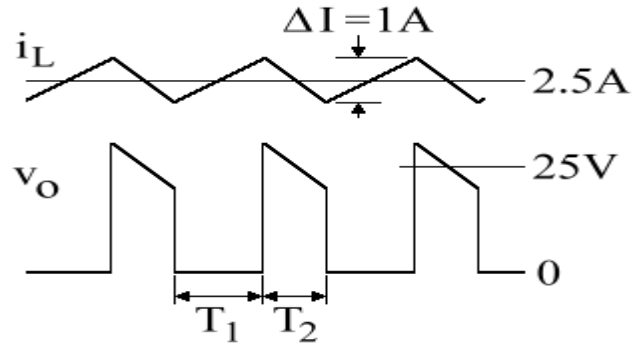
Si se pasa el interruptor al estado "1" la corriente deja de circular por la carga y el voltaje de salida tiende a cero; la corriente en la bobina sigue circulando y comienza a crecer ya que el voltaje de la fuente primaria queda aplicado directamente a los terminales de la bobina, obsérvese que literalmente se está conectando un alambre entre los terminales de una fuente de voltaje, lo que en principio equivale a un corto-circuito, sólo que por tratarse de una bobina corriente no crece instantáneamente sino que tiende a infinito de manera

¹⁴ lbit2 pag 194

¹⁵ lbit2 pag 195

lineal¹⁶. El comportamiento de la corriente como en otros tipos de fuentes es necesario observar y comparar con respecto al voltaje en la bobina. Observar la figura 5.

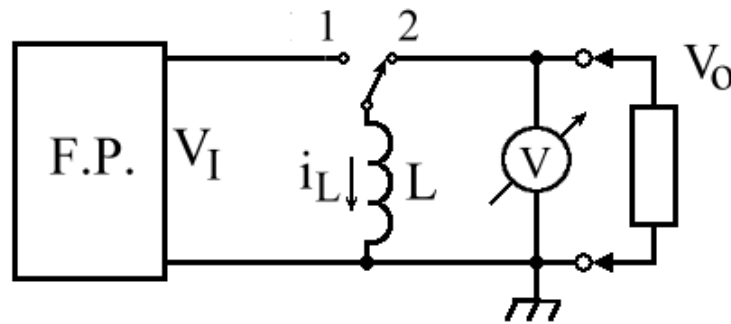
Figura 5. Formas de onda de corriente y voltaje¹⁷.



Fuente: Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 198

1.1.1.4. *Convertidor indirecto inversor*

Figura 6. Convertidor Indirecto Inversor¹⁸.



Fuente: Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 202

Cuando el interruptor pasa al estado "1" figura 6, la bobina es desconectada de la salida y conectada a la fuente primaria para inyectarle energía; una vez que la bobina queda cargada, el interruptor pasa al estado "2" y la energía se transfiere a la salida.

La corriente en la bobina transita de arriba hacia abajo, cuando el interruptor está en el estado "2" la corriente ingresa a la carga por debajo y sale por

¹⁶ lbit2 pag 196

¹⁷ lbit2 pag 197

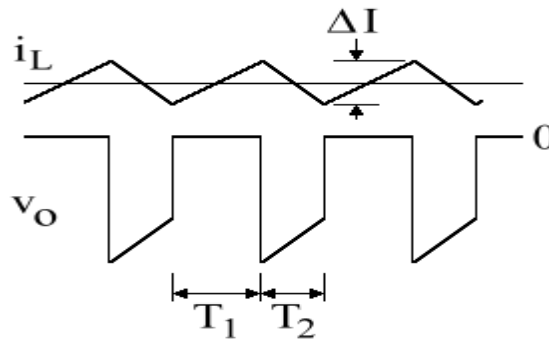
¹⁸ lbit2 pag 199

encima, con lo cual se produce en la salida un voltaje negativo con respecto a tierra. Dado que la fuente primaria es positiva con respecto a tierra, se ve que la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada y de ahí el nombre de "Inversor".

Obsérvese también que mientras el interruptor está en el estado "1" no hay voltaje de salida, algo característico de los Convertidores indirectos. El voltaje de salida del circuito tal y como está consiste en un tren de pulsos negativos de duración T_2 , como se evidencia en la figura 7.

Mediante la inclusión de un condensador de salida se puede obtener un voltaje de salida permanente a costa de un aumento en la corriente de la bobina en el Convertidor; la relación resultante entre la corriente en la bobina y la corriente de salida es la misma que en el elevador¹⁹.

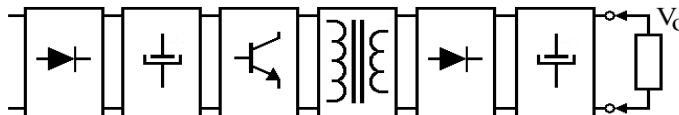
Figura 7. Formas de onda de corriente y voltaje²⁰.



Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 200

1.1.2. Fuentes Switcheadas

Figura 8. Fuente switcheada²¹.



Fuente: tomado de Apuntes de Electrónica

¹⁹ Ibit2 pag 200

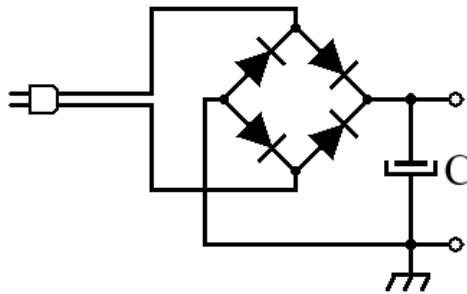
²⁰ Ibit2 pag 199

²¹ Ibit2 pag 201

“Al combinar una fuente primaria clásica con un regulador switchheado se obtiene un híbrido que posee todas las ventajas de los reguladores switchheados, el esquema mostrado en la figura 8 identifica cada una de las partes de la fuente resultante; pero también hereda el principal defecto de las fuentes primarias clásicas, que es el empleo de un voluminoso y pesado transformador de potencia que opera a la frecuencia de la red”.

Una de las principales funciones del transformador de una fuente primaria es reducir el voltaje de la red y que se asemeje al voltaje de salida que se desea producir con el fin de reducir la pérdida de energía; no obstante, se puede eliminar del todo el transformador y realizar la reducción de voltaje en el regulador mismo, esta opción esta propuesta para su comprensión en la figura 9.

Figura 9. Fuente primaria sin transformador²².



Tomado del libro Apuntes de Electrónica Pg. 201

Al suprimir el transformador como se observa en el esquema propuesto en la figura 9 de potencia y rectificar directamente el voltaje de la red (115 VRMS), se obtiene una fuente primaria muy económica, liviana y compacta que entrega una tensión directa de aproximadamente 150 - 170V.

“Si en vez de un regulador análogo se emplea un regulador switchheado, idealmente se podría obtener el voltaje deseado con una eficiencia del 100%”; para lograrlo bastaría con realizar la conmutación con un ciclo útil pequeño, idealmente.

“En el circuito real, debido a las pérdidas, la eficiencia no será del 100%, pero es el primer paso hacia la obtención de una fuente switchheada propiamente dicha”.

El condensador de la fuente primaria desde luego debe ser capaz de soportar la tensión aplicada y por lo general se emplean condensadores de

²² Ibit2 pag 203

200V, debido a que cuando está funcionando la fuente este condensador se carga centenas de veces por segundo al máximo voltaje que proporciona la fuente de alimentación, pero en compensación, no es necesario usar condensadores de capacitancias tan elevadas como las que típicamente se emplean en una fuente primaria clásica, sino que usualmente son condensadores de unos pocos 100uF, un valor 10 veces menor que el usual, de modo que su costo y su tamaño son similares a los de una fuente común²³.

Una noción por la cual es posible utilizar capacitancias tan bajas es por una parte, que con un voltaje DC tan alto no hay problema en tolerar rizados de varias 10's de V_{pp} , mientras que en una fuente primaria de bajo voltaje hay que mantener el rizado proporcionalmente menor, lo que exige el empleo de un condensador proporcionalmente mayor²⁴.

De otra parte, la corriente que consume un Convertidor directo es menor que la corriente suministrada a la carga, ya que la corriente de entrada se reduce aproximadamente en el mismo factor en el que se reduce el voltaje y en consecuencia se puede reducir el valor de la capacitancia en el mismo factor.

Los efectos benéficos de esta reducción en la corriente son extensivos también a los diodos del rectificador, los cuales deben manejar corrientes relativamente suaves, aunque deben soportar tensiones bastante altas. En caso de usar rectificación de onda completa con puente, la máxima tensión inversa que deben soportar los diodos es de 170V, pero si se emplea algún otro tipo de rectificación, la tensión inversa se duplica, de donde se ve la conveniencia de usar puente.

En vez de un Convertidor directo, para reducir el voltaje también sería posible utilizar un Convertidor indirecto inversor. Desde luego, para ciertas aplicaciones especiales, si en vez de reducir el voltaje fuese necesario elevarlo, lo indicado sería usar un elevador.

A pesar de que la solución parece muy simple, en la práctica aparecen algunos inconvenientes que pueden llegar a ser muy difíciles e incluso imposibles de superar:

Suprimir el transformador de la fuente primaria se suprime también el aislamiento galvánico²⁵, de modo que cualquiera que sea el regulador empleado, el voltaje de salida queda irremediamente ligado al de la red, lo

²³ lbit2 pag 206

²⁴ lbit2 pag 207

²⁵ lbit2 pag 209

que es causa suficiente para rechazar de plano esta solución para muchas aplicaciones.

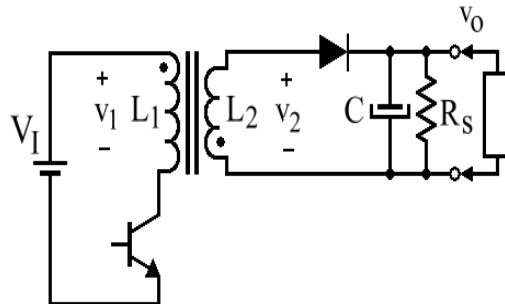
Para obtener voltajes de salida bajos es necesario realizar la conmutación con un ciclo útil muy pequeño, electrónicamente no es sencillo lograr valores muy bajos de ciclo útil debido al tiempo finito de respuesta de los semiconductores.

En el caso del ejemplo, usando un Convertidor directo operando con $D = 1 / 30$, incluso realizando la conmutación a una frecuencia relativamente baja, como 33kHz, la duración de T1 sería de apenas 1s, de modo que habría que usar dispositivos capaces de encenderse, conducir y apagarse, todo en menos de 1s, siendo que los semiconductores de potencia comunes necesitan de tiempos de esa magnitud nada más para encenderse o apagarse. Para realizar una conmutación satisfactoria, tanto el transistor como el diodo y el circuito de control tendrían que tener tiempos de conmutación del orden de 10ns, que desde luego que hay, pero son relativamente costosos y difíciles de conseguir en el mercado²⁶.

1.1.2.1. El Convertidor Indirecto ("Flyback")

Ambos problemas, tanto la falta de aislamiento galvánico como la necesidad de usar $D \ll 1$ (ciclo útil) se resuelven mediante el empleo del siguiente circuito figura 10:

Figura 10. Convertidor Indirecto ("Flyback")²⁷.



Fuente. Tomado de libro Apuntes de Electrónica pg. 209

²⁷ Ibit2 pag 5

V_I es una fuente primaria sin transformador, que trabaja rectificando y filtrando directamente la tensión de la red. L_1 y L_2 son dos bobinas aisladas, enrolladas alrededor del mismo núcleo; el conjunto da origen a un diagrama eléctrico idéntico al símbolo gráfico de un transformador, su fabricación es idéntica a la de un transformador y su apariencia física, pero al examinar su funcionamiento se comprueba, no es un transformador. Los puntos negros en las bobinas denotan su polaridad relativa; obsérvese que V_1 y V_2 son de polaridades opuestas ²⁸.

Para efectos de la explicación, supóngase que $V_I = 150V$, que todos los elementos son ideales y que la relación de espiras de las dos bobinas es $N = N_1 / N_2 = 10$.

Durante el intervalo T_1 el transistor conduce y aplica la totalidad del voltaje de la fuente primaria a la bobina L_1 de modo que $V_1 = +150V$; debido a la relación de espiras se induce en L_2 una tensión de $15V$, pero de polaridad opuesta, o sea que $V_2 = -15V$.

En estas condiciones el diodo queda en bloqueo y no hay corriente en L_2 a pesar de que sí hay corriente en L_1 , aquí se aprecia que el conjunto no trabaja como un transformador; también se aprecia que en estas circunstancias carece de importancia la relación de espiras de las dos bobinas, ya que de todos modos el diodo queda en inverso²⁹.

A medida que va transcurriendo el intervalo T_1 , la corriente en L_1 va creciendo linealmente, con lo cual va aumentando la energía almacenada en la bobina; mientras tanto, el condensador de salida mantiene el voltaje de salida en cierto valor V_o (se supone que el condensador se ha cargado en ciclos anteriores y mantiene un voltaje de salida constante)³⁰.

Al finalizar el intervalo T_1 el transistor se corta y la corriente en L_1 desaparece; - en otras circunstancias también desaparecería la energía acumulada durante el intervalo T_1 en forma de lo que técnicamente se denomina "patada inductiva" pero aquí entra en acción la bobina L_2 : tan pronto se corta el transistor la polaridad de ambas bobinas se invierte, con lo cual queda el diodo en directo y la energía almacenada encuentra una vía de escape fluyendo hacia el nodo de salida, alimentando la carga y reponiendo la carga que perdió el condensador durante T_1 .

²⁸ Ibit2 pag 211

²⁹ Ibit2 pag 212

³⁰ Ibit2 pag 214

Suponiendo que $V_o = 5V$, y dado que se considera que el diodo es ideal, durante T_2 el voltaje en la bobina L_2 será: $V_2 = +5V$ y debido a la relación de espiras, en la bobina L_1 aparecerá una tensión de $50V$ con la polaridad opuesta: $V_1 = -50V$, de modo que durante T_2 el transistor debe soportar una tensión total de: $V_1 - V_1 = 150V - (-50V) = 200V$.

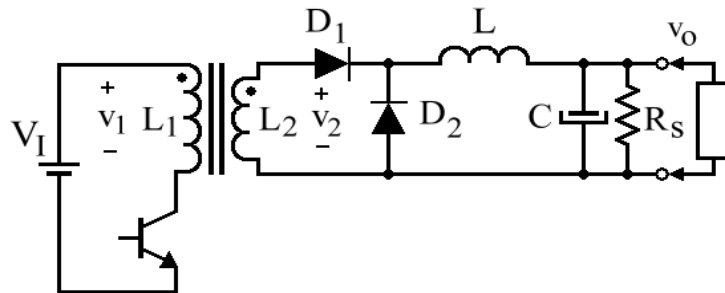
Para entender mejor el funcionamiento del circuito basta con pensar que la energía de una bobina no se almacena en el alambre sino en el núcleo; L_1 y L_2 comparten el mismo núcleo y cualquiera de ellas sirve para cargarlo (inyectarle energía) o descargarlo (aprovechar la energía almacenada en él). El conjunto está diseñado de tal forma que L_1 se utiliza para inyectarle energía al núcleo y L_2 sirve para extraérsela - el circuito ciertamente hace honor a su nombre de "Convertidor indirecto".

El circuito que se está analizando es un Convertidor indirecto, y como en todo Convertidor indirecto, la presencia del condensador de salida es indispensable para producir un voltaje de salida continuo; si no hubiese condensador no habría voltaje de salida durante T_1 y v_o sería un tren de pulsos de limitada utilidad³¹.

1.1.2.2 El Convertidor Directo³².

Es un montaje con el cual también es posible obtener cualquier voltaje de salida sin perder el aislamiento galvánico y conmutando con valores confortables de D es el siguiente:

Figura 11. Convertidor directo ("Forward Converter")³³



Fuente: tomado de libro Apuntes de Electrónica 216

³¹ Ibit2 pag 216

³² Ibit2 pag 217

³³ Ibit2 pag 217

V_I es una fuente primaria sin transformador, que rectifica y filtra directamente el voltaje de la red. En este montaje, las bobinas L_1 y L_2 ver figura 11, sí conforman un transformador en el sentido estricto de la palabra; V_1 y V_2 son de la misma polaridad³⁴.

A diferencia de los Convertidores indirectos, el hecho de que en todo momento fluye corriente hacia el nodo de salida permite producir un voltaje de salida continuo sin necesidad de usar condensador, pero éste siempre se incluye para reducir el rizado y otros efectos benéficos y se da por sentado que todo Convertidor directo cuenta con un condensador de salida, por lo cual se incluye en el diagrama³⁵.

Para efectos de la explicación $N=N_1/N_2$, durante T_1 se satura el transistor y aplica la tensión V_I al primario L_1 , con lo cual $V_1=+ V_I$; idealmente, en el secundario L_2 se induce una tensión $V_2 = V_I / N$ positiva, de modo que el diodo D_1 conduce y el extremo izquierdo de L recibe una tensión de V_I/N ; el diodo D_2 en tales condiciones queda en inverso y es como si no existiera³⁶.

Aquí es importante observar que los V_I/N v del secundario no son aplicados al nodo de salida sino a un extremo de la bobina L ; el voltaje de salida en un Convertidor directo es siempre menor que el voltaje aplicado.

En el Convertidor indirecto el factor de multiplicación es $D / (1+D)$, de modo que cualquiera que sea el valor de V_I / N con ayuda de D es posible aumentarlo o reducirlo al gusto, pero en el Convertidor directo el factor de multiplicación es D , lo que restringe a v_0 a valores menores que V_I / N ³⁷.

La principal desventaja del Convertidor directo es la necesidad de utilizar dos núcleos: uno para el transformador y el otro para la bobina L , lo cual aumenta el costo, el tamaño, el peso y las pérdidas del conjunto. Aparte de esto, se presenta un problema, y es la necesidad de absorber la corriente de magnetización del transformador al finalizar cada intervalo T_1 .

En el Convertidor directo es necesario fabricarle expresamente un camino para brindarle una vía de escape. Para ello hay básicamente dos alternativas: Emplear un "snubber" (= "represor")³⁸, cuya función es transformar la energía remanente en calor mediante una resistencia o agregar al transformador un tercer devanado, llamado "terciario", cuya función es enviar la corriente de regreso a la fuente primaria. En el primer caso la energía sobrante es

³⁴ Ibit2 pag 218

³⁵ Ibit2 pag 219

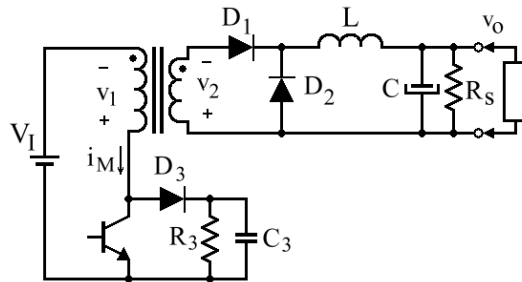
³⁶ Ibit2 pag 219

³⁷ Ibit2 pag 221

³⁸ Ibit2 pag 221

literalmente "quemada", lo que representa una pérdida y perjudica la eficiencia, mientras que en el segundo caso la energía es reciclada, dejando intacta la eficiencia³⁹.

Figura 12. Convertidor directo con "snubber"⁴⁰.



Fuente Tomada del libro Apuntes de Electrónica 223

La red compuesta por D3, R3 y C3 conforma el circuito "snubber". En la figura 12 se ilustra la situación del Convertidor al finalizar T1, cuando el transistor se corta y ambos devanados invierten su polaridad; si no existiera el "snubber", las tensiones en ambos devanados crecerían tendiendo a infinito con lo cual la tensión del transistor en corte y la del diodo D1 en inverso aumentarían indefinidamente hasta que alguno de los dos entre en ruptura. La relación de espiras favorece al diodo, de modo que lo más usual es que sea el transistor el que entre en ruptura; sin embargo, si se usa un diodo de bajo voltaje inverso, como un Schottky, puede darse el caso contrario⁴¹.

1.2. Amplificadores de Potencia

Para el desarrollo del amplificador es necesario conocer las diferentes clases de amplificadores para lograr identificar las ventajas y condiciones para un buen diseño. La función de un amplificador es aumentar el nivel de una señal, incrementando, para ello, la amplitud de la señal de entrada mediante corrientes de polarización (voltaje negativo, voltaje positivo) en el transistor de salida⁴².

³⁹ Ibit2 pag 222

⁴⁰ Ibit2 pag 223

⁴¹ Ibit2 pag 223

⁴² Pereira Hernandez Miguel .Amplificadores de Audio. En: Escuela Superior De Ingenieros Bilbao.[En línea].p.5-28.

El amplificador trabaja, internamente, con corriente continua; en caso de ser alimentado con la tensión entregada por la red domiciliaria se necesita un transformador y rectificador para adaptar el nivel de voltaje y tipo de corriente a los valores necesarios para el buen funcionamiento del equipo⁴³.

1.2.1. Características de un amplificador:

- Impedancia.
- Potencia de salida y máxima.
- Relación señal ruido.
- Acoplamiento.
- Ganancia.

Impedancia: es la resistencia que presenta cualquier dispositivo al paso de una corriente, en este caso alterna.

La impedancia de entrada de un amplificador debe ser de, al menos, 10 K Ω . Estos 10 K Ω se dan para que en el caso de posicionar 10 amplificadores en paralelo la carga total sea de un 1k Ω . (10 K Ω / 10 = 1 K Ω ⁴⁴.

Potencia de salida: Se especifica la potencia máxima del amplificador en función de una determinada impedancia, generalmente, 8 Ω . Si el amplificador es estéreo, hay que tener en cuenta si esa potencia se refiere a cada uno de los canales o a ambos.⁴⁵

Potencia máxima eficaz es la potencia eléctrica real verificable con instrumentos que puede proporcionar la etapa de salida durante un tiempo a una frecuencia de 1 KHz (kilo hertzio) sobre la impedancia nominal especificada por el fabricante (normalmente 4, 6 u 8 Ohmios) y viene dada por la ecuación (1)

$$P_o = V_o (\text{rms})^2 / Z_o.$$

Ecuación (1) Potencia efectiva⁴⁶

Dónde:

P_o es la potencia de salida.

V_o es el voltaje (tensión eléctrica) eficaz de salida.

⁴³ lbit3 pag 3

⁴⁴ lbit3 pag 3

⁴⁵ lbit3 pag 4

⁴⁶ lbit3 pag 4

Zo es la impedancia nominal del amplificador

Relación señal/ruido: Hace referencia al voltaje de ruido residual a la salida y se expresa en dB. Para que la relación señal /ruido esté por debajo del umbral de audición, debe ser de al menos 100 dB. Mayor, 110 dB, en el caso los amplificadores de alta potencia (por encima de los 200 vatios).

Acoplamiento: Indica la forma en que el amplificador está conectado al altavoz. Puede haber varios modos:

- “acoplamiento directo”, cuando ambos están acoplados directamente. Este permite la mejor respuesta en frecuencia y el mayor rendimiento en cuanto a potencia entregada a la carga.
- “acoplamiento inductivo”, cuando el amplificador y su carga están acoplados mediante un transformador.
- “acoplamiento capacitivo”, si el acoplamiento se realiza mediante condensadores.

Internamente, el amplificador funciona con tensión continua, pero a la salida convierte la señal en corriente alterna. Cuando se conecta directamente un amplificador con el altavoz, este acoplamiento directo debe hacerse de forma que la corriente continua residual (DC offset) sea lo más baja posible, no superando los 40 mV⁴⁷.

Ganancia: Es la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada de la señal. Se expresa siempre como una relación logarítmica, y la unidad suele ser el dB, esto es, diez veces el logaritmo decimal del cociente entre potencias.

En un circuito en el que intervienen varios amplificadores, las ganancias individuales expresadas en decibelios se suman⁴⁸. Si se supera el valor especificado por la sensibilidad la señal de salida sufrirá un recorte (tanto por arriba como por abajo), quedara distorsionada de tal modo que puede causar daño en ciertos equipos como en los tweeter⁴⁹.

La distorsión (distorsión armónica) describe la variación de onda a la salida del equipo, con respecto a la señal que entró. Las causas de esta distorsión pueden ser múltiples. En el caso de los amplificadores, la más usual es la sobrecarga a la entrada, es decir, sobrepasar la potencia recomendada por el fabricante. La distorsión armónica total, debe ser, como máximo de 0,1 %

⁴⁷ lbit3 pag 6

⁴⁸ lbit3 pag 6

⁴⁹ lbit3 pag 7

THD (distorsión armónica) en todo el espectro de frecuencias (las frecuencias altas – agudos, distorsionan más que la bajas – graves)⁵⁰.

1.2.2. Tipo de amplificadores

- Clase A
- Clase B
- Clase AB
- Clase C
- Clase D
- Clase G

1.2.2.1. Amplificador de Clase A

La corriente de salida circula durante todo el ciclo de la señal de entrada, en un solo transistor. La corriente de polarización del transistor de salida es alta y constante durante todo el proceso, independientemente de si hay o no hay salida de audio. La distorsión introducida es muy baja, pero el rendimiento también será bajo, estando siempre por debajo del 50 %, lo que significa que la otra mitad de la corriente amplificada será disipada por el transistor en forma de calor⁵¹.

1.2.2.2. Amplificador de clase B

Durante un semiciclo la corriente circula y es amplificada por un transistor, y durante otro semiciclo circula y es amplificada por otro transistor, lo cual permite un descanso de un semiciclo a cada transistor y uno de trabajo y disipación de potencia. Además, no circula corriente a través de los transistores de salida cuando no hay señal de audio.

El problema es que ocurre la llamada "distorsión por cruce", ya que cuando en el primer semiciclo la tensión de la señal cae por debajo de los 0.6 V (tensión aproximada de polarización de juntura base-emisor de un BJT), se despolariza el BJT y deja de amplificar lo cual también ocurre cuando en el otro semiciclo, la tensión no llega todavía a los 0.6 V. Son aquellos amplificadores cuyas etapas de potencia consumen corrientes altas y continuas de su fuente de alimentación, independientemente de si existe

⁵⁰ lbit3 pag 9

⁵¹ Vivas Carlos. Apuntes de Clase. Electrónica De potencia.pag 3

señal de audio o no. Esta amplificación presenta el inconveniente de generar una fuerte y constante emisión de calor⁵².

1.2.2.3. *Amplificador de Clase AB*

Mismo caso que el amplificador B solo que existe una pequeña corriente que circula por los 2 transistores constantemente, que los polariza reduciendo enormemente la llamada "distorsión por cruce"⁵³. Como en los amplificadores de clase A, hay una corriente de polarización constante, pero relativamente baja, evitando la distorsión de cruce (de ahí su nombre: AB).

1.2.2.4. *Amplificador de clase C*

La corriente de salida solo circula durante menos de medio ciclo de la señal de entrada. Y luego se complementa la salida con un circuito compuesto de condensadores y bobinas (circuito tanque)⁵⁴.

La clase C trabaja para una banda de frecuencias estrecha y resulta muy apropiado en equipos de radiofrecuencia. Esto es debido al fenómeno de resonancia el cual se genera a la salida del amplificador cuando es sintonizado (la impedancia capacitiva e inductiva se cancelan a una frecuencia previamente calculada), aunque no trabaja arriba de 180 grados de ciclo, este amplificador a la salida genera una señal de ciclo completo de señal para la frecuencia fundamental⁵⁵.

1.2.2.5. *Amplificador clase D*⁵⁶

Esta clase de usa señales de pulso (digitales). El uso de modulación por ancho de pulso hace posible obtener una señal que varía a lo largo del ciclo completo para producir la salida a partir de muchas partes de la señal de entrada. La principal ventaja de la operación en la clase D es que los transistores **MOSFET** de salida trabajan solo en corte y saturación por lo que teóricamente no se disipa potencia en forma de calor y la eficiencia general puede ser muy alta, de entre 90 % a 99 %⁵⁷.

En la práctica los **MOSFETS** solo disipan potencia cuando se encuentran conduciendo debido a la pequeña resistencia de encendido que poseen. Son

⁵² lbit4 pag 4

⁵³ lbit4 pag 5

⁵⁴ lbit3 pag 10

⁵⁵ lbit3 pag 11

⁵⁶ lbit4 pag 5

⁵⁷ lbit4 pag 6

comparables a los tiempos de corte y conducción, es decir a considerables altas frecuencias.

Se utilizan transistores **MOSFET** ya que son los únicos capaces de conmutar a las elevadas frecuencias de trabajo, del orden de los KHz llegando a los MHz en algunos casos.

1.2.2.6. *Amplificadores de Clase G*

Incorporan varias líneas de tensión que se activan de forma progresiva a medida que el voltaje de entrada aumenta con el fin de lograr mayor eficiencia⁷.

Estos equipos dan una potencia de salida mejor a la de los amplificadores de clase A-B, pero con un menor tamaño.

1.3. **Modulación por ancho de pulso (PWM)**

La modulación PWM es ampliamente utilizada en reguladores de voltaje, trabaja cambiando el voltaje a la carga con el ciclo de deber apropiado, la salida mantendrá un voltaje en el nivel deseado; otro uso de, según lo mencionado, es en los amplificadores de la clase D⁵⁸, sabidos para una claridad audio mejor junto a su función básica amplificación. El amplificador de clase D produce un equivalente de PWM de la señal análoga de la entrada, donde pasa por la amplificación de los Mosfets y es filtrada para la recuperación de la señal de original.

Una modulación por ancho de pulso se lleva a cabo mediante la comparación entre una señal de entrada y una de referencia (portadora y moduladora). Usualmente la señal de referencia es un tipo diente de sierra, luego se comparan las dos señales haciendo variar el voltaje DC con el ciclo útil de la señal, a su vez determina la frecuencia de salida, del ancho de pulso⁵⁹.

El PWM es un método de transmitir la información sobre una serie de pulsos. Los datos se están transmitiendo que se codifican en la anchura de estos pulsos para controlar la cantidad de energía que es enviada a una carga. Es decir la modulación de anchura de pulso es una técnica de la modulación

⁵⁸ Tomasi Wayne. Sistemas de Comunicaciones electrónicas .Cuarta edición. Pretince Hall. 2005.p. 668-670.

⁵⁹ Ibid 5 pag 668

para generar pulsos variables de la anchura para representar la amplitud de una señal análoga o de una onda de la entrada⁴. El ciclo de trabajo está determinado por la ecuación (2):

$$D = \tau/T$$

Ecuación (2) ciclo útil⁶⁰

Donde τ es el ancho de pulso y T es el periodo.

1.4. Transistores de efecto de campo

Los transistores **MOSFET** son utilizados masivamente en el mundo como conmutadores gracias a sus características de tamaño, facilidad de uso y bajo consumo de energía, se han convertido en una herramienta común estando presentes en prácticamente todos los dispositivos electrónicos en grandes números.

En los transistores de efecto campo la relación entre las variables de entrada y de salida no es lineal debido al término cuadrático de la ecuación de Shockley. Las relaciones lineales generan líneas rectas cuando se grafica una cuando se grafica una variable en función de la otra, mientras las relaciones no lineales generan curvas como las obtenidas para las características de referencia de un JFET. La relación no lineal entre I_D y V_{GS} pueden complicar el método matemático del análisis en DC de las configuraciones del FET⁶¹.

Los Mosfets se desglosan en tipo Decremental y tipo Incremental. Los términos de agotamiento e incremental definen su modo básico de operación. Las relaciones generales aplicadas al análisis en DC son para los amplificadores Fet se expone en la ecuación (3):

$$I_G=0A, I_D=I_S$$

Ecuación (3) relaciones para el análisis de los Fet⁶²

Para los JFETS y los **Mosfets** de tipo decremental, la ecuación de Shockley se aplica para relacionar las cantidades de entrada y salida

⁶⁰ Ibid 5 pag 668

⁶¹ Boylestad L. Robert. Electrónica Teoría de Circuitos. Sexta Edición . Prentice Hall. 1997 pag 215-246

⁶² Ibid6 pag 217

$$I_d = id_{ss} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

Ecuación (4) Ecuación de Shockley⁶³

1.4.1. Mosfets en conmutación

Tiempo de Conmutación: Debido a la presencia de una capacidad entre el gate y source, además de usar un nivel de tensión adecuado en el gate, se le debe entregar una cierta cantidad de carga para encenderlo satisfactoriamente. El tiempo que tarde en acumularse dicha carga determinará el tiempo de conmutación del **MOSFET**⁶⁴.

Cuando es necesaria una rápida conmutación suelen utilizarse condensadores para proveer este peak a través de su descarga, los cuales deben ubicarse físicamente lo más cerca posible del driver para reducir las inductancias de las pistas de la PCB permitiendo cargas y descargas más rápidas.

Para el caso del apagado del **MOSFET**, el proceso es exactamente el mismo pero a la inversa, en este caso el condensador que se forma en el transistor debe descargarse, lo cual se hace comúnmente a través del driver, para ello suelen contar con salidas del tipo push-pull⁶⁵.

1.5. Filtros Activos

Los filtros son sistemas diseñados para obtener una determinada función de transferencia. Los filtros lineales pasivos están compuestos por una combinación de resistores, capacitores e inductores. Este tipo de filtros permiten obtener una gran variedad de funciones de transferencia pero, por lo general, requieren de una gran cantidad de componentes. Por este motivo se hace necesario buscar algún tipo de alternativa⁶⁶.

Los filtros activos son sistemas que contienen amplificadores y que permiten diseñar una gran cantidad de funciones de transferencia diferentes. Estos sistemas producen ganancia y, además, suelen consistir sólo en resistores y capacitores junto con algún tipo de circuito integrado. Los amplificadores

⁶³ lbit6 pag 222

⁶⁴ lbit4 pag 7

⁶⁵ lbit4 pag 9

⁶⁶ Miyara Federico. Filtros Activos. Segunda Edición. Año 2004

operacionales cuando se combinan con resistores y capacitores pueden simular el comportamiento de los filtros pasivos constituidos por inductancias y capacitancias. En función del tipo de respuesta se puede distinguir entre diferentes tipos de filtros. Los más conocidos son los filtros de Butterworth y los filtros de Chebyshev. Los primeros se caracterizan en tener una respuesta plana en la banda de paso (no tienen rizado) y la caída fuera de la banda de paso no es demasiado abrupta. Los filtros de Chebyshev tienen rizado en la banda de paso, pero presentan una caída bastante más abrupta.

1.5.1. Diseño de filtros

En este apartado se describe un método de diseño de filtros del tipo Butterworth y Chebyshev. En principio se suponen resistencias de 1 ohmio para los filtros paso-bajo y condensadores de 1 faradio para los filtros paso-alto. Posteriormente, se realizar las transformaciones adecuadas para obtener los valores finales de los componentes. Todos los filtros se obtienen combinando configuraciones de segundo y tercer orden

El procedimiento de diseño de filtros se divide en las siguientes etapas:

1. Especificar los parámetros característicos del filtro.
2. Encontrar el orden del filtro en función de sus especificaciones.
3. Obtener el factor de escala para los valores de los componentes según las tablas de los filtros.

2. Diseño y construcción

2.1. Diseño del amplificador clase D

En el desarrollo de este capítulo se explica el diseño de cada una de las etapas que conforman el amplificador clase D. Para ello se realizaron los correspondientes análisis, y darán como resultado las especificaciones de cada uno de los elementos que se utilizaran en la construcción e implementación, para así cumplir el objetivo de una eficiencia de 90%.

Para comenzar es necesario identificar las etapas en las cuales se subdividió el amplificador:

- Fuente de alimentación
- Etapa de comparación y amplificación
- Filtrado

2.1.1. Fuente de alimentación

Para el análisis de cual fuente de alimentación era conveniente para el amplificador, se consultó y se simuló posibilidades entre reguladores Switcheados o fuentes conmutadas, las cuales se presentaron en el capítulo 2, donde se explicó su debido funcionamiento. Esta elección es muy importante para el diseño, puesto que si la fuente no responde, por ejemplo a la corriente que pueda pedir el amplificador para su adecuado funcionamiento, o que no existan picos de corriente los cuales pueden que altere el proceso de amplificación de la señal de entrada, puede ocurrir que dañe el proceso de amplificación o el mismo amplificador.

2.1.1.1. Análisis de los reguladores Switcheados

Una de las características importantes para considerar es que los reguladores switcheados poseen altísima eficiencia y su propiedad más destacada es la posibilidad de producir voltajes de salida mayores y/o de polaridad opuesta al de la fuente primaria, el C. Directo de 0 hasta V_i , el C. Indirecto Elevador mayores a V_i y por último el C. indirecto inversor produce voltajes negativos de cualquier valor. Cada circuito tiene su especialidad y realiza su trabajo

Mejor que los otros: El inversor puede trabajar como reductor pero el Convertidor directo realiza esta función con más eficiencia; el inversor puede trabajar también como elevador pero el Convertidor indirecto elevador es más apto para dicha labor (pues los primeros VI voltios son "gratis"). En consecuencia, el inversor sólo debe ser usado cuando se requiere literalmente producir un voltaje de polaridad opuesta a la de la fuente primaria o en aplicaciones en las que sea indispensable que el regulador pueda tanto elevar como reducir el voltaje de la fuente primaria. Los reguladores conmutados operan a niveles de eficiencia mucho mayores que los lineales, generalmente en el orden del 80%, reduciendo la energía disipada en el proceso de regulación⁶⁷.

Los reguladores conmutados poseen sus problemas: Son ruidosos, poseen una importante cantidad de ripple a la salida, son de respuesta más lenta ante variaciones rápidas de la carga que los lineales y los circuitos resultantes son complejos. Se puede decir que han ganado mucho popularidad en computadoras personales, aparatos de televisión, equipos portátiles y de escritorio; con un mercado en permanente expansión⁶⁸. Su uso redundante en fuentes más livianas, menor tamaño, alta eficiencia, alto rango de tensiones de entrada y menor costo en altas potencias.

Sin embargo la razón fundamental de no elegir estos, es debido a que el empleo de reguladores switcheados alimentados directamente por la red sólo sirve para aplicaciones en las que no se requiere de aislamiento galvánico y preferiblemente para voltajes de salida de unos 25V o más. Teniendo en cuenta que para obtener voltajes menores es necesario un ciclo útil muy pequeño, y por lo tanto los componentes que intervienen en la conmutación necesitarían trabajar en nS los cuales serían muy costosos.

2.1.1.2. *Análisis de las fuentes Switcheados*

Las fuentes switcheadas comparten con los reguladores ciertas características como el proceso de conmutación, también posee diferentes configuraciones que logran abarcar los rangos de voltaje tanto positivos como negativos. Pero la real importancia de utilizar esta fuente parte de la necesidad de que el regulador conmutado al trabajar en voltajes menores a 25v presenta mucho ruido en la salida de la fuente⁶⁹, lo que sería perjudicial para el amplificador. Por lo tanto se optó por las fuentes conmutadas.

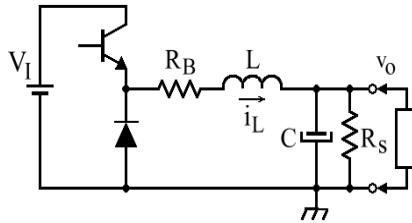
⁶⁷ lbit2 109

⁶⁸ lbit2 121

⁶⁹ lbit2 102

Se realizaron diferentes simulaciones para corroborar si es eficaz el uso de una fuente conmutada. A continuación se presentaran diseños que fueron basados en diseños presentados en aplicaciones del libro apuntes de electrónica.

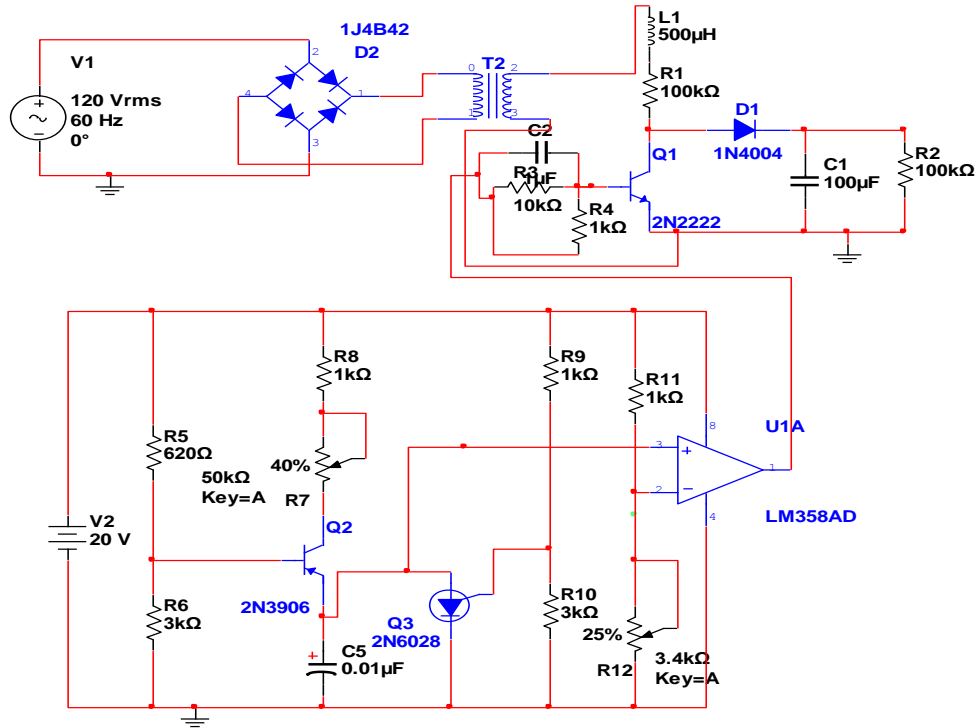
Figura 13. Convertidor directo real



Fuente tomado de libro apuntes de electrónica

Al realizar el montaje de este circuito como se planteó en el capítulo 1 se observó que no era efectivo, porque durante T_1 el circuito de control debe saturar el transistor y establecer una unión entre la fuente primaria y la bobina; sin embargo, si se emplea un transistor NPN como aparece en la figura 13, para lograrlo sería necesario aplicar a la base del transistor una tensión mayor que V_i , lo cual no es lógico si se tiene en cuenta que el circuito de control seguramente está alimentado por la misma fuente primaria (que es la única que hay), y ninguna etapa de salida normal puede producir tensiones de salida mayores que la fuente de alimentación. Por lo tanto al realizar diferentes pruebas con variación de frecuencia la fuente no daba respuesta a favor debido a que el transistor ni se saturaba, ni llegaba a corte. Se realizó una reestructuración para que el circuito sea eficaz.

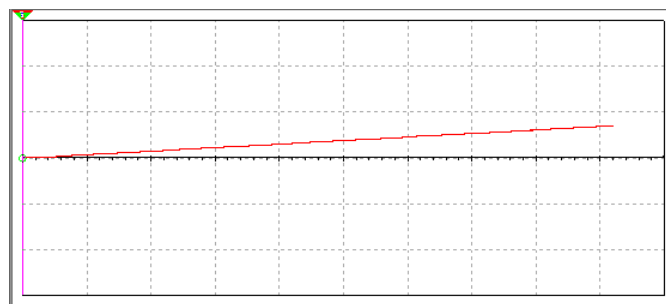
Figura 14. Convertidor directo con snubber



Basado en el libro apuntes de electrónica. Elaborada por los autores en Multisim

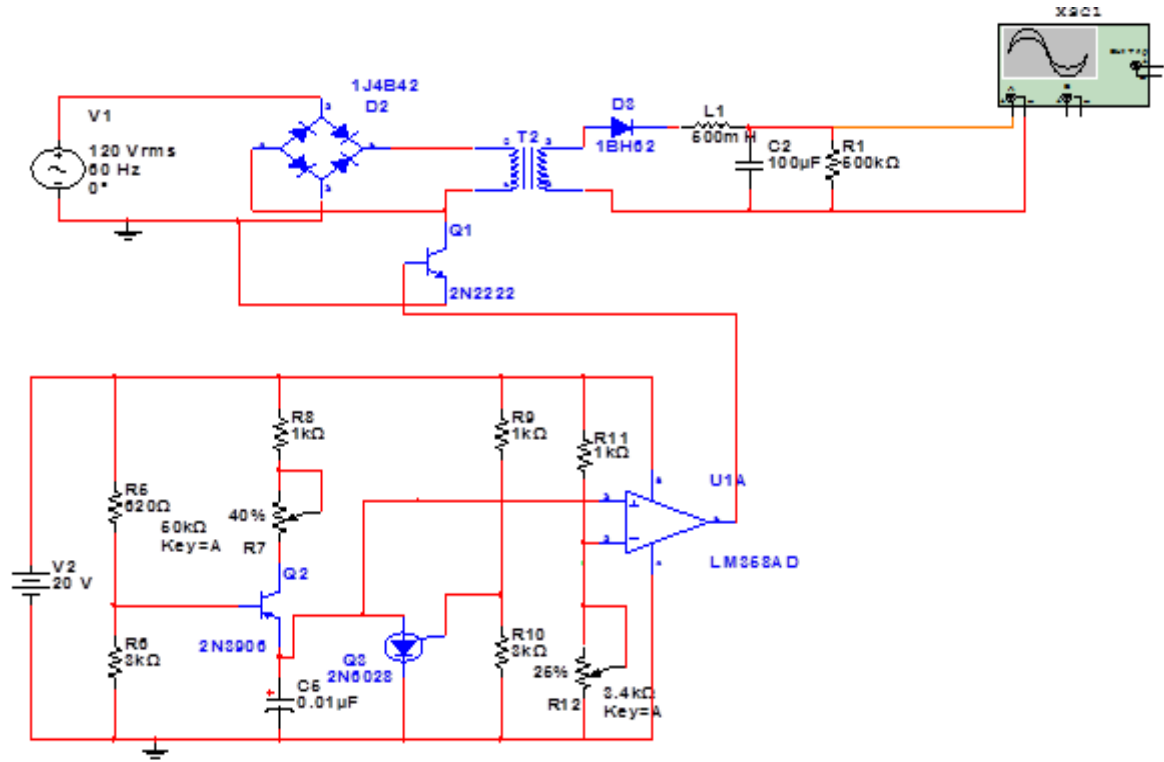
El resultado de la simulación de la figura 14 no fue el esperado ya que el V_o de salida no se estabilizó y la I_o está dentro de los rangos de 3mA- 5mA. En la figura 15, se evidencia lo mencionado. A pesar de recalcular los capacitores y el embobinado no se consiguió un resultado diferente a este, el voltaje de salida nunca se estabilizó. La última muestra de voltaje que se realizó cuando la variación es menor es de 10V. Por consiguiente se decidió realizar un nuevo modelo más sencillo propuesto en libro apuntes de Electrónica.

Figura 15. Simulación del Convertidor Directo con Snnuber



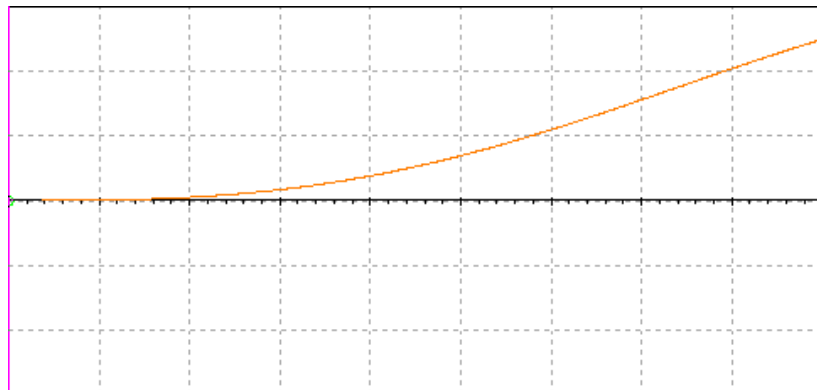
Fuente: Elaborada por los autores en Multisim

Figura 16 .Fuente FlyBack



Basado en el libro apuntes de electrónica. Elaborada por los autores en Multisim

Figura 17. Simulación de la fuente FlyBack

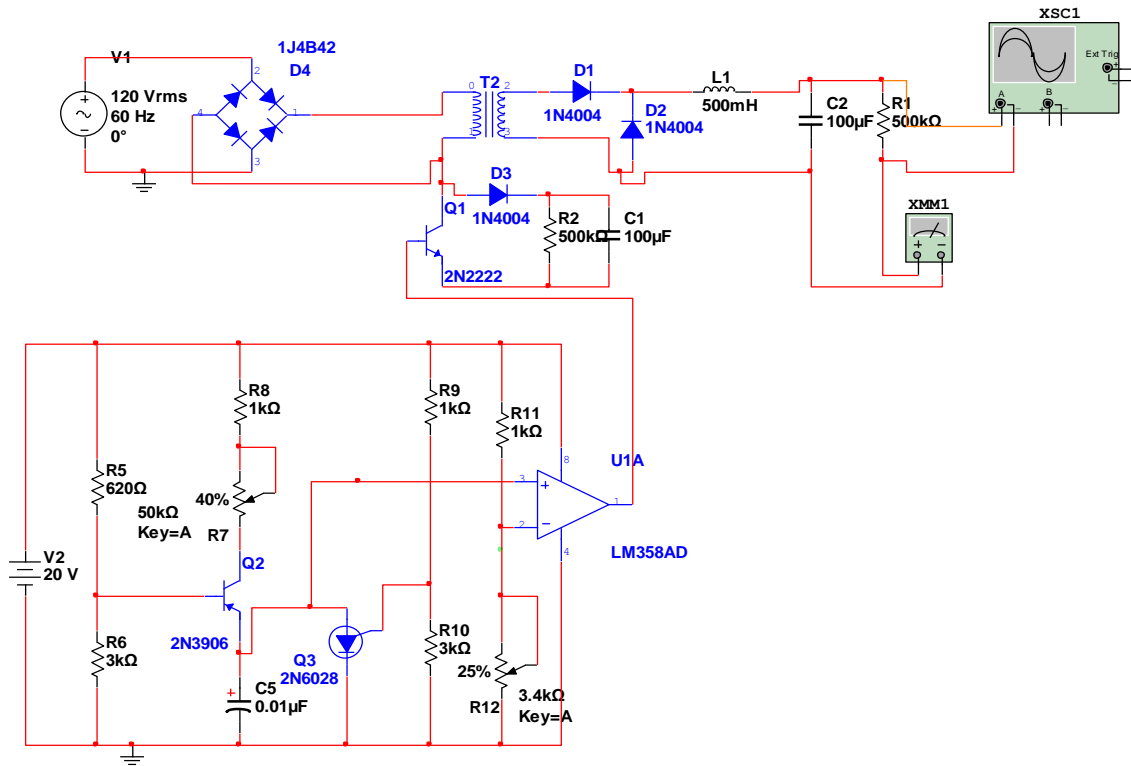


Fuente: Elaborada por los autores en Multisim

En la figura 17 se muestra como el voltaje de salida está creciendo, este voltaje se estableció en 12.5V, aunque se puede modificar para que el voltaje de salida sea mayor no se consiguió que la corriente de salida sea mayor de 60mA. Se realizó otra configuración la cual se acercó considerablemente a lo

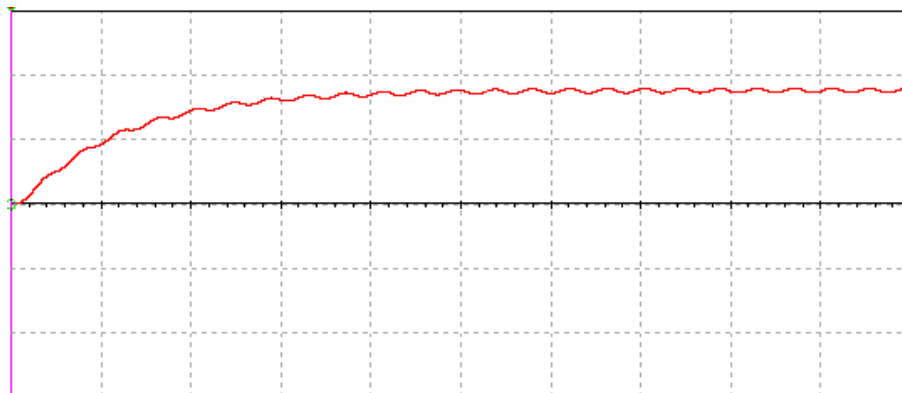
deseado. En la figura 18 se observa el montaje realizado de la configuración Convertidor Directo.

Figura 18. Convertidor directo (Forward Converter)



Fuente: basado en libro apuntes de electrónica

Figura 19. Simulación del Convertidor (Forward converter)



Fuente: Elaborada por los autores en Multisim

Este fue la configuración donde el voltaje de salida es de 38V, y posee una corriente de 2.8 A. Sin embargo esta configuración presenta un rizado de

aproximadamente 2Vp el cual es grande y sería muy perjudicial para el amplificador, se trato de modificar los valores de los embobinados y condensadores para obtener una corriente un poco más grande y no se logró.

Debido a estos inconvenientes se intentaron realizar nuevos cálculos, pero no se consiguió un diseño que permitiera una buena eficiencia, además de una corriente necesario de 3A, ni un voltaje constante que no introdujera ruido en el amplificador, y como se ha mencionado es fundamental que no exista ni un solo armónico demás, si no la amplificación de la señal será errada.

Para realizar una fuente conmutada se necesita de un amplio conocimiento de área de potencia, primero para lograr un voltaje constante permitiendo que al colocar la carga mantenga V_o , y lo segundo que logre que el ruido que genera no se introduzca en el amplificador. El diseño de una fuente es complejo de realizar por la frecuencia de conmutación, el conseguir elementos electrónicos que trabajen a unas grandes frecuencias con una buena eficiencia, si están estos elementos no son comunes y solo se consigue en otros países que han desarrollado grandes implementaciones en electrónica. Por estas razones se decide que se implementara la fuente en vez de construirla. La fuente que se eligió cumple con un requisito muy importante, su corriente de salida es 4 A. A continuación las características de la fuente 60W single Output Switching Power Supply S-60:

Tabla 1. datasheet de la Fuente Serie S-60

	S-60-5	S-60-12	S-60-15	S-60-24
Voltaje DC	5V	12V	15V	24V
Corriente de salida	12 A	5 ^a	4.5A	4A
Potencia de salida	60W	60W	60W	60W
Rango de voltaje	4.75-5.5V	10.8-13.2V	13.5-16.5	21.6-26.4
Rizado y ruido	120Vp-p	120Vp-p	120Vp-p	120Vp-p
Línea de regulación	± 5%	± 5%	± 5%	± 5%
Tolerancia de voltaje	± 2%	± 1%	± 1%	± 1%

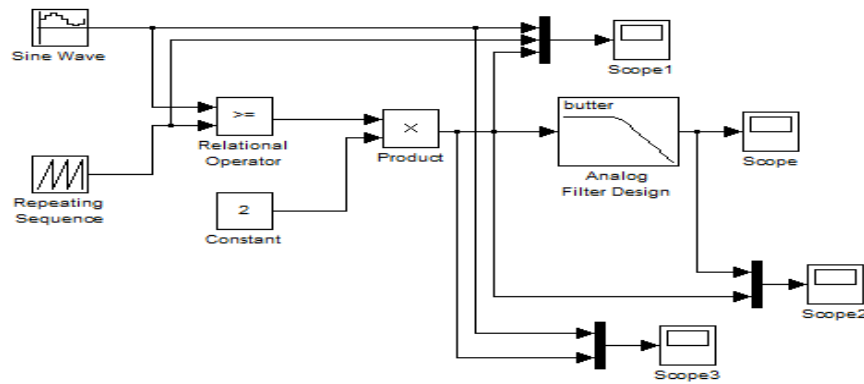
Fuente: tomado del datasheet de la Fuente S-60

2.1.2. Etapa comparación y amplificación

Para esta etapa se necesita realizar una modulación por ancho de pulso, donde la señal de audio, va a ser comparada con una señal triangular. La

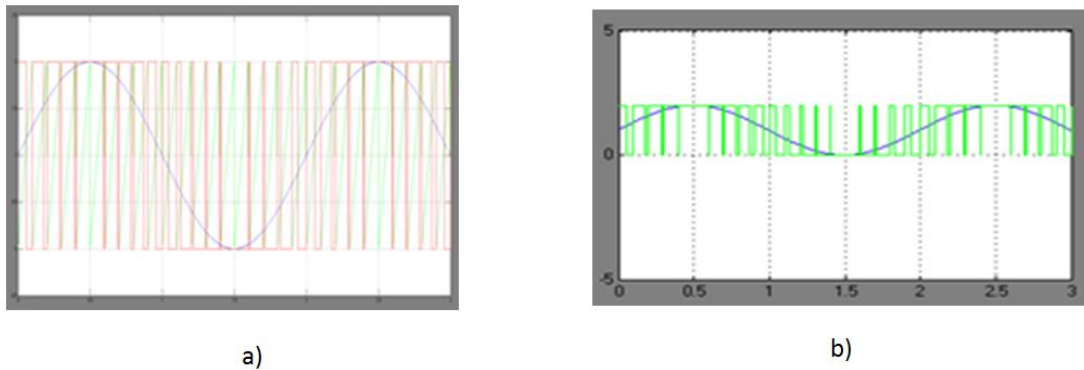
señal moduladora en este caso será la señal de audio y la portadora será una señal triangular de una frecuencia de 200KHz a 400KHz. Se hizo una simulación en Simulink para observar el comportamiento del PWM y su efectividad en frecuencias altas observar la figura 19.

Figura 20. Simulación del PWM Matlab Simulink



Fuente: Elaborada por los autores en Simulink

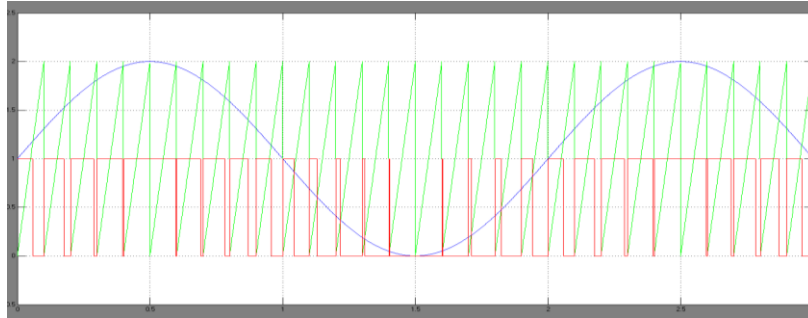
Figura 21. Salidas del PWM



Fuente: Elaborada por los autores en Simulink

En la Imagen 21. a) Se muestra la modulación de la señal de entrada, donde se puede apreciar la variación del ancho del pulso dependiendo del voltaje de la señal sinusoidal y la figura 21. b) es la señal de entrada, junto con la señal triangular y por último la señal modulada. Con esta simulación se busca comprender como debe ser el funcionamiento del PWM a 400KHz, y así comparar con el obtenido en el montaje real. Para recrear un riesgo más posible se crearon dos situaciones la primera será para mostrar que sucede si la señal de referencia es muy pequeña y si la señal es más grande que la de referencia.

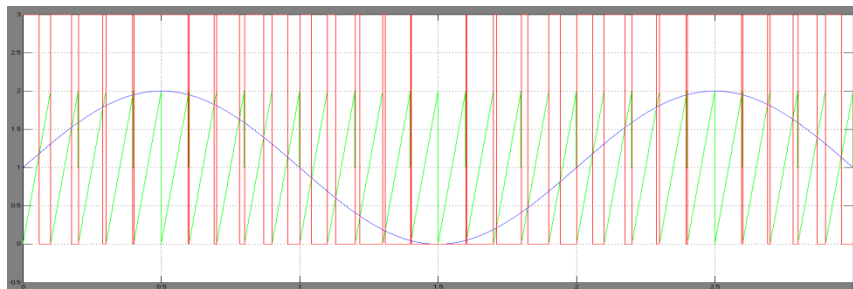
Figura 22. Simulación del PWM si la señal de referencia es pequeña



Fuente: Elaborada por los autores en Simulink

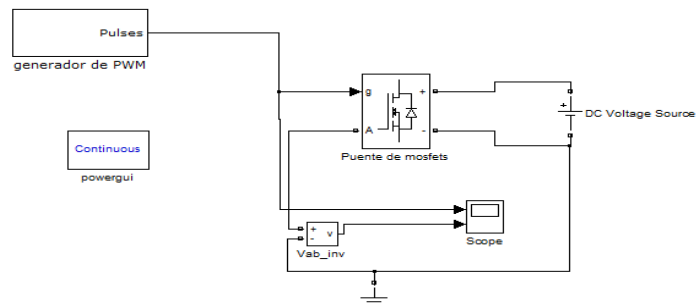
En este caso se observa que la señal modulada bajo en amplitud, la señal roja que se muestra en la figura 22. Por lo tanto a la hora de amplificar esta señal no se obtendrá lo deseado, ya que la ganancia se conserva, y no podrá compensar la amplitud perdida. En cambio en la figura 23 donde se puede apreciar la señal modulada supera la triangular y a la de entrada, esto puede ser muy perjudicial debido a que cuando se amplifique puede presentar la saturación del sistema o en su defecto se incrementara el ruido en la señal y por lo tanto en la señal de salida final.

Figura 23. Simulación de PWM con una señal de referencia mayor



Fuente: Elaborada por los autores en Simulink

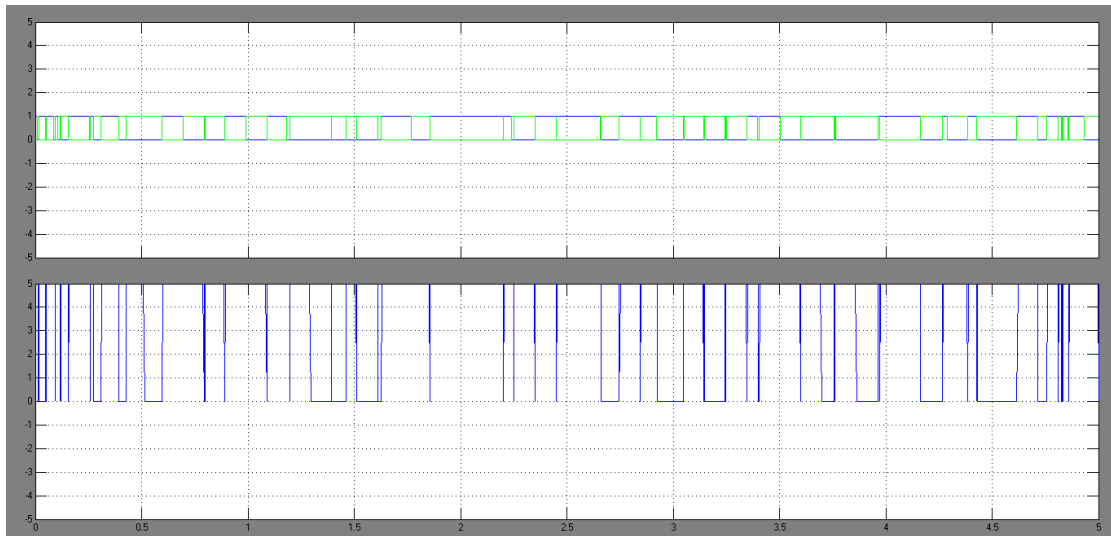
Figura 24. Simulación del puente de Mosfets



Fuente: Elaborada por los autores en Simulink

En la figura anterior (figura 24), se simuló el funcionamiento de los Mosfets conectados a un generador PWM, para identificar cuál debe ser el adecuado comportamiento a la hora de amplificar la señal PWM. Por lo siguiente se expondrá los resultados de las simulaciones.

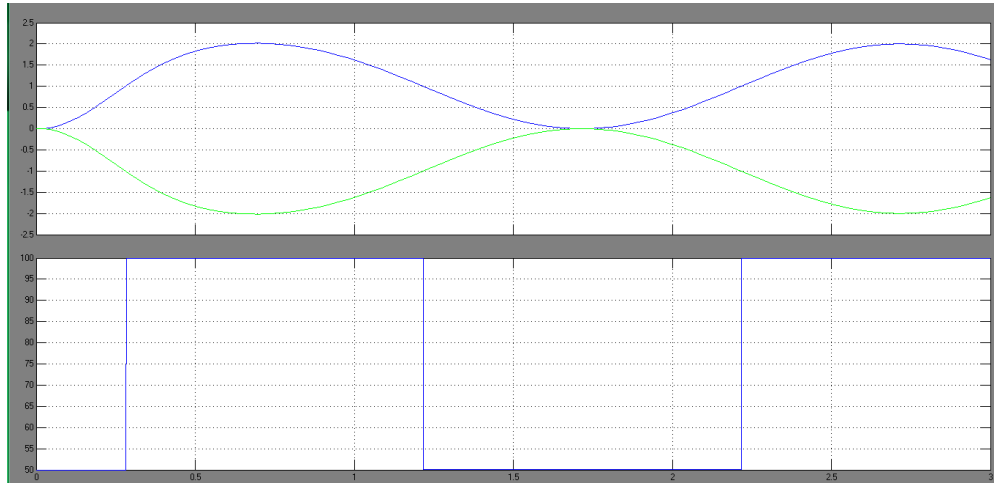
Figura 25. resultado de la simulación de los Mosfets



Fuente: Elaborada por los autores en Simulink

En la figura 24 se planteó un puente de Mosfets PNP, debido a esto se realizó el siguiente arreglo, la señal de salida del PWM, no es solo una, sino dos señales donde una es inversa a la otra con el fin de que el puente no entre en corto. Por esta razón se ven en la figura 25 en la parte superior de la imagen dos señales iguales pero inversas. En la parte inferior de la imagen se expone la amplificación de la señal PWM debido a la conmutación de los Mosfets. A continuación se realizara la unión del PWM diseñado en Simulink y el puente de Mosfets para aplicar esta observación para el diseño final.

Figura 26. Simulación del PWM conectada al puente de Mosfets



Fuente: Elaborada por los autores en Simulink

En esta simulación (figura 26) funciona el PWM con una ganancia mayor a la esperada, de 2Vpp se obtiene una señal PWM amplificada de 100V, una eficiencia casi del 99%.

Después de las observaciones que se hicieron de las imágenes anteriores, y conocer cuáles serían los problemas a la hora de realizar el montaje se aseguró la siguiente dificultad, para la frecuencia que se necesita en el PWM, no se encontró los componentes necesarios que trabajaran a frecuencias altas, es decir, por ejemplo el comparador no se encontró que respondiera eficazmente con los requisitos, solo se encontró unas referencias, una está discontinuada y la otras solo las producen en los países asiáticos el cual es muy costoso adquirirlo. Además las referencias que se encuentran comúnmente no trabajan con una eficiencia mayor de 70%, y necesitan de disipadores muy grandes, conociendo que la idea principal es hacer la fuente muy liviana, conjuntamente la potencia es muy pequeña a lo deseado. Por esta razón se tomó la decisión de adquirir un integrado PWM que trabajara a la frecuencia esperada.

Contemplando esta situación con el PWM también se observó que en el caso de los Mosfets de conmutación pasa algo parecido. Por qué las referencias que se encontraron, no los maneja las librerías de los simuladores que se están usando, como es el caso de Multisim. Y para el caso de adquirirlos en el mercado se encontraron opciones las cuales son muy difíciles de conseguir y por lo tanto su costo superaba lo planeado. Las opciones vistas son las siguientes:

Tabla 2. Mosfets y sus características

Reference	Peak Voltage	RDS-on	CGS	trise	tfall
IRF1010EZ	60v	8.5 m	2810 pF	90 ns	54 ns
IRF3805	75V	3.3 m	7960 pF	150 ns	93 ns
IRF3805	75V	7.0 m	5310 pF	140 ns	120 ns
IRF3808	55V	4.9 m	4780 pF	110 ns	82 ns
IRF1405	55V	6.5 m	3450 pF	95 ns	67 ns
IRF6645	100V	28 m	890 pF	5 ns	5.1 ns
IRF6665	100V	53 m	530 pF	2.8 ns	4.3 ns

Los datos fueron tomados de los datasheet de Texas Instrument

De acuerdo a lo anterior se realizó la búsqueda del integrado para el PWM, y se encontró que viene un chip que trae el PWM y los Mosfets de conmutación, las opciones son las siguientes:

Tabla 3. referencias de integrados opcionales

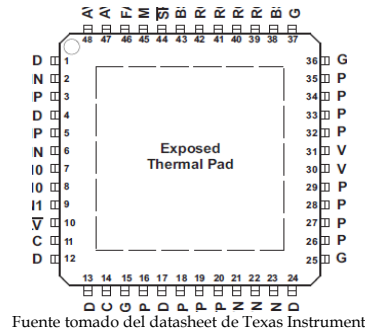
Referencia	Topología	Voltaje de trabajo	Potencia de salida	Eficiencia
TPA3123D2	Full-Bridge	10V - 30V	25W	90%
TAS5760LD	Full-Bridge	8V - 24V	15W	95%
TPA3004D2	Full-Bridge	12V - 15V	12W	92%
TPA3110D2	Hall-Bridge	8V - 26V	15W	90%
TAS5707	Hall-Bridge	8V - 26V	20W	70%
TAS5708	Hall-Bridge	10V - 26V	20W	60%
TAS5727	Hall-Bridge	8V - 26V	25W	90%
TAS5731	Hall-Bridge	8V - 21V	20W	60%
TPA2013D1	Hall-Bridge	1.8V - 5.5V	2.7W	90%
TPA3100D2	Full-Bridge	10V - 26V	20W	93%
TPA3124D2	Hall-Bridge	10V - 26V	15W	80%

Los datos fueron tomados de los datasheet de Texas Instrument

De acuerdo a lo anterior se escogió el integrado que más se acercó a lo que se está buscando, contando con la facilidad de adquirirlo y el costo que representa comprarlo. el que cumple con una eficiencia del 93%, además de manejar frecuencias entre 1KHz y 500KHZ, sin contar que posee un circuito de protección por si se presentan cambios abruptos en corriente, y lo más importante cumple con la potencia que se planteó de 20W de salida es la referencia TPA3100D2 a continuación.

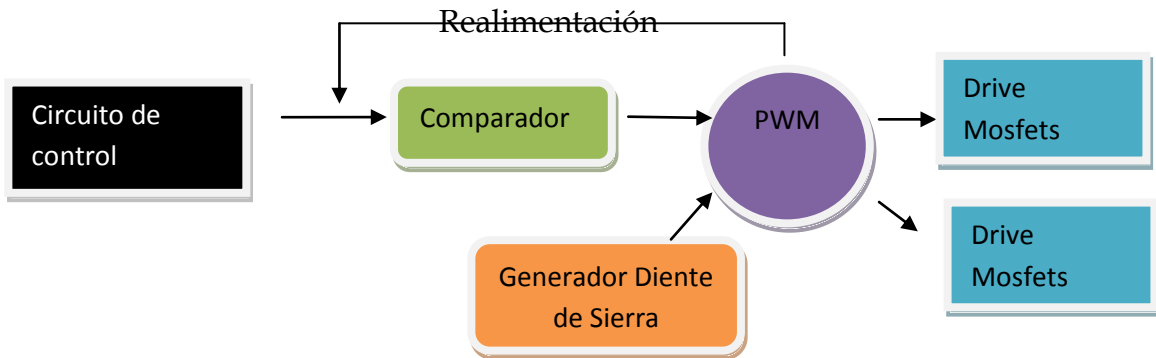
2.1.2.1. Características del integrado TPA3100D2

Figura 27. Empaquetamiento del TPA3100D2⁷⁰



Como se mencionó anteriormente este integrado posee una eficiencia muy buena el cual lo asegura los fabricantes y posee circuitos para cambios bruscos en corriente. Para su análisis se presentara un diagrama de bloques del funcionamiento del integrado que está contemplado en la figura 28. En la figura 27 se presentó el empaquetamiento del integrado el cual es superficial.

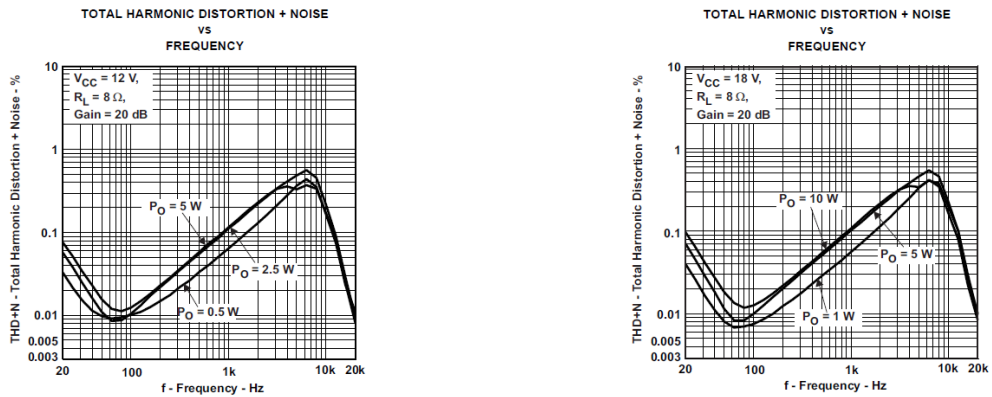
Figura 28. Esquema del funcionamiento del TPA3100D2



A continuación se evidenciara las especificaciones del fabricante que contribuyen al amplificador en relación con la distorsión armónica/ruido vs frecuencia, dependiendo el voltaje de trabajo.

⁷⁰ Datasheet Texas Instruments TPA3100D2

Figura 29. Respuesta del integrado TPA3100D2⁷¹.



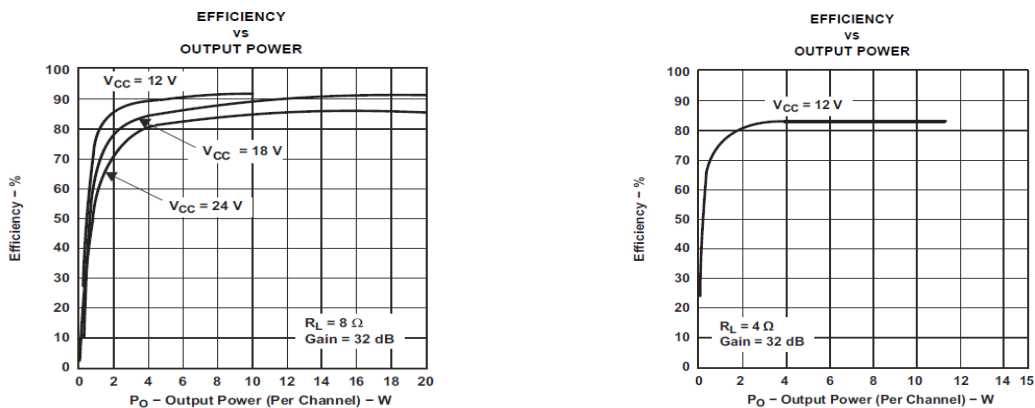
Fuente tomada del datasheet de Texas Instrument

a)

b)

En la Figura 29 se observa el comportamiento del integrado a frecuencias entre 20Hz y 20KHz y cómo afecta a la distorsión armónica. En el caso de la figura 28.a la alimentación del chip es de 12V y muestra un pico en una frecuencia de 10KHz donde a partir de esta frecuencia cae la THD. Por lo tanto asegura una eliminación de esta distorsión en frecuencias altas. En la figura 27.b muestra un comportamiento muy parecido, la diferencias es la potencia generada por la alimentación Vcc, sin embargo está decreciendo después de los 10KHz. Es importante considerar la eficiencia dependiendo de la potencia de salida a continuación un análisis según el fabricante.

Figura 30. Potencia de salida Vs eficiencia⁷²



Fuente tomada del datasheet de Texas Instrument

⁷¹ lbit7 pag 3

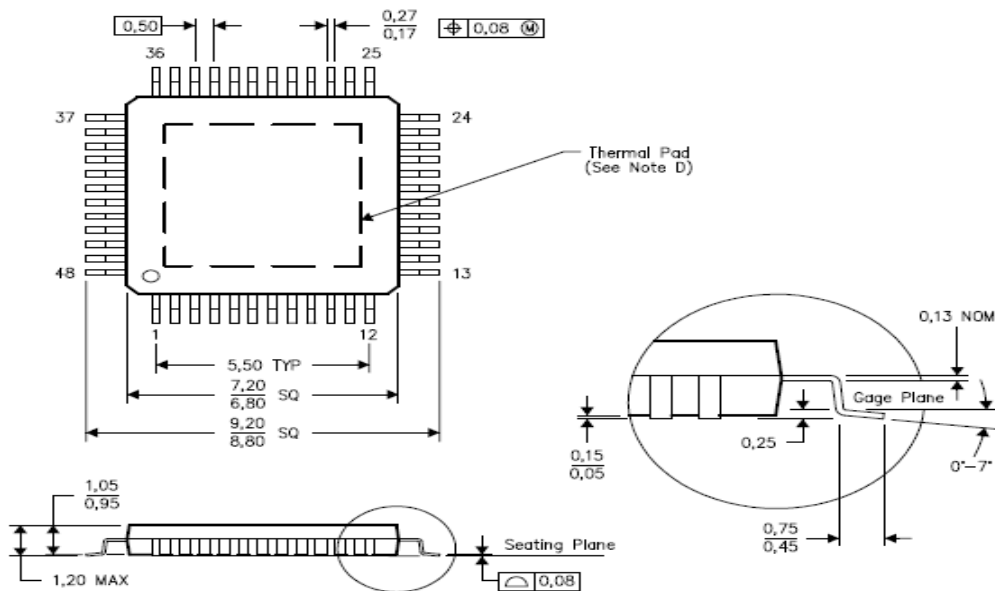
⁷² lbit7 pag 3

Como se puede apreciar figura 30 alimentando el integrado con un 18V se mantendrá la potencia requerida, además de mantener la eficiencia planteada. Estas graficas fueron la razón más importante para la elección de este chip, ya que todo está diseñado en torno a la potencia de salida de 20W. Si se alimentara con un Vcc por debajo de los 18V la potencia de salida no será la misma, y se perderá la mitad, es decir la potencia de salida se aproximara a 10W.

2.1.2.2. Características Físicas

Como se mencionó el chip está diseñado para un montaje superficial, por lo tanto se mostraran sus características físicas para considerarlo en el diseño de la PCB.

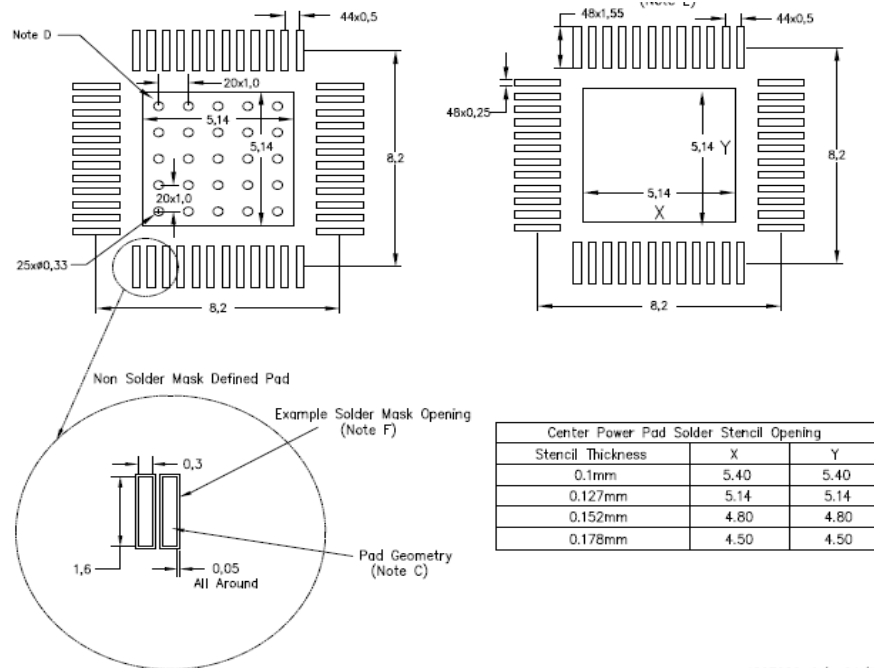
Figura 31. Longitudes de los pines y del integrado⁷³



Fuente tomada del datasheet de Texas Instrument

⁷³ lbit7 5

Figura 32.Perímetros de los pines y distribución en el integrado⁷⁴



4707626-6/H 04/12

Fuente: tomado del datasheet de Texas Instrument

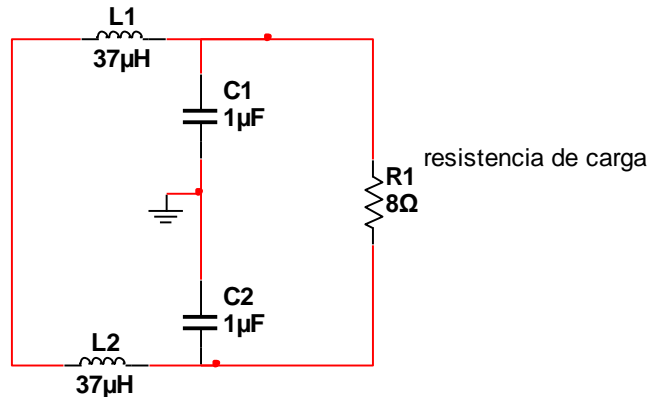
Estos datos permiten conocer las magnitudes del chip y así tenerlos en cuenta para el diseño y distribución de todos los elementos en la PCB, incluyendo el grosor de los caminos. En la figura 31 se evidencia los pines hacia afuera el integrado indicando la forma de conexión, también la longitud de los pines, y en la figura 32 se observa la distancia entre pines, el área de estos, y la distribución de la superficie del integrado en sus conexiones.

2.1.3. *Diseño del filtro Butterworth*

Para el diseño del filtro Pasa-Bajos Butterworth de segundo orden se tuvieron en cuenta dos consideraciones, la primera es que la salida del integrado TPA3100D2 es diferencial y la segunda la frecuencia a la cual se reconstruirá la cual corresponde a 20KHz. Además de los datos suministrados en la hoja de datos del chip, específicamente a los montajes de aplicación donde recomiendan una configuración de filtro, el cual fue analizado y recalculado para corroborar su eficiencia en el proyecto.

⁷⁴ lbit7 6

Figura 33. Diseño del filtro



Fuente: Elaborada por los autores en Multisim

La figura 31 muestra la configuración sugerida, los cálculos respectivos a frecuencia se muestran a continuación.

$$Z_1 = LS$$

$$Z_2 = 1/CS // R_1$$

Ecuación (5) paralelo de las impedancias

$$Z_2 = \frac{\frac{R_1}{CS}}{\left(\frac{1}{CS}\right) + R_1} = \frac{R_1}{1 + R_1CS}$$

$$V_o = \frac{V_i * Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right) + 1} = \frac{R}{S^2 RLC + SL + R}$$

Ecuación (6) Función de transferencia del filtro

Se organiza la ecuación para diferenciar las frecuencias de corte.

$$\frac{R}{S^2 RLC + SL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{S^2 + \frac{S}{RC} + \frac{1}{LC}}$$

Ahora se igualara a una función de transferencia de un sistema de segundo orden

$$\frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{W_o^2}{s^2 + \sqrt{2} W_o s + W_o^2}$$

Ecuación (7) igualación de una ecuación de un sistema de segundo grado con la función de transferencia

Tomando como referencia que la frecuencia que se necesita de corte es de 20KHz y que la $W=2\pi Fc$

$$W_o = 2\pi * 20KHz = 125663,7061$$

Ecuación (8) Frecuencia Angular.

$$W_o^2 = \frac{1}{LC}$$

Ecuación (9) Frecuencia de corte del filtro.

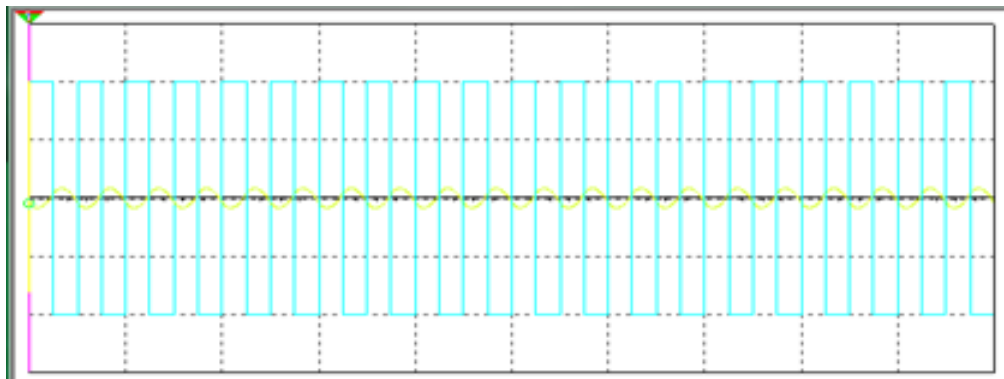
Si se asume un valor de $L=33\mu H$ el valor del condensador será

$$C = \frac{1}{LW_o^2} = \frac{1}{33\mu H * 125663,7061^2} = 1,91\mu F$$

Ecuación (10) Cálculo del condensador para el filtro.

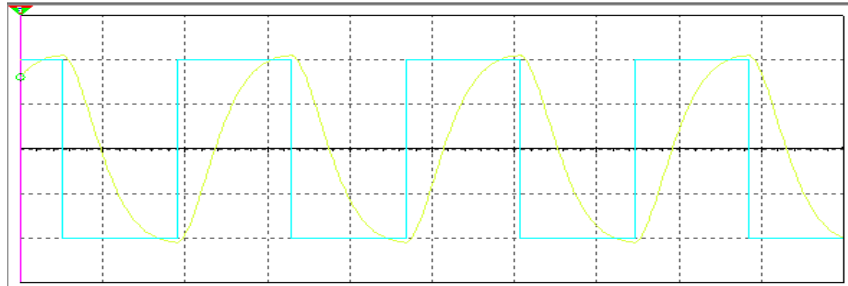
Simulación del filtro para observa su respuesta

Figura 34. Salida del amplificador a 100KHz



Fuente. Elaborada por los autores en Simulink

Figura 35. Salida del amplificador a 18KHz



Fuente. Elaborada por los autores en Multisim

Figura 36. Diagrama de Bode del Filtro de salida



Fuente. Elaborada por los autores en Multisim

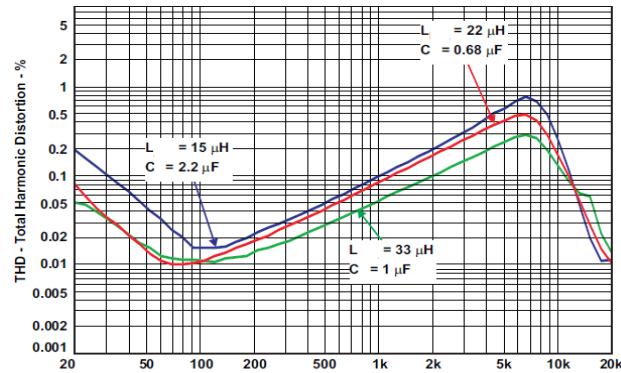
Para el circuito de prueba hecho en Multisim, se conectó un generador con una señal cuadrada a 100kHz y 1Vp al filtro, y una herramienta que permite realizar el diagrama de bode.

En la figura 34 se observa la señal cuadrada posee la amplitud propuesta y la señal sinusoidal una amplitud de aproximadamente 60mVp, en comparación con la señal sinusoidal en la figura 35 donde posee una amplitud de 1Vp, debido a que se modificó la frecuencia de la señal cuadrada a 18KHz y se conservó la misma amplitud, obteniendo un pasa-bajos ideal para las exigencias del amplificador.

Para tener más claro la respuesta del filtro se realizó un diagrama de bode, figura 35, donde se observa que la señal decae 3dB en 23KHz, así demostrando que esta frecuencia es la frecuencia de corte del filtro. Es necesario resaltar que la resistencia de carga nunca se conectara a tierra debido a que la salida del amplificador es diferencial, por esta razón se diseñó de esta forma. Con esta simulación se observa que el filtro actuó según los

esperado, porque en la banda pasante el rizado es nulo, además de caer cerca a lo 40dB por década.

Figura 37. Filtro vs THD



Tomado de datasheet de Texas Instrument

Con respecto a la distorsión armónica de la señal de salida, se presenta una gráfica (Imagen 37) de análisis de respuesta del filtro y cómo influye en la THD.

En esta gráfica se evidencia las variaciones que presenta la THD cuando se modifican los valores de los elementos que componen el filtro. De acuerdo con lo que se manifestó en la gráfica los valores de la bobina y el condensador que no incrementan considerablemente la THD son los correspondientes al diseño propuesto para el amplificador.

2.1.4. *Diseño del plano final y de la PCB*

Para el diseño de la PCB se utilizó un programa llamado Altium, en donde se permite configurar el empaquetamiento de los elementos del circuito, además de permitir aprovechar el espacio de la PCB de la forma más adecuada para el diseño.

Se realizaron ajustes en la PCB para dejar puntos que permitieran la visualización de las señales importantes en cada etapa. Es el caso de la señal de entrada, la señal PWM amplificada sin filtrar y por último la señal final.

Para el diseño de la PCB, el primer paso fue realizar el montaje del amplificador en el programa Altium, sin embargo como todos los elementos

que lo conforman no poseen el mismo empaquetamiento, debido a que no se consiguieron de buena calidad, y a la potencia deseada, entonces se procedió a escoger cada uno con el empaquetamiento que le correspondiera.

A continuación se presenta el montaje final, configurando el chip, con las ganancias propuestas, los acoples para la toma de muestras, los ajustes que necesita la configuración del chip, las tierras necesarias.

Se recuerda que la salida de amplificador es diferencial por lo tanto en el amplificador se tendrá un puente que aprovechara el voltaje de alimentación total en cada semiciclo de la señal. Los diseños finales se pueden encontrar en el anexo.

3. Pruebas y análisis

3.1 Evaluación del funcionamiento

Debido a la importancia de esta etapa en la elaboración del proyecto se tomaron diferentes pruebas y mediciones; de eficiencia con respecto a integridad de la señal de entrada con respecto a la señal de salida, de ganancia, eficiencia de filtros. El análisis de dichas pruebas demostrara si los requerimientos planteados al principio del proyecto fueron alcanzados de forma satisfactoria y las deficiencias que este pueda llegar a tener.

3.1.1 *Evaluación del funcionamiento en el rango de frecuencias audibles*

3.1.1.1 *Limitaciones y consideraciones de medición*

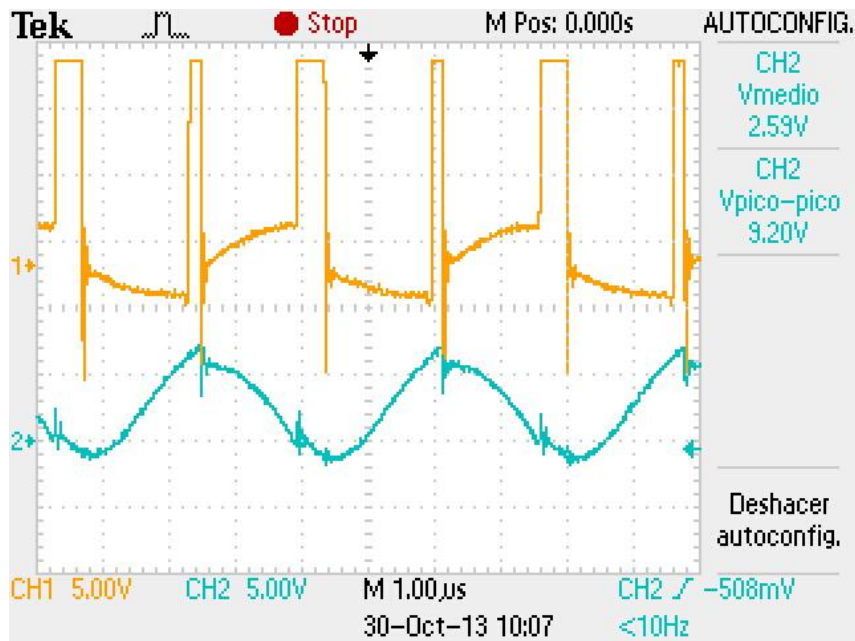
Para verificar la eficiencia del amplificador se midieron voltajes y corrientes de entrada tanto como de salida, para analizar la ganancia se observo el espectro de frecuencia y la ganancia en decibeles de las frecuencias de importancia, de esta manera también se evalúan la eficiencia de los filtros.

Debido a que la señal de salida no tiene una tierra común no es posible medirla al tiempo con la señal de entrada, puesto que el osciloscopio internamente uniría esta señales con su tierra como punto común, lo que ocasionaría errores en las mediciones y posibles daños al equipo.

3.1.1.2 *Mediciones de salida*

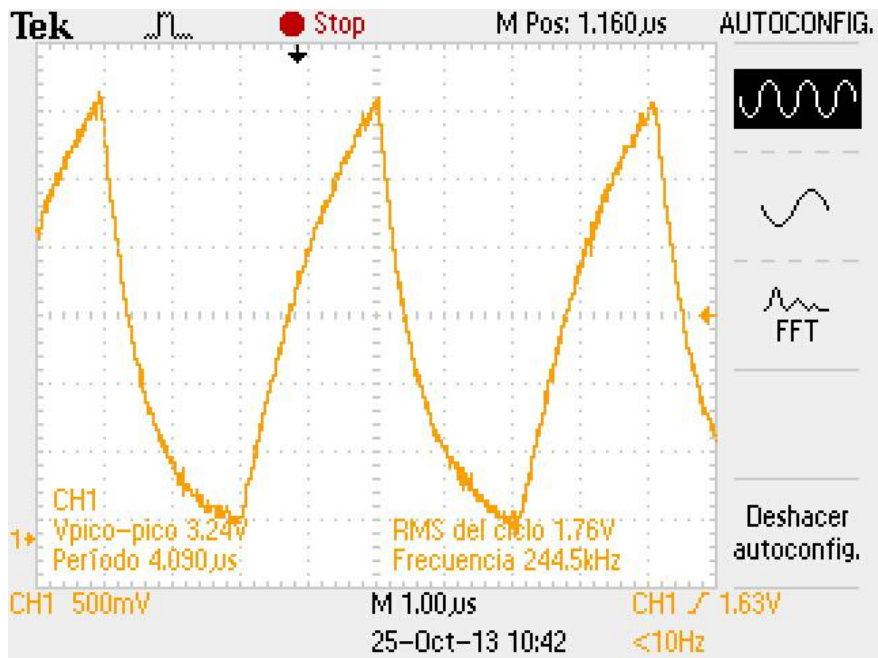
Se tomaron mediciones en frecuencias de 1 KHz, 5 KHz, 10 KHz y 15 KHz. En cada medición hubo un factor común y es la frecuencia de trabajo del PWM proveniente de la señal de diente de sierra, luego de varias pruebas y mediciones en las cuales la frecuencia cambiaba de ganancia redujimos las posibles razones a que esta señal se presentara a dos razones. La primera es los restos de flux que pueden haber quedado bajo el integrado luego de su implementación dado que al realizar varias limpiezas se logro reducir la presencia de la frecuencia de la señal PWM en la salida, y la segunda a la imposibilidad de crear islas de tierra digital y tierra analógica por separado debido al complejo diseño del pcb.

Figura 38. Señal de 250 KHz en la salida



La figura 38 nos muestra la señal que está presente a la salida del amplificador y se suma a la señal de salida cuando en amplificador se encuentra en operación.

Figura 39. Señal Rampa con que trabaja el PWM



La figura 39 nos muestra la señal con que se compara la señal de referencia para generar el PWM. Las frecuencias de las dos señales son similares.

Las señales de entrada tienen un valor de 200 mV pico a pico, se escogió esta amplitud para poder apreciar el comportamiento del ruido externo que pueda haber, la frecuencia varia entre los valores ya mencionados

Figura 40. Señal de entrada con frecuencia de 1 KHz

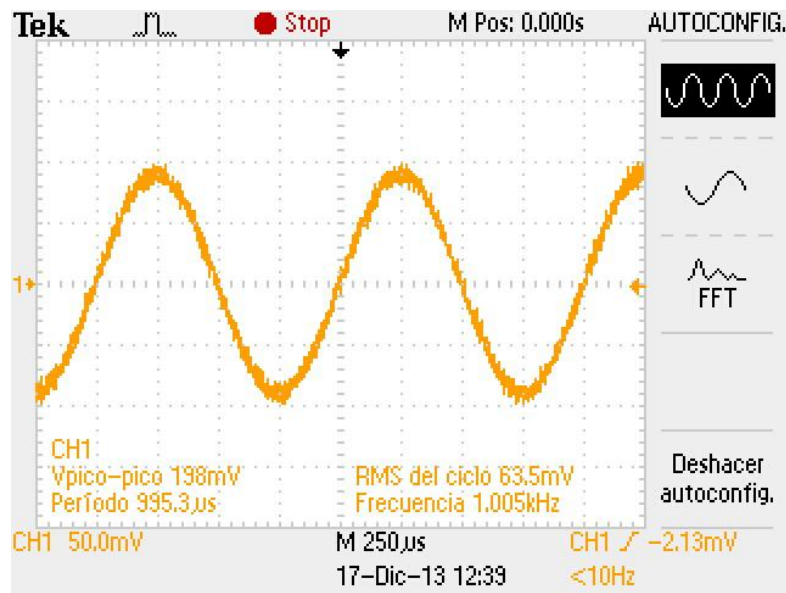
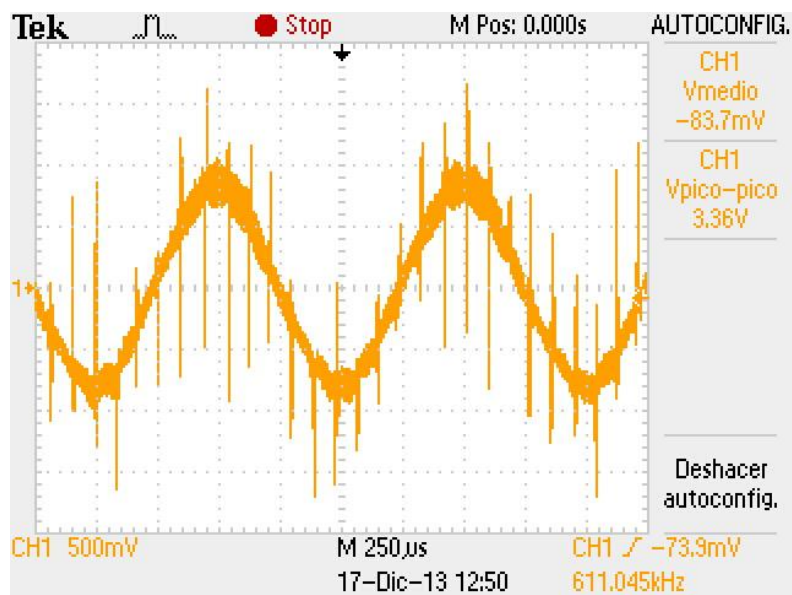


Figura 41. Señal de salida para 1 KHz de entrada



Las figura 40 nos muestra la señal de entrada la cual tiene una amplitud de 200 mV pico a pico con una frecuencia de 1 KHz, la figura nos muestra la salida para la señal de entrada de la figura 40. La señal de salida tiene una amplitud de 2 voltios pico a pico, amplificando 10 veces la señal de entrada, a su vez se puede ver unos picos en la señal los cuales suponemos se deben al ruido presente.

Figura 42. Señal de entrada con frecuencia de 5 KHz

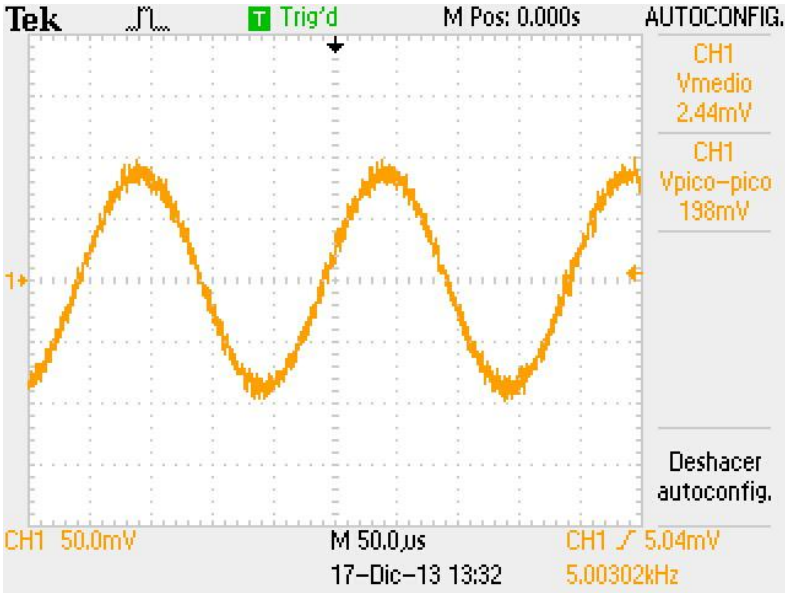
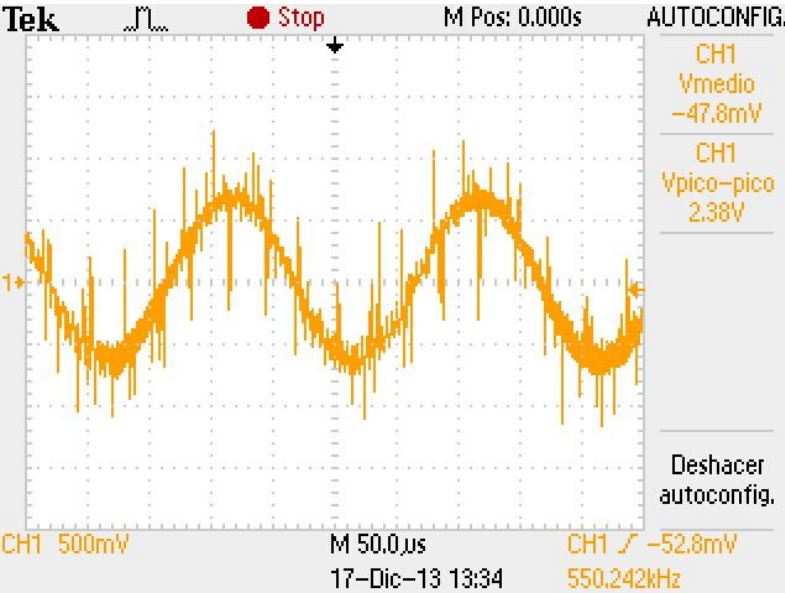


Figura 43. Señal de salida para 5 KHz de entrada



La figura 42 y 43 nos muestran las señales de entrada y salida respectivamente, al igual que en el caso anterior la amplitud de la señal de entrada es de 200 mV pico a pico con un frecuencia de 5 KHz, la señal de salida tiene un amplitud de 1.5 V dando como resultado un ganancia de 7.5, esto se debe al filtro y podrá ser corroborado en el análisis de espectro de frecuencia. El ruido presente no parecía ser perteneciente a una señal periódica, puesto que en el análisis de espectro de frecuencia solo aparecían ganancias para la señal de la banda pasante y la de trabajo del chip, por esta razón no se tomo en cuenta la poción de un segundo filtro que eliminara este ruido, dado a que no parecía afectar la calidad de salida de audio en la salida del amplificador.

Figura 44. Señal de entrada con frecuencia de 10 KHz

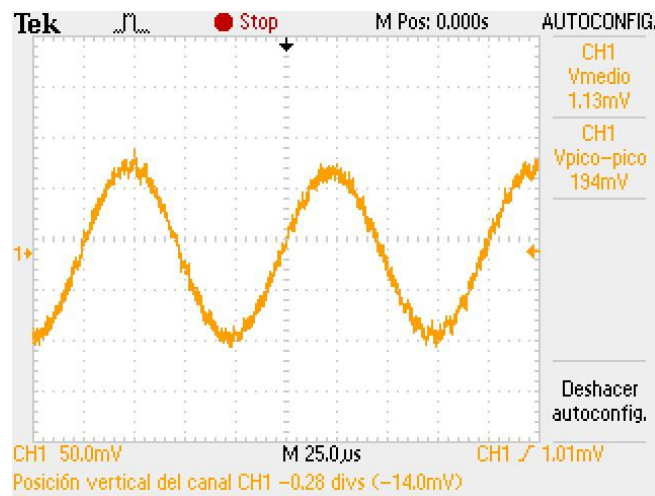
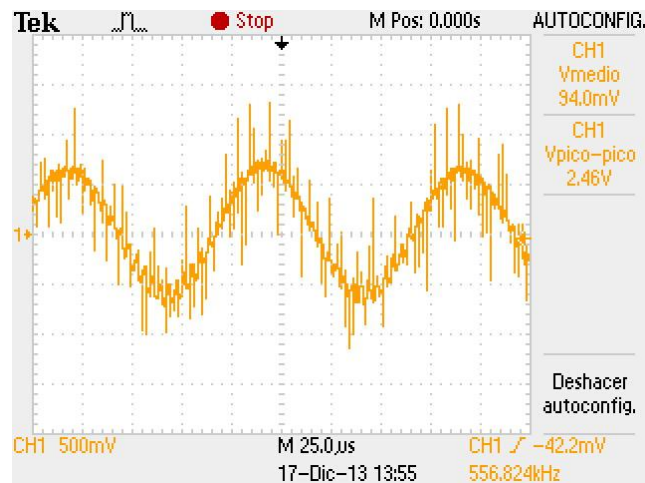


Figura 45. Señal de salida para 10 KHz de entrada



Las figuras 44 y 45 nos muestran las señales de entrada y salida a una frecuencia de 10 KHz, la señal de entrada tiene una amplitud de 200 mV pico a pico mientras que la de salida tiene una amplitud de 1.5 V aproximadamente dando como resultado una amplificación de 7.5, indicando que la banda pasante está cayendo un poco antes de la frecuencia de corte.

Figura 46. Señal de entrada con frecuencia de 15 KHz

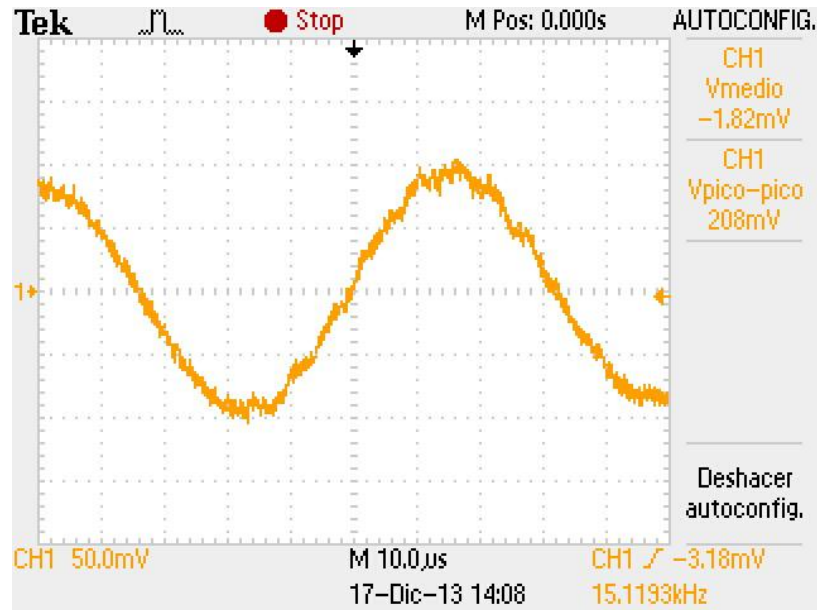
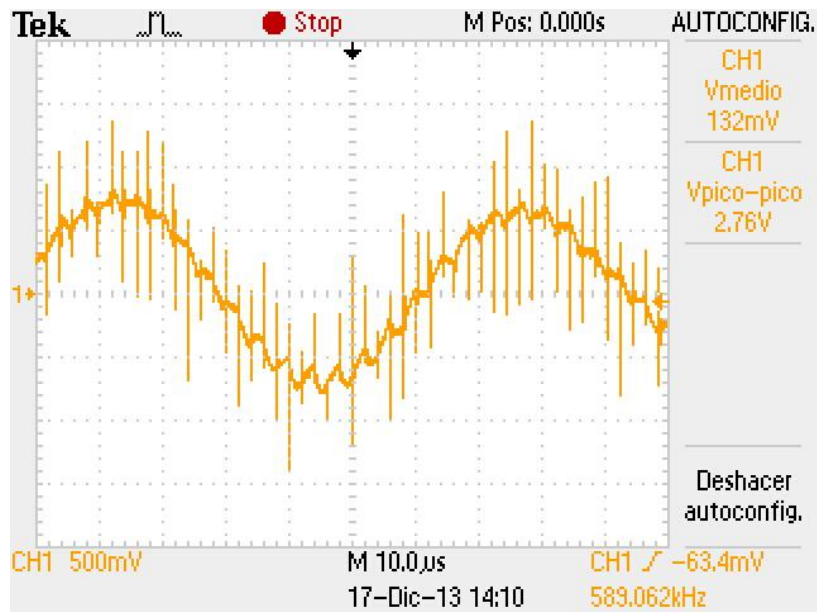


Figura 47. Señal de salida para 15 KHz de entrada



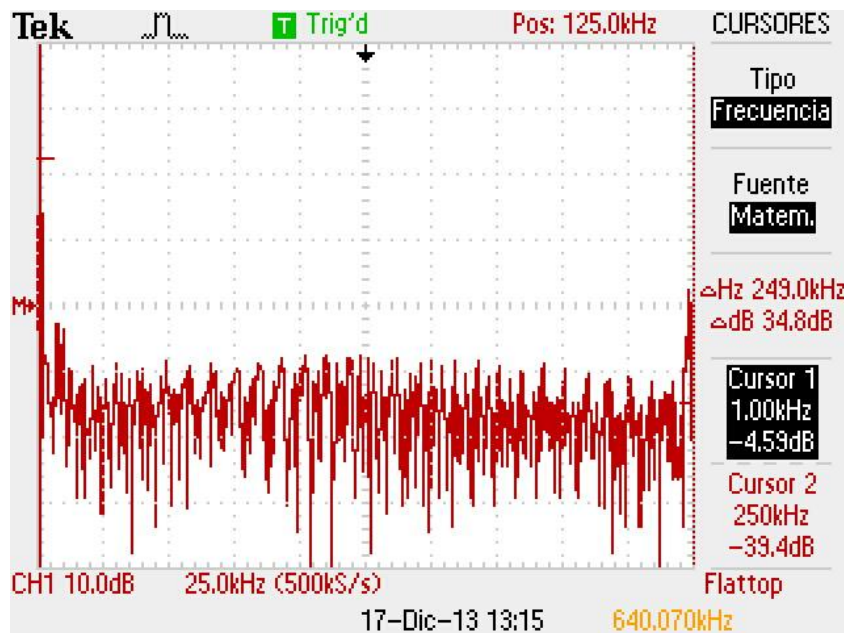
Las pruebas hechas para la señal de 15 KHz fueron realizadas con los mismos valores de las pruebas para las demás frecuencias (200 mV pico a pico de entrada) y los resultados se pueden ver en las figuras 46 y 47. La señal de salida tiene una amplitud de 1.3 V aproximadamente, corroborando lo anteriormente dicho con respecto a la banda pasante del filtro y que será comprobado en el análisis del espectro de frecuencias.

En todas las señales de salida se observa picos los cuales tienen un valor aproximado de 1 V, al principio se pensó que era una señal que estaba generando una interferencia, pero al observar el espectro de frecuencias pudimos observar que no hay ninguna señal periódica que este interfiriendo en la salida.

Las pruebas fueron tomadas en la configuración de ganancia más pequeña del amplificador la cual es de 20 dB (según datasheet).

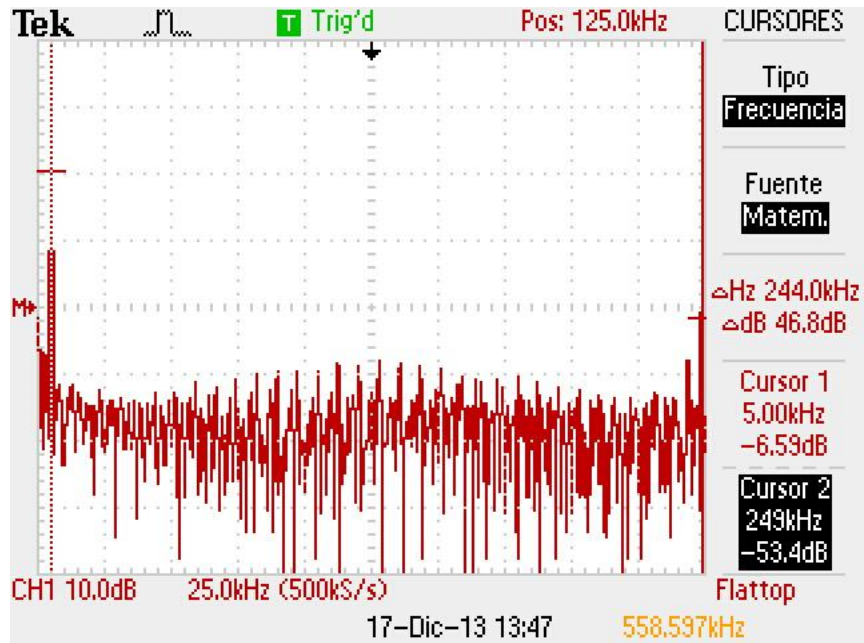
3.1.1.3 Mediciones de funcionamiento del filtro por medio de los espectros de frecuencia

Figura 48. Espectro de señal para 1 KHz



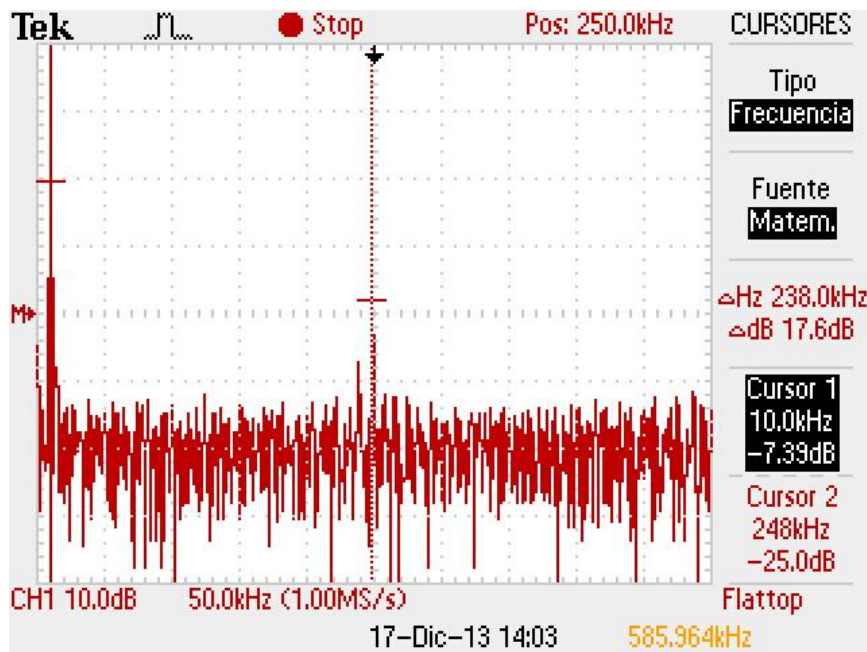
La figura 48 nos muestra el espectro de frecuencias para la señal de salida a una frecuencia de 1 KHz, la ganancia para la señal de 1 KHz se encuentra en -4.59 dB, mientras que las demás frecuencias caen a un promedio de -40 dB tal y como es lo esperado.

Figura 49. Espectro de señal para 5 KHz



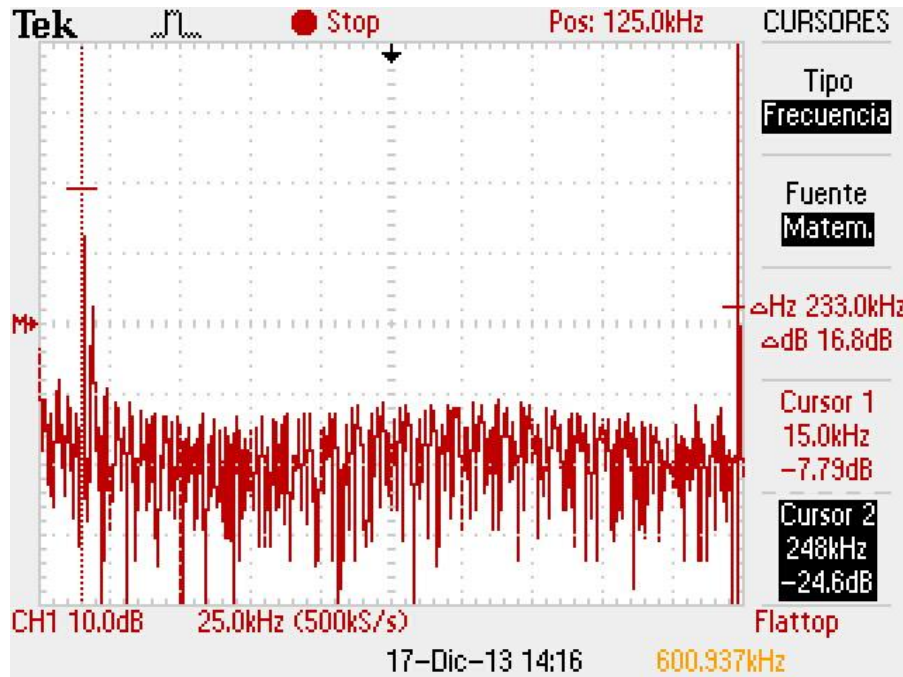
La figura 49 nos muestra el espectro para la frecuencia de salida de 5 KHz, la ganancia para esta frecuencia ha caído 2 dB en relación a la señal de 1 KHz, las demás señales caen a -40 dB.

Figura 50. Espectro de señal para 10 KHz



La figura 50 nos muestra el comportamiento del espectro de frecuencias para una señal de 10 KHz, la ganancia a caído a un valor de -7.39 dB para la frecuencia de 10 KHz, mientras que la frecuencia de 250 KHz tiene una ganancia aproximada de -25.0 dB lo cual era esperado por los factores anteriormente mencionados, las demás frecuencias caen como es esperado.

Figura 51. Espectro de señal para 15 KHz



La ganancia para la frecuencia de 15 KHz tiene un valor de -7.79 dB manteniéndose casi igual a la ganancia de 10 KHz, igualmente ocurre con la frecuencia de 250 KHz.

Las ganancias en la frecuencia de medición caen desde 4 dB hasta 7 dB aproximadamente de los cálculos para un filtro Butterworth, dado que teóricamente la ganancia en la banda pasante debería ser de 0 dB. Por lo cual se puede decir que existe una pequeña pendiente en la banda pasante del filtro antes de la frecuencia de corte. Sin embargo las demás frecuencias caen a un aproximado de - 40 dB, lo cual demuestra la eficiencia del filtro y del amplificador.

La otra frecuencia que tiene una ganancia considerable es la de 250 KHz. La cual está presente todo el tiempo en la salida incluso sin señal de entrada,

como ya se ha dicho suponemos que esto se debe a los residuos que pueden haber quedado bajo el integrado al igual que al problema de las islas de tierra digital y tierra análoga en el diseño del PCB

3.1.2 Evaluación de los periféricos de medición

Al principio del proyecto se determinaron tres opciones para la visualización de las señales, la primera de ellas fue la idea de hacer una captura de datos de la señal por medio de un microprocesador, luego almacenarlos y trabajar con ellos, sin embargo la frecuencia de 250KHz con la cual trabaja el chip, hace que la velocidad de captura de datos sea lo suficientemente alta como para no poder ser realizada con un microprocesador normal. La segunda opción para la visualización consistía en tomar las muestras por medio de alguna tarjeta y mostrarlas en un software en el PC, pero las tarjetas comunes no alcanzan la frecuencia de muestreo necesaria para esta señal, y las que alcanzan esta frecuencia de trabajo tienen un costo bastante elevado. La tercera opción, y la cual fue adoptada para el proyecto, fue la de periféricos a osciloscopio.

Los periféricos están conectados a una distancia promedio de 5 cm de las conexiones en la placa del circuito, esto para reducir en lo posible la interferencia por ruido, sin embargo en la conexiones por las sondas se genera una distorsión. Sin embargo las señales que son vistas en el osciloscopio son lo bastante claras para poder ser analizadas y entender el funcionamiento del amplificador.

3.1.3 Evaluación de la fuente conmutada

Se escogió una fuente que estuviera entre los límites de trabajo establecidos por el chip y que cumpliera con los requerimientos de potencia, la fuente escogida fue una Meanwell S-60-24, la cual suministra un voltaje de 24 V con una corriente constante de 2.5 A.

Las pruebas iniciales que se realizaron con una fuente común dieron como resultado la caída de la corriente con frecuencias bajas de entrada, al realizar las pruebas con la fuente conmutada este problema fue corregido. Se pensó que la radiofrecuencia particular de este tipo de fuentes podría afectar el funcionamiento del amplificador, sin embargo las no se produjeron interferencias en la señal del amplificador con la frecuencia de trabajo del PWM de la fuente conmutada.

3.2 Evaluación del desempeño

3.2.1 Evaluación de trabajo a señales de audio

El amplificador tiene 4 ganancias que se pueden apreciar en la tabla 4. El amplificador tiene un rango de amplitud de entrada de entre 300 mV hasta 1.5 V, después de este valor.

Tabla 4. Ganancias

Gain 0	Gain 1	Amplificación en dB
0	0	20
0	1	26
1	0	32
1	1	36

Tomado del datasheet TPA3100D2

El dispositivo no presento problemas con señales de audio normales, ni con aquellas que contenían en su mayoría frecuencias bajas.

3.2.2 Evaluación de eficiencia

Para evaluar la eficiencia del amplificador se utilizó la ecuación general de eficiencia.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100$$

Ecuación (11) Eficiencia.

La señal de entrada del amplificador fue una sinusoidal con una amplitud de 1 V con una frecuencia de 1 KHz, se midieron los datos de voltaje y corriente de alimentación al igual que el voltaje en uno de los parlantes, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

$$V_{in} = 24 \text{ V} \quad I_{in} = 285 \text{ mA}$$

$$V_{out} = 10 \text{ V} \quad R_L = 8$$

A continuación calculamos la potencia de entrada y salida respectivamente.

$$P_{in} = V_{in} \times I_{in}$$

$$P_{in} = 24 \text{ V} \times 0.285 \text{ mA}$$

$$P_{in} = 6.84 \text{ W}$$

Ya que el voltaje en la salida es un valor pico reformulamos la ecuación de potencia efectiva.

$$P_{out} = \frac{(V_{rms})^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} = \frac{(V_{pico})^2}{2 R_L}$$

$$P_{out} = \frac{(10)^2}{2 \times 8} = \frac{100}{16}$$

$$P_{out} = 6.25 \text{ W}$$

Ya con las dos potencias calculadas es posible determinar la eficiencia del amplificador por medio de la ecuación 11.

$$\eta = \frac{6.25 \text{ W}}{6.84 \text{ W}} \times 100$$

$$\eta = 91.3 \%$$

La eficiencia es de 91.3% valor que cumple con el objetivo de la eficiencia planteado al principio del proyecto a la vez que ratifica la eficiencia de los amplificadores tipo D.

Conclusiones

- Durante el proceso de diseño se presentaron factores que fueron enfocando el proceso de diseño de manera que garantizaran una eficiencia mayor al 90%, de esta forma se escogieron dispositivos que garantizarán de antemano un rendimiento alto, dando como resultado que los cálculos para conseguir la eficiencia se transformaran en una confirmación de los parámetros propuestos al principio del proyecto. Sin embargo los cálculos de comprobación demuestran la diferencia de rendimiento en comparación con dispositivos similares, lo cual es el enfoque general del proyecto.
- La visualización de la señales por etapa no fue la esperada, se quería muestrear en tiempo real, pero desde un comienzo no se consideró la necesidad de obtener una tarjeta de adquisición que trabajara a 1 MHz como mínimo para hacer la reconstrucción de la señal con una buena resolución, se esperaba encontrar otra forma de visualizar durante el tiempo de diseño, sin embargo cuando se contempló que no había otra posibilidad existente si no la de esta tarjeta que cumpliera con los requisitos, se optó por la toma de muestra con un osciloscopio digital, el cual permitirá que la señales sean vistas en tiempo real, que se pueda realizar comparaciones entre etapas, para ello se diseñó puntos estratégicos que posibilitan la visualización de cada una de las señales.
- En vista de que el proyecto cambio de perspectiva de ser discreto en su totalidad, se calculó las variables requeridas, es el caso de los filtros en sus frecuencias de corte, las frecuencias de muestreo a las cuales se quería llegar y por último la eficiencia dependiendo de las ganancias que posee el chip. Demostrando así que las variables reales se distancian de forma considerable de las teóricas, por lo que reducir efectos indeseados se hace primordial.
- La fidelidad de la recuperación de la señal fue acertada, los filtros respondieron adecuadamente, logrando atenuar frecuencias mayores a 20KHz, sin embargo se presentó una alteración en la cual la ganancia de la frecuencia de 250KHz no se atenuó en igual medida que las demás frecuencias, fenómeno predecible después de tener en cuenta aspectos como lo fueron residuos bajo el chip principal y la imposibilidad de diferenciar las tierras digitales de las análogas por medio de islas. El resultado final no se vio afectado en gran medida debido a que 250 KHz esta muy por encima del rango audible, además de que aunque su ganancia no es lo suficientemente alta para ser considerable.
- Se establecieron las características que se necesitaron en la modulación por ancho de pulso, es decir tomar como referencia la frecuencia de la señal de entrada para calcular la frecuencia ideal para la señal diente de sierra, y cuál

sería la frecuencia de la señal modulada, se simuló el comportamiento de la modulación en casos diferentes de la señal de referencia para realizar comparaciones con la salida real del chip, pese a que no se realizó su construcción si se pudo apreciar el trabajo del PWM en los periféricos del amplificador al analizar las señales.

- Durante el proceso de pruebas y verificación se presentaron percances como la lectura errónea de datos en la comparación de señales debido a la toma simultánea de las mismas, la saturación de la señal de entrada y por ende un resultado indeseado en la toma de muestra en la salida. Al igual que la investigación acerca de resultados intrigantes como la ganancia de la señal de 250 KHz. Los cuales fueron solucionados siguiendo la metodología planteada al principio del proyecto, de manera que no representara un obstáculo mayor para el mismo.
- Se realizó una investigación sobre el funcionamiento de una la fuente conmutada dando como resultado que el amplificador trabaja mejor con voltajes entre 15 V y 25 V manteniendo una suministro de corriente estable aproximado a 3 A, parámetros de potencia de entrada. Se realizaron pruebas con una fuente variable de 0V a 24V con una corriente de salida de 3 A y los resultados no fueron los esperados para frecuencias bajas, sin embargo con la fuente Conmutada se observó una mejor calidad de funcionamiento del amplificador.

Recomendaciones y trabajo futuro

Durante el desarrollo del proyecto se encontraron problemáticas que deberían ser tenidas en cuenta para la complementación de la investigación en respecto a los amplificadores clase D. Por ejemplo la necesidad de la observación de los problemas en relación a radiofrecuencias provocadas por la conmutación de componentes como fuentes y puentes de transistores, sobre todo cuando los componentes son en su mayoría discretos.

La necesidad del trabajo a altas frecuencias y el procesamiento de estas señales para su apreciación, este no es un problema únicamente del proyecto si no uno a nivel general, puesto que es bastante difícil procesar dichas señales si no es con elementos especializados.

Otro aspecto a tener en cuenta es la supresión de ruidos e interferencias en las señales, sin referirse únicamente a la utilización de filtros si no a otras técnicas que no son tenidas en cuenta tales como el aislamiento de tierras y al recubrimiento de los elementos acumuladores de energía tales como bobinas y condensadores.

Este trabajo es un primer acercamiento a estas problemáticas y constituye una investigación que puede ser abordada para proyectos futuros.

Bibliografía

Boylestad L. Robert. Electrónica Teoría de Circuitos. Sexta Edición. Pretince Hall. 1997 pag 215-246

Chew, TungShen. Class D full-range audio power amplifier. Trabajo escrito.

Miyara Federico. Filtros Activos. Segunda Edición. Año 2004

Morey Briana; Vasudevan Ravi; Woloschin Ian. Class D power amplifier, The design of a live audio class D audio amplifier with greater than 90% efficiency and less than 1% of distortion. Tesis de grado. WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE.

Palmer, Richard. Design considerations for class D audio power amplifiers. Reporte de aplicación. Texas Instruments.

Pereira Hernandez Miguel .Amplificadores de Audio. En: Escuela Superior De Ingenieros Bilbao. [En línea].p.5-28.

Tomasi Wayne. Sistemas de Comunicaciones electrónicas .Cuarta edición. Pretince Hall. 2005.p. 668-670.

Vivas Carlos. Apuntes de Clase. Electrónica De potencia.pag 3.

Vytautas Gabriunas. Capitulo Fuentes Conmutadas .En Apuntes de Electrónica. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Bogotá. 181-292.

Zhu Shuanghe; Caizhang Lin. Reducing Distortion of Audio Class D (PWM) Power Amplifier by Using Feed-forward Technique. Artículo. IEEE.

Anexos

1 Guía de utilización del amplificador⁷⁵

Este amplificador ha sido construido de forma que pueda ser utilizado por cualquier estudiante de electrónica siguiendo una serie de pasos sencillos que se describen a continuación.

1.1 Conexiones

- Conectar los parlantes a las salidas del amplificador, es importante que estos parlantes tengan una impedancia de 8Ω .
- Conectar la señal de entrada a las entradas del amplificador, si la entrada es una señal que proviene de un dispositivo como un reproductor mp3 o un radio portátil se deben dejar conectados los jumper W1 y W4, si la entrada proviene de un dispositivo debidamente aterrizado como un equipo de sonido o un generador de señales se pueden remover los jumper. Tanto las entradas como las salidas están constituidas por los conectores RCA.
- Conectar el suministro de energía a las conectores de banana rojo y negro marcado con Vcc Y Gnd, es importante tener mucho cuidado con la polaridad de la conexión. Se recomienda conectar un voltaje de 24 V aproximadamente, en ningún caso se debe sobrepasar los 28 V y/o 4 A en la alimentación ya que esto puede generar daños en el amplificador.
- Ajustar el valor de ganancia en decibels dependiendo de los jumper Gain 0 y Gain 1 de acuerdo con la siguiente tabla.

Gain 0	Gain 1	Amplificación en dB
0	0	20
0	1	26
1	0	32
1	1	36

⁷⁵ Basado en la guía de utilización de la tarjeta d evaluación TPA3100D2 de Texas Instruments

Donde 1 se refiere al jumper conectado y 0 al jumper desconectado. Luego de esto ajustar la señal de entrada.

Con estos pasos es suficiente para empezar a utilizar el amplificador, a continuación se mencionan unas consideraciones a tener en cuenta.

1.2 Correcto funcionamiento

- El led pilot1 debe estar encendido emitiendo una luz verde, de lo contrario puede haber problemas con la alimentación o con el chip.
- Si se enciende el led Fault1 el cual emite una luz roja, indica que hay un problema con la salida del amplificador, se debe revisar que los parlantes estén debidamente conectados.
- Este chip está diseñado para poder ser conectado con otros chips del mismo tipo, la señal Sync que se encuentra en el conector P2 sincroniza los chip y es configurada como entrada o salida dependiendo del jumper Master. Si solo se esta utilizando un chip este se debe configurar como Maestro y por lo tanto el jumper Master siempre debe estar removido, de lo contrario se debe configurar como esclavo colocando el jumper, de esta manera el conector P2 (Sync) quedaría como entrada y se debe conectar con la señal Sync del chip Maestro.
- El pulsador Mute interrumpe las salidas colocándolas en una impedancia alta, sin embargo las funciones internas del chip continúan operando. El jumper W7 solo coloca la señal de este pulsador en serie con el Led Fault1, esto para corroborar si el pulsador esta trabajando correctamente e indicar la impedancia lata en la salida.
- El pulsador Shut deshabilita completamente el amplificador, interrumpiendo el la modulación PWM a la vez que la conmutación de los FET's.

Para apreciar la señal en el osciloscopio solo hay que conectar las sondas a los conectores de banana rojo y blanco a los que corresponda la señal que se quiere analizar. Cabe recordar que a su vez se deben tener las mismas precauciones que con cualquier componente o artefacto electrónico, tales como el cuidado con la electricidad estática, temperatura y humedad. Además de la utilización de sondas adecuadas y que capten la menor cantidad de ruido posible.

2 Diseño de PCB⁷⁶

Figura 52. Diseño esquemático

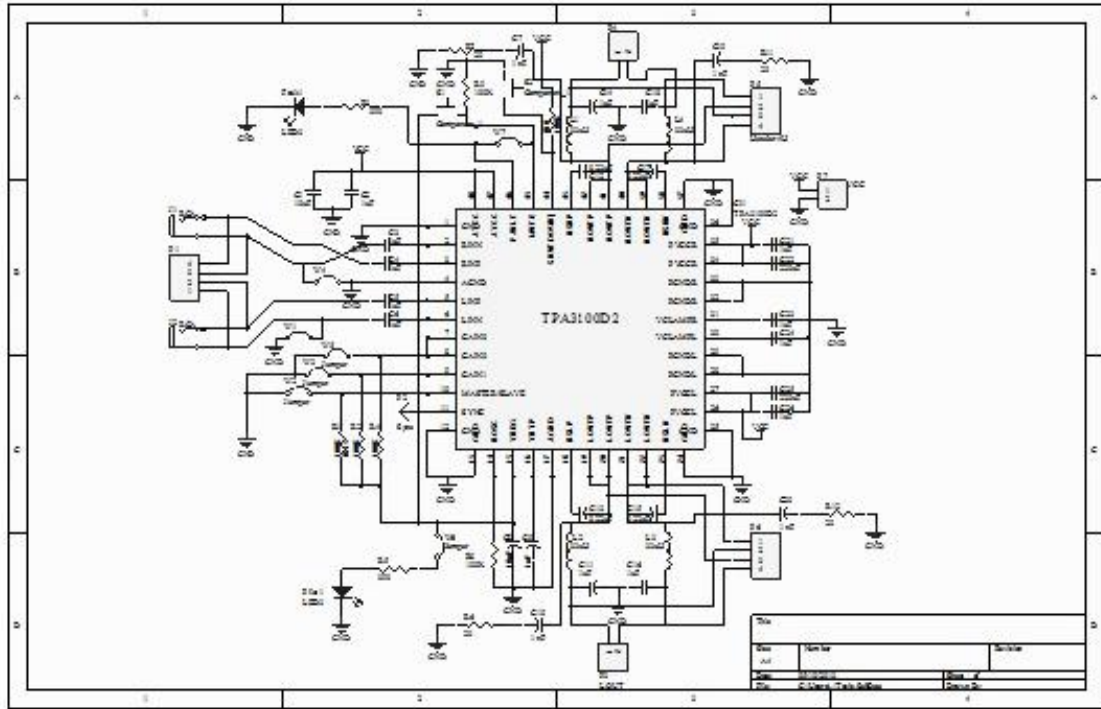
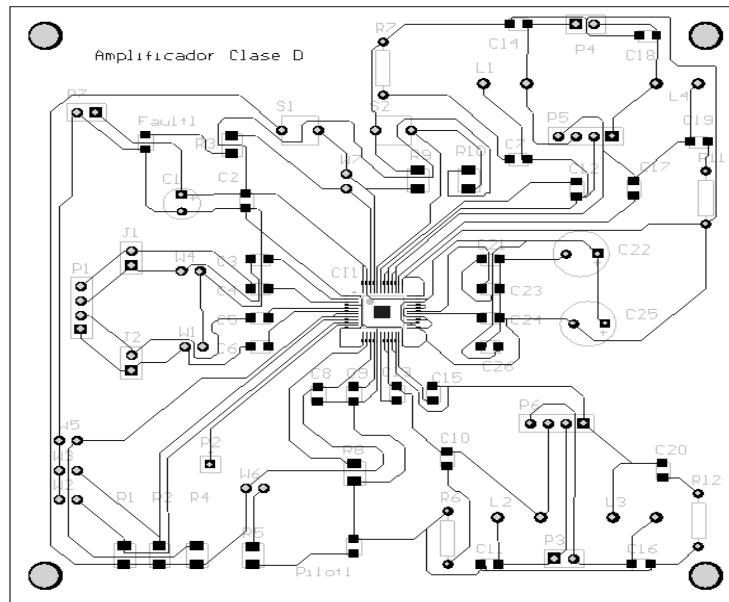


Figura 53. Diseño de impreso



⁷⁶ Basado en la guía de utilización de la tarjeta de evaluación TPA3100D2 de Texas Instruments